



Chapitre 1 : Electricité, électromagnétisme et technique radio

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

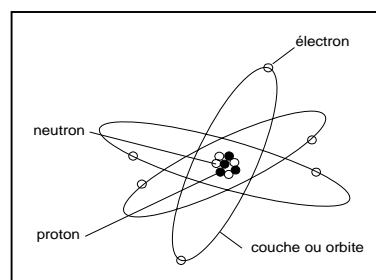
1.1. La conductivité

1.1.1. Conducteur, semi-conducteur et isolant

Nos cours de physique nous ont appris que la matière pouvait être divisée en corps composés et en corps purs et, que les corps purs sont constitués de **molécules**. La molécule est la plus petite particule de la matière qui en possède encore toutes ses caractéristiques. Une molécule d'eau (H₂O) possède toutes les caractéristiques de l'eau.

La molécule à son tour peut être divisées en **atomes**. La molécule d'eau se compose de 2 atomes d'hydrogène (H)¹ et d'un atome d'oxygène (O). Mais ces atomes n'ont pas les mêmes caractéristiques que l'eau !

L'atome est constitué d'un noyau dans lequel on trouve des **protons** (particules chargées positivement) et des **neutrons** (particules neutres). Toute la masse de l'atome se trouve concentrée dans son noyau. Autour de ce noyau gravitent des **électrons** chargés négativement et répartis en plusieurs couches ou orbites. Les électrons de la dernière couche sont appelés "électrons de valence", ils déterminent la formule moléculaire². En général, pour un atome neutre, le nombre d'électrons est égal au nombre de protons.



Le tableau de Mendéléeff³ reprend classification des éléments (atomes) en fonction du nombre atomique (c-à-d du nombre d'électrons) et en fonction du nombre d'orbites électroniques.

Les **métaux** tels que le cuivre (Cu), le fer (Fe), l'aluminium (Al), l'argent (Ag), l'or (Au) ... de même que le graphite et la plupart des solutions acides (HCl, H₂SO₄, ..) ou alcalines ont moins de 4 électrons de valence et ceux ci sont très peu lié à la structure de l'atome, ils peuvent facilement se déplacer d'un atome à l'autre, on les appelle de conducteurs.

Par contre les **non métaux**, la plupart des substances minérales et les substances synthétiques organiques ont plus de 4 électrons de valence et ils sont fortement liés à la structure on les appelle des isolants.

Il existe deux corps particuliers qui sont le germanium (Ge) et le silicium (Si), qui possèdent exactement 4 électrons de valence. On appelle ces matériaux des **semi-conducteurs**. Leur conductivité peut être fortement influencé par une infime quantité de corps étrangers appelés dopeurs. C'est grâce à ces deux corps que l'on va pouvoir fabriquer des transistors, des diodes et des circuits intégrés.

Le tableau de Mendeleïv a publié un tableau reprenant la classification des éléments (atomes) en fonction du nombre atomique (c-à-d du nombre d'électrons) et en fonction du nombre d'orbites électroniques.

¹ Nous profitons de l'occasion pour rappeler quelques symboles chimiques, ceci nous facilitera aussi l'écriture.

² La formule de l'eau est H₂O: Le fait qu'il y ait 2 atomes d'hydrogène, s'associent à 1 atome d'oxygène est lié aux électrons de valence.

³ Mendeleïev : Chimiste russe qui établit la classification périodique des éléments en 1870.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.1.2. Courant, tension et résistance

Les expériences d'électrisation montrent que lorsqu'on frotte un bâton de verre avec un chiffon, il est capable d'attirer de petits morceaux de papier. Il en est de même avec un bâton d'ébonite. On explique ce phénomène par la présence de **charges électriques**.

On peut montrer qu'un bâton de verre électrisés attire un bâton d'ébonite et que deux bâtons d'ébonite se repoussent. On en conclut qu'il existe 2 types de charges : deux charges de même signe se repoussent, deux charges de signe contraire s'attirent. Un peu par convention, on a dit que l'électricité du bâton de verre était positive et par conséquent celle du bâton d'ébonite négative.

Le fait d'accumuler des charges électriques sur un corps, augmente son **potentiel**. Entre deux corps électrisés, il existe une **différence de potentiel** (d.d.p.) ou une **tension** et que l'on représente par la lettre **U** (ou parfois par E).

U ou E = différence de potentiel ou tension

L'électron possède une charge électrique qui est extrêmement faible et négative⁴. L'électron est souvent représenté par e⁻. Dans un conducteur ces électrons sont relativement libres et peuvent voyager d'un atome vers un autre. Mais sous l'action d'une tension électrique entre les extrémités d'un conducteur, ces électrons vont se déplacer du pôle négatif vers le pôle positif. On dit qu'il s'établit un courant d'électrons ou plus simplement qu'il y a un courant. Le courant est un déplacement d'électrons.

On définit le courant comme le nombre de charges électriques Q qui passent par unité de temps t (par seconde) dans un conducteur. Le courant se représente par la lettre I.

I = Q / t ou 1 ampère = 1 coulomb / seconde

Nous avons vu que seul les électrons libres peuvent se déplacer dans un métal. Toutefois pour certains conducteurs cette faculté est plus prononcée que pour d'autre. On dit que la résistance est plus ou moins grande. Cette résistance dépend du nombre d'électrons présent donc de la section du conducteur et de sa longueur⁵. Le conducteur offre plus ou moins de résistance au passage du courant électrique.

Pour définir la conductibilité on mesure la résistance d'un échantillon de ce matériau. On peut prendre un échantillon de 1 cm² de section et de 1 cm de long, la résistivité est alors exprimée en $\Omega \text{ cm}^2/\text{cm}$ ou $\Omega \text{ cm}$. Mais on peut aussi prendre un échantillon d'une section de 1 mm² et d'une longueur de 1m, la résistivité s'exprime alors en $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$. Ainsi la

résistivité ou résistance spécifique du cuivre = 1,79 $\mu\Omega \text{ cm}$ ou 0,0179 $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$

et cela pour 20°C.

⁴ La charge d'un électron fut déterminée par Robert Millikan entre 1909 et 1913. La charge de l'électron est de $1,60219 \times 10^{-19}$ coulomb.

⁵ C'est la loi de Pouillet $R = \rho (l / s)$ où ρ est la résistivité exprimée en $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ (par exemple), l la longueur en m et s la section en mm² mais la résistance dépend aussi de la température et on définit le coefficient de température α .

Le tableau ci-après représente la résistivité et le coefficient de température de quelques matériaux

	symbole chimique	résistivité à 0°C	coeff. de température
argent	Ag	1,45	0,004
cuivre	Cu	1,6	0,0042
or	Au	2,2	0,0037
aluminium	Al	2,6	0,004
fer	Fe	10 à 13	0,006
mercure	Hg	96	0,009
carbone	C		-0,0007

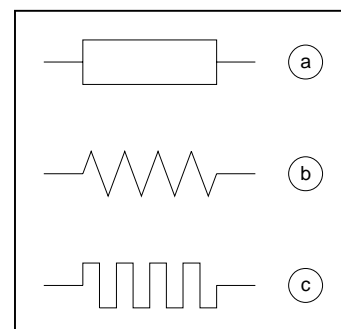
le carbone est l'un des rares matériaux à avoir un coeff. de temp. négatif !



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Ce qui veut dire qu'un fil de cuivre de 1 cm² de section et de 1 cm de long présente une résistance de 1,79 $\mu\Omega$ ou 0,000 001 79 Ω ou qu'un fil de cuivre d'une section de 1 mm² (diamètre = 1,128 mm) et de 1 m de long présente une résistance de 0,0179 Ω .

Une résistance se représente par le symbole sur la figure a ci-contre, toutefois on trouve aussi la représentation de la figure b, et de la figure c. Dans ce cours, nous utiliserons toujours le symbole de la figure a.



1.1.3. Les unités : l'ampère, le volt et l'ohm

Nous venons de parler de courant, de tension et de résistance, on peut maintenant définir les unités avec lesquelles on va mesurer ces grandeurs. Dans la pratique, pour mesurer ces grandeurs on utilise 3 appareils de mesure : un ampèremètre, un voltmètre et un ohmmètre mais, mais pour des raisons pratiques, les techniciens (et les radioamateurs) utilisent un multimètre (ou un Volt-Ohm-Mètre ou VOM) qui combine ces 3 appareils en un seul.

L'unité de tension est le **volt**⁶, et se mesure avec un appareil appelé voltmètre.

Un voltmètre se met toujours en parallèle sur l'élément où on veut mesurer la tension, ce qui veut dire que l'on met un fil du voltmètre sur une des bornes de la résistance par exemple, et que l'on met l'autre fil du voltmètre sur l'autre borne de la résistance.

L'unité de courant est l' **ampère**⁷. Un ampère est équivalent à une charge de 1 Coulomb qui passe dans un conducteur en 1 seconde⁸.

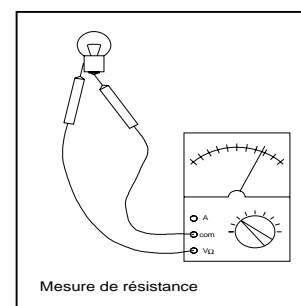
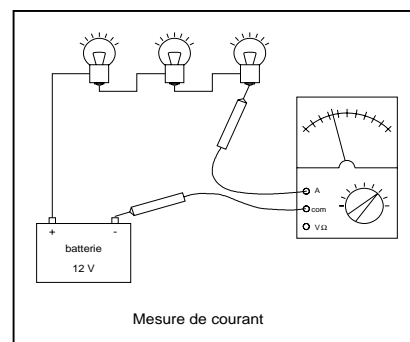
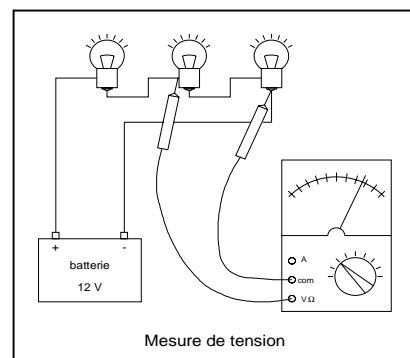
L'ampère complète les trois grandeurs mécaniques (le mètre, le kilogramme et la seconde) pour former le système de mesure MKSA. L'ampère est donc une unité fondamentale.

Un courant se mesure avec un appareil appelé ampèremètre.

Un ampèremètre se met toujours en série dans le circuit, ce qui veut dire que l'on doit interrompre le circuit (couper un fil) et qu'on intercale l'ampèremètre en série.

L'unité de résistance est l'**ohm**⁹ représentée par la lettre grecque Ω que l'on prononce "oméga".

Pour mesurer une résistance, on la déconnecte de son circuit et de toute alimentation. Le multimètre est mis en position ohmmètre et pour réaliser la



⁶ Du nom du comte Alesandro Volta qui inventa la pile électrique Le comte Alesandro Volta donna son nom à l'unité de tension et cela devint le Volt avec le symbole **V**.

⁷ André Ampère donna son nom à l'unité d'intensité avec le symbole **A**.

⁸ Puisqu'on connaît la charge de l'électron, on peut dire qu'un ampère est donc équivalent au passage de 6 250 000 000 000 000 (6,25 x 10¹⁹) électrons en 1 seconde.

⁹ Georg Ohm donna son nom à l'unité de résistance et cela devint l'ohm, avec le symbole Ω .



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

mesure, il utilise une pile interne dont la tension se situe généralement entre 1,5 et 9 V .

Mais étant donné que l'on utilise souvent des valeurs beaucoup plus faible que l' ampère ou beaucoup plus élevée que l'ohm, on fait appel à des multiples et des sous multiples. Nous utiliserons essentiellement les multiples

- **micro** qui signifie millionième ou $1/1000000$ ou $0,000001$, qui s'écrit μ (la lettre grecque), comme par exemple $50 \mu\text{A}$ qui représente $0,00005 \text{ A}$
- **milli** qui signifie millième, ou $1/1000$ ou $0,001$, qui s'écrit "**m**" comme par exemple 100 mV qui représente $0,1 \text{ V}$ ou 2 mA qui représente $0,002 \text{ A}$
- **kilo** qui signifie mille et s'écrit "**k**", comme par exemple 1 kV qui représente $1\ 000 \text{ Volts}$, ou $27 \text{ k}\Omega$ qui représente $27\ 000\Omega$
- **méga** qui signifie million et s'écrit "**M**", comme par exemple $26 \text{ M}\Omega$ qui représente $26\ 000\ 000 \Omega$.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

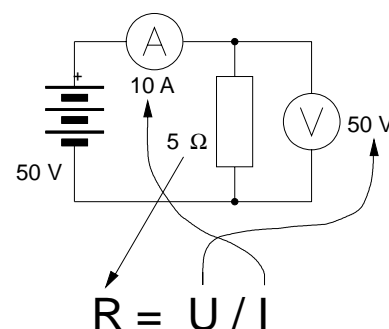
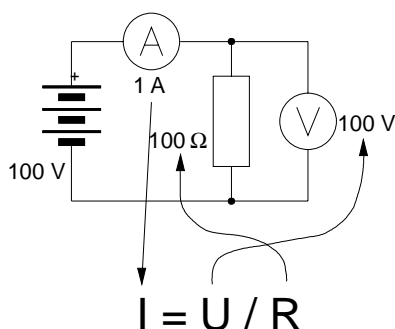
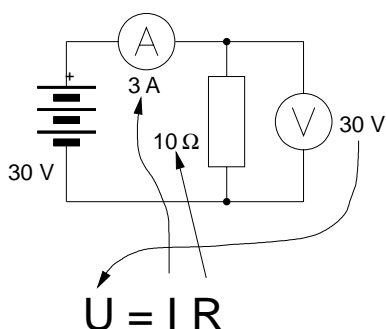
1.1.4. La loi d'Ohm

La loi d'Ohm établit une relation entre la tension (U), le courant (I) et la résistance (R), elle s'énonce 'énonce comme suit : "Le courant qui passe dans un circuit est directement proportionnel à la tension appliquée à ses bornes et inversement proportionnel à la résistance du circuit".

En fait, cette relation mathématique est très simple :

$$\text{Tension} = \text{Courant} \times \text{Résistance} \quad \text{ou} \quad \boxed{U = I \times R}$$

Les trois figures ci-dessous représentent des variations sur la loi d'Ohm:



Si on connaît R et I , que vaut U ?
 $U = R \times I$

Si on connaît U et R, que vaut I ?
 $I = U / R$

Si on connaît U et I , que vaut R ?
 $R = U / I$

La loi d'Ohm est une loi fondamentale de l'électricité.

Mais la loi d'Ohm reste également valable en courant alternatif. Simplement au lieu de parler de résistance on va parler d'impédance. L'impédance est représentée par la lettre Z et elle est également exprimée en ohms

$$\text{Tension} = \text{Courant} \times \text{Impédance} \quad \text{ou} \quad \boxed{U = I \times Z}$$



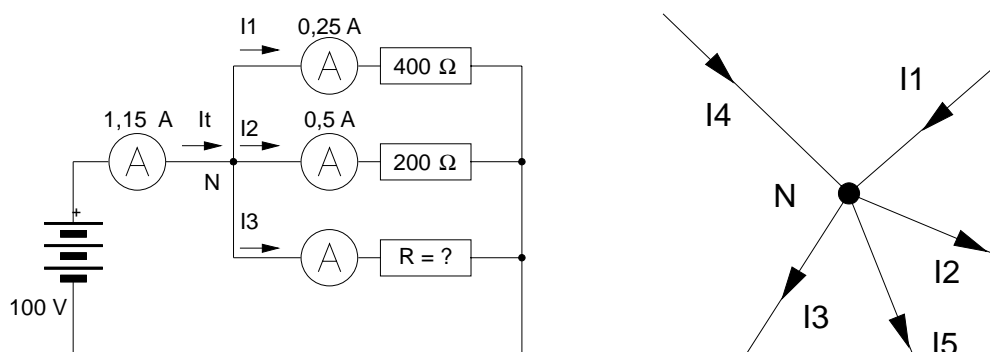
Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.1.5. Les lois de Kirchhoff

Les deux lois de Kirchhoff constituent deux autres lois fondamentales : l'une s'applique aux nœuds, l'autre aux mailles :

1.1.5.1. La loi des nœuds

La somme algébrique des courants entrants dans un nœud est égale à la somme algébrique des courants sortants. Soit le circuit de la figure ci-contre : Considérons le point N que l'on appelle un nœud. Un nœud n'est rien d'autre qu'une jonction, cela peut être une borne, une cosse, une soudure ... Nous savons qu'à ce point arrive un courant de 1,15 A.



La première loi de Kirchhoff dit que ce courant de 1,15 A (qui est un courant "entrant") DOIT être la somme des courants "sortant", c.-à-d. de I1 de I2 et de I3. Ce que l'on écrit $I_t = I_1 + I_2 + I_3$

Supposons donc que l'on connaisse $I_t = 1\text{ A}$, $I_1 = 0,25\text{ A}$ et $I_2 = 0,5\text{ A}$, on peut alors très facilement calculer:

$$I_3 = I_t - I_1 - I_2 = 1,15 - 0,25 - 0,5 = 0,4\text{ A} . \text{ Par conséquent la valeur de R sera } 100/0,4 = 250\ \Omega$$

Il est important de bien définir le sens des courants avant d'appliquer cette loi.

Bien sûr on peut prendre un cas plus complexe, avec deux courants "entrant" et trois courants "sortant". Dans ce cas, on aura $I_1 + I_2 = I_3 + I_4 + I_5$ ou encore $I_1 + I_2 - I_3 - I_4 - I_5 = 0$

Mais d'une façon plus générale on peut écrire :

$$\text{loi des nœuds} \quad \boxed{\sum I = 0}^{10}$$

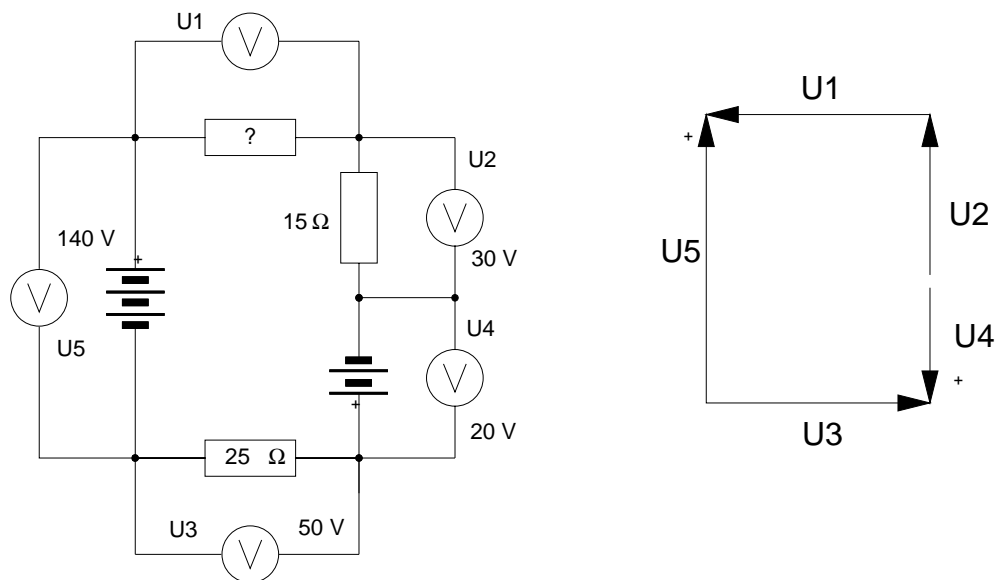
¹⁰ Les mathématiciens aiment bien écrire de façon "élégante" : Le symbole Σ est la lettre grecque sigma, $\Sigma I = 0$ se lit "somme des I est égale à zéro". ΣI représente donc $I_1 + I_2 + I_3 + I_4$ etc... chacun des courants étant affecté du signe + s'il arrive au nœud, du signe - s'il le quitte.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.1.5.2. La loi des mailles

La deuxième loi de Kirchhoff dit que la somme des chutes de tensions doit être égale à la somme des tensions des générateurs. Si la première loi de Kirchhoff s'appliquait à un nœud (à un point), cette deuxième loi s'applique à une chaîne d'éléments mis à la queue leu leu, à une maille.



Mais dans cet exemple il y a deux sources de tensions, et ces tensions s'additionnent car elles sont dans le même sens. Donc la tension totale est de 140 V + 20 V soit 160 V. Cette tension doit être égale à la somme des autres tensions c-à-d à la somme de la chute de tension sur R1, plus la chute de tension sur R2, plus la chute de tension sur R3. Ce que l'on écrit

$$U4 + U5 = U1 + U2 + U3$$

Par ailleurs comme il y a une chute de tension de 30 V aux bornes de la résistance de 15 Ω, on peut en déduire que le courant dans le circuit est égal à 2 A. Ce courant de 2 A traverse aussi bien la résistance de 15 Ω, que celle de 25 Ω, que notre résistance inconnue.

Puisque la somme des tensions doit être égale à 160V, alors la tension U1 doit forcément être égale à 160 – 30 – 50 = 80 V. Puisque U2 = 30 V est développé sur une résistance de 15 Ω, cela signifie que le courant I = 2 A. La valeur de R est donc égale à 80 / 2 = 40 Ω.

La somme des différences de potentiel dans un circuit fermé est nulle, ce que l'on écrit encore.

loi des mailles

$$\boxed{\Sigma U = 0}^{11}$$

Remarquons que l'on fait ici la différence entre les tensions aux bornes des générateurs (U4 + U5) et la tension aux bornes des résistances (U1 + U2 + U3).¹²

¹¹ $\Sigma U = 0$ se lit "somme des U est égale à zéro" et chacune des tensions soit être affectée du signe + ou du signe –

¹² A comparer avec la loi des nœuds où on faisait la distinction entre courants entrants et courants sortants.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.1.6. Puissance électrique

En électricité, la puissance électrique est donnée par $P = U I$ et elle s'exprime en Watt ¹³.

Comme nous avons vu que la loi d'Ohm ($U = R \times I$), on peut aussi donner les autres formes:

$$\text{puissance électrique} \quad \text{ou} \quad \boxed{P = U I} \quad \text{ou} \quad \boxed{P = R I^2} \quad \text{ou} \quad \boxed{P = U^2/R}$$

La puissance électrique d'une lampe fait qu'elle donne plus ou moins de lumière.

La puissance électrique de la résistance chauffante d'une cafetière, fera qu'on peut chauffer plus ou moins rapidement une certaine quantité d'eau¹⁴.

La puissance électrique d'un moteur de cabine d'ascenseur fait qu'il pourra soulever une cabine plus ou moins lourde, en un temps plus ou moins court.

1.1.7. L'énergie électrique

L'énergie électrique, quant à elle est le produit de la puissance par le temps.

$$\text{énergie électrique} \quad \boxed{W = U I t} \quad \text{ou} \quad \boxed{W = R I^2 t}$$

Si t est exprimé en secondes, l'énergie sera alors en Ws ou Joules.

Par contre, les distributeurs d'énergie utilisent plutôt l'heure comme unité de temps, on obtient alors une énergie exprimée en Wh ou son multiple le kWh .

¹³ Une ancienne forme de puissance est le "cheval vapeur" : on a **1CV = 75 kgm/s = 736 Watts** . On utilise encore cette unité dans le cas des moteurs, et on dira par exemple que la puissance d'un moteur est de $\frac{1}{2}$ CV .

¹⁴ Pour ces problèmes on définit une calorie comme étant la quantité de chaleur qui fait augmenter la température d'1 gr d'eau de 1°C et **1 calorie = 4,18 Joules = 4,18 W s**



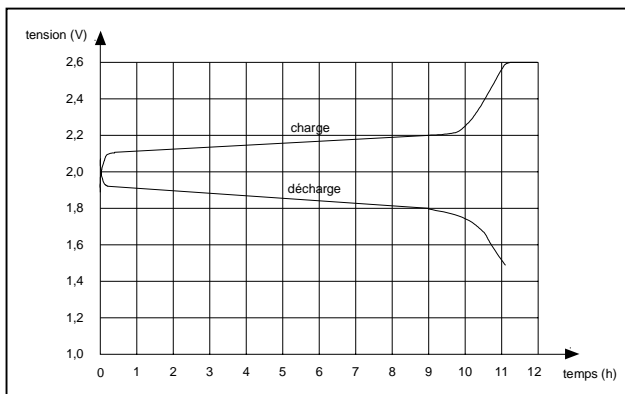
Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.1.8. La capacité d'une batterie¹⁵

Un élément d'une batterie au plomb présente une **tension nominale** de 2 V. Ainsi pour une batterie d'auto où la tension nominale est de 12V, il faudra 6 cellules.

Une batterie bien chargée présente une tension de 2,05 V par élément. Au fur et à mesure qu'elle débite un courant, la tension diminue. C'est la courbe de décharge d'une batterie. Pour bien faire, on ne devrait pas descendre en dessous de 1,85 V par élément.

Le produit du courant x temps de décharge est une constante appelée la **capacité** de la batterie. La capacité d'une batterie s'exprime en **Ampère-heure**. Ainsi une batterie qui fournit 1 A pendant 35 h aura une capacité de 35 Ah.



Soit une batterie de 35 Ah, on pourrait penser obtenir un courant de 350 A pendant 0,1 h par exemple, ce qui donnerait aussi 35 Ah, mais dans ces conditions, la batterie est soumise à une trop grande épreuve, on conseille de ne jamais dépasser un courant nominal égal au 1/10ème de la capacité. Ainsi pour cette batterie de 35 Ah, il est conseillé de ne pas dépasser un courant de charge ou de décharge de 3,5 A.

Lorsque la batterie sera déchargée, il faudra la recharger. Ceci se réalise grâce à une source de tension alimentée, par exemple, par le secteur. La tension à appliquer, et le courant de charge dépendent du mode :

- si le chargeur de batterie reste en permanence sur la batterie, on doit appliquer un régime de **charge en tampon ("floating")** qui est de l'ordre de 2,2 à 2,24 V.
- mais dans certains cas on peut appliquer une **charge rapide** et dans ce cas la tension peut atteindre 2,3 à 2,4 V par élément. Toutefois si on prolonge la charge d'égalisation on produit une décomposition de l'eau.

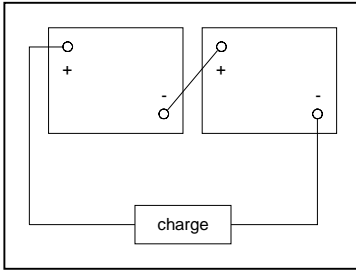
	par élément	pour une batterie de 12 V (6 éléments.)
charge d'égalisation	2,4 V	14,4
charge en tampon ("floating")	2,2 à 2,24 V	13,2 à 13,44
limite de décharge	1,85 V	11,1

Une batterie possède un certain rendement, c.-à-d. que si on lui délivre x Ah, elle n'en restituera qu'environ 80 à 90 %, le reste est perdu en échauffement.

¹⁵ L'expression correcte serait "batterie d'accumulateurs", mais l'expression "batterie" est aussi passée dans le langage courany.

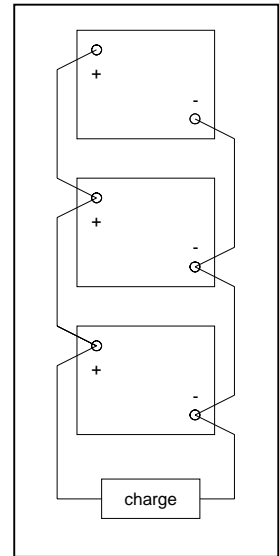


Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC



Lorsqu'on met des batteries de même tension et de même capacité en **série** (figure de gauche), la tension totale est égale à la somme des tensions, mais la capacité ne change pas. Il va s'en dire que cela n'a pas de sens de mettre dans la chaîne une batterie avec une capacité différente.

Lorsqu'on met des batteries de même tension en **parallèle** (figure de droite), la tension totale ne change pas, mais la capacité est égale à la somme des capacités des batteries. On peut donc mettre des batteries de capacités différentes en parallèle.

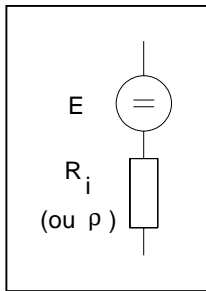
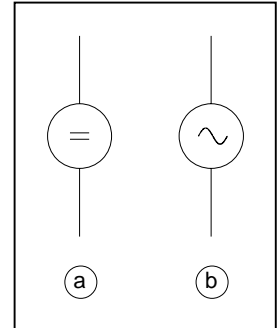




1.2. Les générateurs d'électricité

1.2.1. Généralités

Un générateur d'électricité possède en général 2 bornes (parfois 3 ou plus dans les alternateurs triphasés). Suivant qu'il s'agit d'un générateur à courant continu ou alternatif, le symbole est représenté par la figure a ou b.

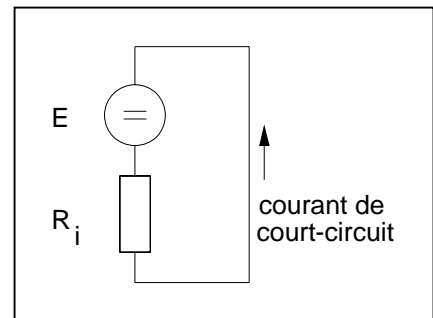


Un tel générateur est caractérisé par

- sa force électromotrice que l'on abrège sous le sigle **f.é.m.** et que l'on représente souvent par la lettre **E**, et,
- par sa **résistance interne**, qui est souvent représentée par les lettres **R_i** ou par la lettre grecque **ρ** (rho).

Lorsqu'on met un générateur en court-circuit, le courant n'est pas infini, mais, il est limité par la résistance interne R_i (ou ρ). Ce courant est appelé **courant de court-circuit**.

$$I_{\text{court circuit}} = E / R_i$$

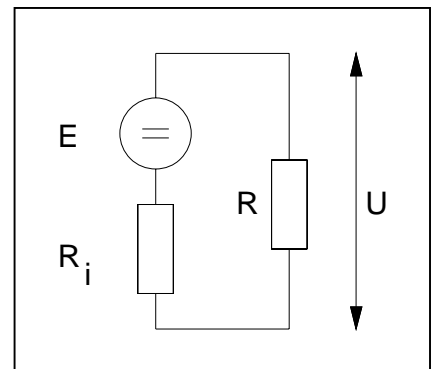


Mais un générateur n'est pas fait pour être mis en court circuit !

Normalement il alimente une résistance R , comme indiqué à la figure e, où la tension de sortie U aux bornes de cette résistance est inférieure à sa f.é.m. E , la différence est égale à $R_i * I$

$$U = E - R_i I$$

A vide, c-à-d lorsqu'il n'y a pas de charge R , nous avons $U = E$ bien évidemment.





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.2.2. Mise en série de générateurs

La loi de Kirchhoff est d'application :

la tension résultante est la somme des tensions et il faudra tenir compte des signes (polarités)
la résistance équivalente est la somme des a résistance interne (le signe n'a pas d'importance)

Dans le cas ci-contre E1 et E3 sont dans le même sens et E2 est en sens opposé. La tension équivalente vaut donc

$$24 - 3 - 4,5 = 16,5 \text{ V}$$

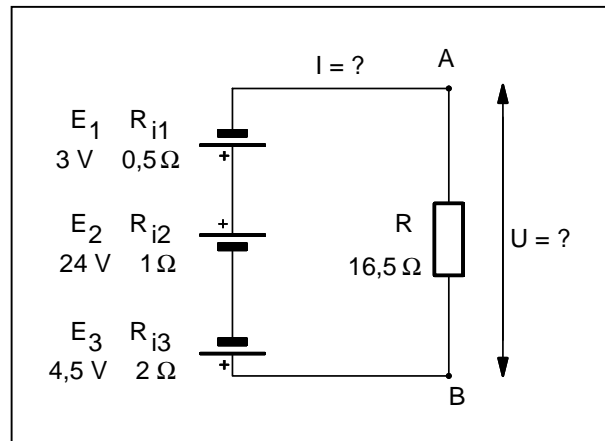
Puisque le générateur E2 est prédominant, A sera positif, tandis que B est négatif.

La résistance interne équivalente est égale à la somme des résistances internes donc

$$R_i \text{ eq.} = 0,5 + 1 + 2 = 3,5 \Omega$$

et le courant I est égal à $16,5 / (3,5 + 16,5) = 16,5 / 20 = 0,825 \text{ A}$

La tension aux bornes de la résistance vaut $U = 16,5 (16,5 / (3,5 + 16,5)) = 13,61 \text{ V}$



1.2.3. Mise en parallèle de générateurs

On peut aussi mettre deux générateurs en parallèle. Le cas le plus fréquent est celui de deux générateurs de même f.é.m. comme indiqué dans la figure a. La f.é.m. équivalente est égale à la f.é.m. d'une source, soit 12 V dans ce cas. La résistance interne est égale à la mise en parallèle des deux soit $0,5 \times 1,5 / 0,5 + 1,5 = 0,375 \Omega$.

<p style="text-align: center;"> $E_1 \quad R_{i1} \quad E_2 \quad R_{i2}$ $12 \text{ V} \quad 0,5 \Omega \quad 12 \text{ V} \quad 1,5 \Omega$ </p> <p style="text-align: center;">(a)</p>	<p style="text-align: center;"> $E_1 \quad R_{i1} \quad E_2 \quad R_{i2}$ $12 \text{ V} \quad 0,5 \Omega \quad 12 \text{ V} \quad 1,5 \Omega$ </p> <p style="text-align: center;">(b)</p>	<p style="text-align: center;"> $E_1 \quad R_{i1} \quad E_2 \quad R_{i2}$ $24 \text{ V} \quad 0,5 \Omega \quad 12 \text{ V} \quad 1,5 \Omega$ </p> <p style="text-align: center;">(c)</p>
tension équivalente = 12 V et résistance interne équivalente = 0,375 Ω	<p style="text-align: center;">les générateurs débitent l'un dans l'autre !</p>	<p style="text-align: center;">les générateurs débitent l'un dans l'autre !</p>

Dans la figure b on a inversé le sens d'un des générateurs. Ici, on peut considérer que les deux générateurs sont en série et en court-circuit. Le courant de court-circuit est égale à $(12+12) / (0,5 + 1,5) = 24 / 2$ soit 12 A ! Ce n'est probablement pas la meilleure façon de mettre 2 générateurs en parallèle.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

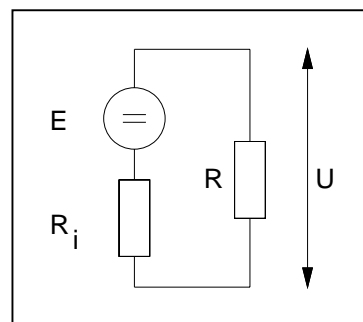
Dans la figure c, on a deux générateurs mais de tension différente. Ici aussi on aura une situation de court-circuit, le courant de court circuit sera égal à $(24 - 12) / 2 = 6$ A. Ceci aussi n'est pas la meilleure façon de mettre 2 générateurs en parallèle.

La seule façon correcte est d'utiliser deux générateurs de même f.é.m. (cf figure a) !

1.2.4. Résistance adaptée

Imaginons un générateur de f.e.m. $E = 12V$ et de résistance interne $R_i = 5 \Omega$ et branchons y, successivement, des résistances R de 1Ω , 3Ω , 5Ω , 7Ω et 10Ω et 25Ω . Calculons donc les différentes puissances dissipées dans R pour savoir quand cette puissance sera la plus importante:

R	R + R _i	I (A)	U (V)	P dans R
1 Ω	6 Ω	2	2	4 W
3 Ω	8 Ω	1,5	4,5	6,75 W
5 Ω	10 Ω	1,2	6	7,2 W
7 Ω	12 Ω	1 A	7	7 W
10 Ω	15 Ω	0,8	8	6,4 W
25 Ω	30 Ω	0,4	10	4,8 W



Nous constatons donc que la plus grande puissance est produite lorsque la résistance est égale à la résistance interne. C'est la condition d'**adaptation de la charge à la source**. Nous constatons aussi qu'au moment où la puissance est maximale, la tension U vaut la moitié de la f.e.m. E ¹⁶.

Nous aurons l'occasion sur ce point au § 1.9.

¹⁶ Dans le cas d'une centrale électrique on voit mal comment une centrale produisant 1 MW (1.000.000 W) devrait dissiper la moitié (500.000 W) dans sa résistance interne et fournir l'autre moitié pour les consommateurs.

Mais dans de nombreuses questions qui nous préoccuperons par la suite, il est important d'avoir le maximum de puissance et cette règle sera alors EXTREMEMENT IMPORTANTE !



1.3. Le champ électrique

L'électrostatique repose sur des découvertes très anciennes. En effet 700 ans avant JC, les Grecs avaient déjà observé qu'un bâton d'ambre frotté avec une peau de chat avait la propriété d'attirer des petits morceaux de pailles et c'est le mot ambre, qui se dit **elektron** en grec, qui donna lieu au mot électricité.

Ensuite il a fallu attendre le début du 18^{ème} siècle pour que Benjamin Franklin¹⁷ se mit à faire des observations scientifiques, qu'il définisse l'existence d'électricité positive et d'électricité négative. Puis en 1785 un physicien français a traduit l'observation des attractions et de répulsions en une loi qui porte son nom : la loi de Coulomb¹⁸ :

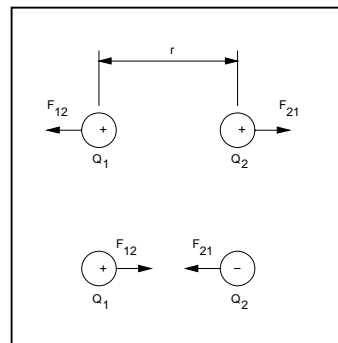
$$F = k \frac{Q_1 \times Q_2}{r^2}$$

où F est la force exprimée en Newton

k est une constante qui dépend du système d'unité¹⁹

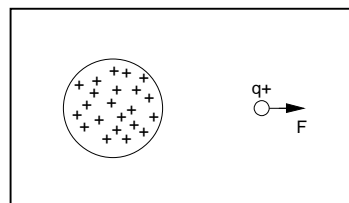
Q1 et Q2 sont les deux charges, elles sont exprimées en Coulomb

r est la distance entre les 2 charges.



La plus petite charge possible (la charge élémentaire) est celle de l'électron et vaut $1,602 \cdot 10^{-19}$ C.

Imaginons à présent une charge électrique et plaçons à proximité une charge q. Elle subit une force F, et nous dirons que le champ électrique est la valeur de cette force divisée par la charge q.



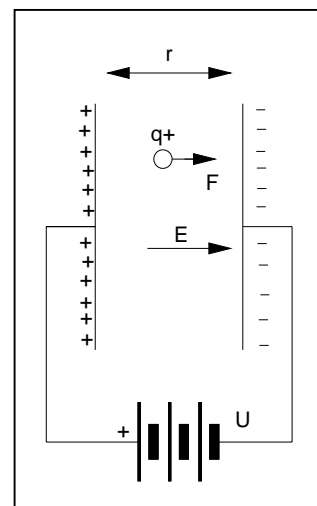
champ électrique **$E = F / q$**

Par conséquent, le champ électrique est exprimé en N / C.

Dans le cas d'un condensateur, nous avons deux armatures chargées d'électricité. Si nous imaginons une charge q+, elle sera attirée par l'armature négative. La force d'attraction F peut aussi être calculée par la loi de Coulomb et, il existera aussi un champ électrique E. Dans ce cas précis les choses se simplifient et le champ E vaut $E = U / r$.

Le champ électrique est exprimé en Volt/mètre ("volt par mètre") et noté **V/m**.

Exemple: Entre deux plaques séparées de 3 mm et raccordées à une batterie de 12 V, il règne un champ électrique de $12 / 0,003 = 4000$ V/m.



¹⁷ Benjamin Franklin

¹⁸ Cette loi est tout à fait similaire à la loi d'attraction des masses (Loi de Newton).

¹⁹ $k = 8,9875 \cdot 10^9$ N m² / C²

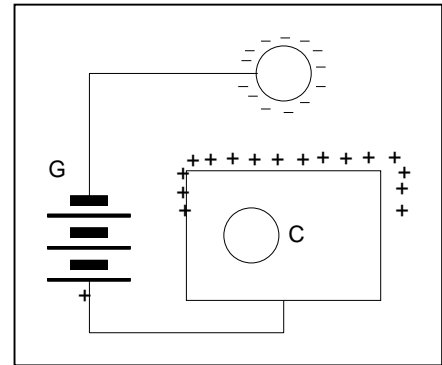


Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Si un corps C est placé dans une enceinte, il ne pas soumis à l'influence d'une source d'électricité G placée à l'extérieur de l'enceinte. L'enceinte joue le rôle d'un écran, d'un blindage. On appelle cette enceinte une **cage de Faraday**.

En radio, on utilise ce genre d'écran pour séparer deux étages, pour que l'un ne rayonne pas sur l'autre. Cet écran peut être prendre la forme un petit boîtier en aluminium, ou une tôle pliée pour former un capot, ou un grillage.

Pour protéger un bâtiment de la foudre²⁰, il construit parfois aussi une sorte de cage de Faraday à l'aide de fils. Ces fils peuvent être distant de quelques dizaines de mètres, mais ils sont tous reliés ensemble et l'ensemble est encore relié à la terre. Il s'agit là d'un genre de treillis (à très grosses mailles ...).



²⁰ La foudre n'est rien d'autre qu'une manifestation "un peu particulière" de l'électricité statique et lors de la décharge le courant mis en jeu peut atteindre de 1000 à 20000 A !



1.4. Le champ magnétique

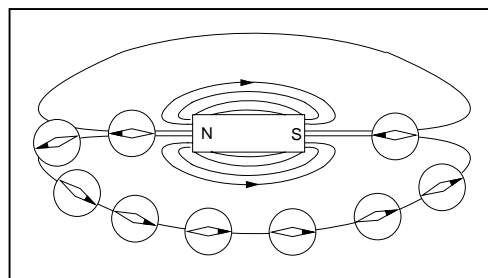
Tout comme pour l'électrostatique, le magnétisme remonte à la haute antiquité : environ 2000 ans avant JC les Chinois avaient découvert que des barreaux métalliques aimantés et libres de se mouvoir se dirigeaient toujours dans le même sens, ils avaient découvert la boussole, ils connaissaient déjà le magnétisme et le magnétisme terrestre !

Plus tard, quelques 800 ans avant JC, les Grecs avaient découvert une pierre naturelle appelée magnétite et qui n'est rien qu'un oxyde de fer (Fe_2O_3) que l'on trouve près de la ville de Magnesia en Turquie, avait la propriété d'attirer des morceaux de fer.

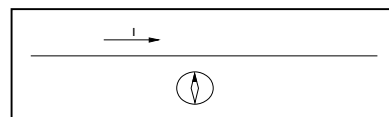
Les aimants naturels ("la magnétite") ne sont pas les seuls à produire des champs magnétique, certains éléments comme le fer, le nickel (Ni) et le cobalt (Co) sont particulièrement aptes à engendrer des champs magnétiques, on dit qu'ils sont **ferromagnétiques**. Grâce à ces matériaux, on fabrique des **aimants** ("artificiels") qui peuvent être très puissant. On les trouve sous forme de barreau, de fer à cheval ou d'anneau. Pour conserver ces aimants il est préconisé de réunir les pôles par une armature en acier.

Si l'aimant est libre de se mouvoir, le pôle qui se dirige vers le nord s'appelle pôle nord et réciproquement le pôle qui se dirige vers le sud s'appelle pôle sud. Deux pôles de même nom se repoussent.

Tout comme le champ électrique entoure des objets chargés d'électricité, les champs magnétiques entourent les substances magnétiques. Pour mettre ces champs magnétiques en évidence, on peut utiliser l'aiguille de la boussole et l'approcher d'un aimant. On peut aussi déposer de la limaille de fer à proximité d'un aimant, ce qui permet de visualiser montre des **lignes de force** du champ magnétique. Par convention les lignes de force vont du pôle nord au pôle sud.



Les aimants ne sont pas les seuls à pouvoir engendrer des champs magnétiques : un courant qui circule dans un conducteur est également capable d'engendrer un champ magnétique et produire les mêmes effets, c-à-d influencer l'aiguille aimantée de la boussole²¹.



²¹ C'est Hans Oersted, un physicien danois, qui découvrit cela en 1820.

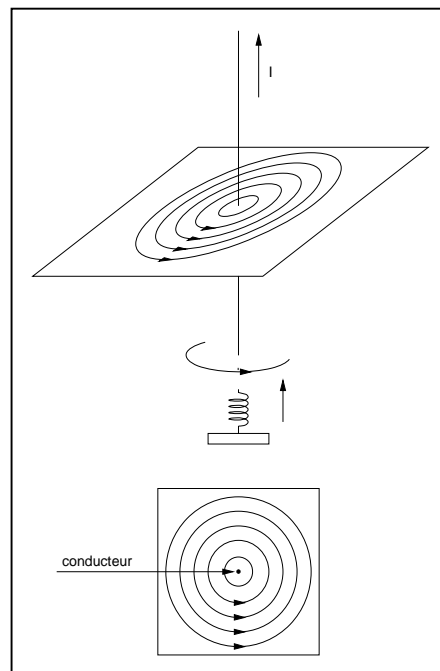
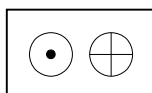


Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Le champ d'induction est représenté par la lettre **B** et s'exprime en **Wb/m²**.

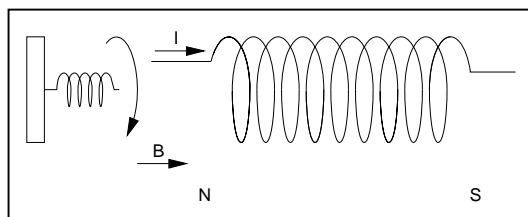
Dans le cas d'un fil rectiligne, les lignes de champ sont circulaires et centrées sur le fil et orientées selon le sens de rotation d'un tire-bouchon qui progresserait dans le sens du courant. Mais il existe aussi d'autres méthodes²².

Notons au passage la représentation d'un courant entrant ou sortant d'un plan : il suffit d'imaginer une fléchette : soit on voit la pointe et alors la fléchette se dirige vers vous ou soit on voit les 4 plumes de la queue et la fléchette s'éloigne de vous.

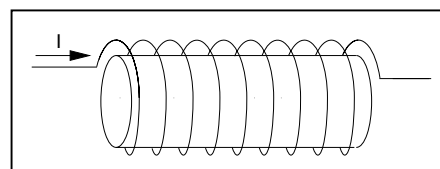


Un conducteur peut aussi être enroulé pour former une bobine, on constate que le champ est beaucoup plus important que pour un morceau de conducteur tout droit. On désigne parfois cette forme sous le nom de **solénoïde**.

Le sens du champ est également déterminé par la règle du tire-bouchon : le sens du champ magnétique est donné par le sens de progression du tire-bouchon qui tournerait en suivant le sens du courant.



L'introduction d'un noyau magnétique dans la bobine augmente encore le champ magnétique.



Mais on utilise aussi la notion de flux d'induction défini par $\Phi = B \times S$ et qui s'exprime en Wb.

²² On peut trouver la direction du champ grâce à la **règle de la main gauche** : il suffit de placer le pouce dans le sens du courant électronique (du - vers le +) et l'index donne alors le sens du champ magnétique. Mais attention : Ne vous laissez pas surprendre dans certains livres on parle de la règle de la main droite, mais on applique alors le sens du courant conventionnel.

Il existe aussi la **règle du bonhomme d'Ampère** : on imagine un bonhomme couché sur le fil, le courant lui entre par les pieds et lui sort par la tête (sens électrique du + vers le -), son bras gauche étendu donne le sens du champ.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Aimantation dans un champ alternatif.
Hystérésis

Mais les deux piliers liés aux champs magnétiques sont
l'induction électromagnétique, c-à-d la création d'un courant induit par une variation du flux magnétique :
c'est la loi de Lenz

$E = - d\Phi / dt$ loi de Faraday

$E = - L di/dt$ loi de Lenz

Tout comme une cage de Faraday empêche l'influence d'un champ électromagnétique, le fait

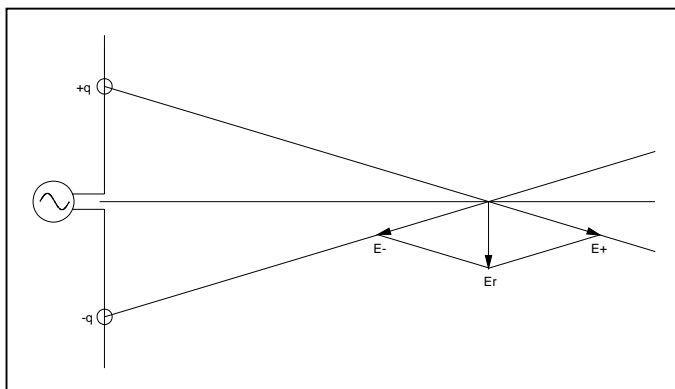


1.5. Champ électromagnétique

Nous savons que lorsqu'un courant électrique parcourt un conducteur, il engendre, dans l'espace qui l'entoure, des modifications, on dit que le courant engendre un champ. Ce champ possède deux composantes, une **composante électrique** et une **composante magnétique**. Dès lors, on dit qu'il s'agit d'un **champ électromagnétique**. Ce champ électromagnétique peut se propager de proche en proche, et il est capable de créer dans un conducteur, placé à une certaine distance, une force électromotrice de même fréquence et d'amplitude proportionnelle à celle du signal émis. Cette propriété est utilisée pour transmettre des informations entre deux points éloignés.

Prenons l'exemple du dipôle, c-à-d, deux conducteurs tels que représentés ci-contre :

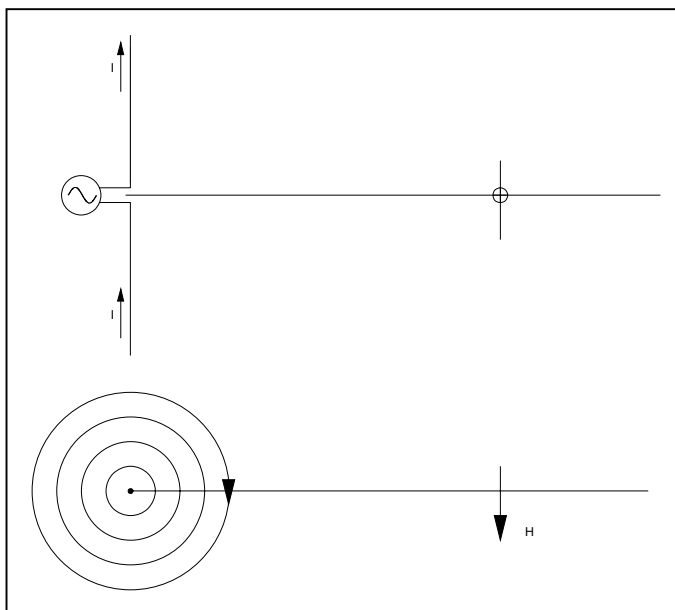
Comme il y a un courant dans le dipôle, il y a aussi des **charges électriques**. A un instant donné, on a par exemple la situation ci-contre. Les charges $Q+$ et $Q-$ produisent des champs électriques $E+$ et $E-$ qui donnent une résultante E_r .



Cette résultante E_r est parallèle au dipôle (à son axe longitudinal).

Si les charges varient dans le temps, le champ résultant E_r variera de la même façon.

La **polarisation** d'une onde électromagnétique est la direction de son champ électrique, comme le champ électrique crée par un dipôle est parallèle au dipôle, il s'en suit que la polarisation est identique à la position du dipôle. Donc un dipôle placé horizontalement est en polarisation horizontale.



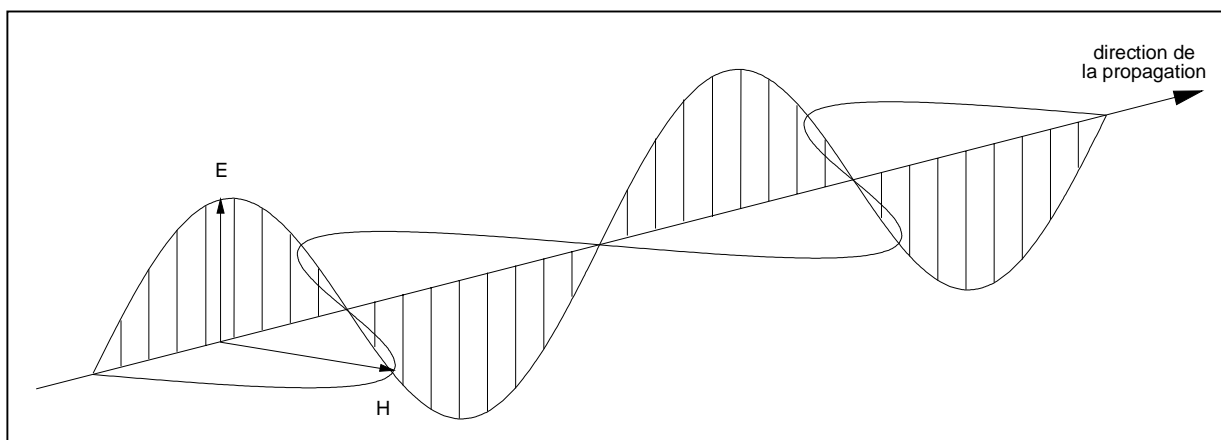
Le courant dans le dipôle induit un champ magnétique, dont les lignes de forces sont circulaires et perpendiculaires au conducteur.

Le champ magnétique H à une certaine distance sera donc perpendiculaire à la direction du fil, et si ce courant varie dans le temps, le champ H variera de la même façon.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

La combinaison de ces deux champs (E et H) forme un champ électromagnétique qui a la propriété de se propager. Vu dans l'espace nous aurons donc la situation suivante.



On dit que nous avons à faire à une **onde radio**.

Ces ondes radio sont caractérisées par

- une **fréquence f** qui est égale à la fréquence du courant qui l'a produite
- la **vitesse de propagation v** de cette onde est égale à

$$\text{vitesse de propagation des ondes EM} \quad \text{ou} \quad \boxed{v = \lambda f}$$

où v est égal à la vitesse de la lumière soit 299 792,458 km/s mais on préfère dire ≈ 300.000 km/s

Mais, on peut donc aussi trouver la longueur d'onde, et comme on exprime généralement les longueurs d'ondes en mètre et les fréquences en MHz, on a la relation pratique

$$\text{longueur d'onde} \quad \text{ou} \quad \boxed{\lambda \text{ (m)} = 300 / f \text{ (MHz)}}$$

Les ondes électromagnétiques subissent les mécanismes

- d' **atténuation** : au fur et à mesure qu'elle progresse, l'onde va être atténuée
- d' **absorption** : c-à-d que toute l'énergie de l'onde va être absorbée par le milieu rencontré
- (ce seront plus particulièrement les
- la **réfraction** et la **réflexion**
- la **diffusion**

Ces mécanismes seront étudiés au chapitre 7 concernant la propagation.



1.6. Signaux sinusoïdaux

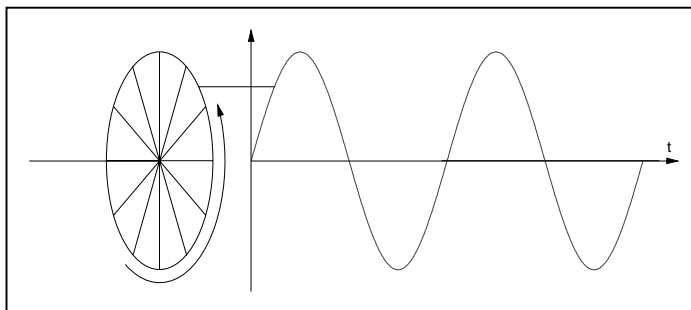
Les tensions que l'on rencontre ne sont pas toujours des tensions continues, comme celles fournies par les piles ou les batteries. Dans de nombreux cas, le courant passe dans un sens pendant un certain temps, puis dans l'autre pendant un autre laps de temps. On parle alors de courant alternatif, encore noté CA ou AC de "Alternating Current" en anglais. Pour le courant continu on utilise les lettres CC ou DC de "Direct Current" en anglais.

en français	en anglais	
CC	DC	courant continu
CA	AC	courant alternatif

L'une des formes la plus courante est le courant sinusoïdal.

1.6.1. Représentation graphique

Imaginons une roue de vélo qui tourne à vitesse constante, et sur la quelle on a collé un repère. Regardons cette roue sur le côté. Nous allons voir le repère monter, passer devant nous, passer par derrière, redescendre, puis revenir vers nous. Si nous ignorons un instant qu'il s'agit d'une roue, on verra que le repère monte et descend.

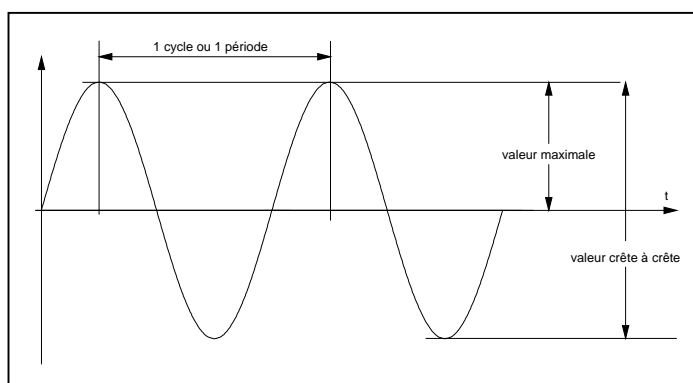


Faisons maintenant avancer la roue sur son axe. Nous verrons alors que le repère décrit une courbe comme sur la figure ci-contre. Cette courbe est appelée une sinusoïde parce qu'elle représente la fonction trigonométrique du sinus d'un angle. Pour chaque tour, on se retrouve en un point identique, on dit que la sinusoïde est une fonction périodique car la courbe qu'elle décrit se retrouve périodiquement. Quand la courbe est au-dessus de la ligne zéro, la fonction est positive, quand la courbe est en dessous, la fonction est négative.

Une tension peut aussi évoluer de la même manière. Les alternateurs fournissent entre autres des tensions sinusoïdales.

On notera que l'onde atteint deux fois par période une valeur maximum ("peak"), une fois durant la demi période positive, et une autre fois durant la demi période négative. Cette valeur est la tension maximum U_{max} . La tension entre la valeur maximum positive et la valeur maximum négative est la tension crête à crête (ou "peak to peak"). Il est évident que la

$$\text{tension crête à crête} = 2 \times U_{max}$$



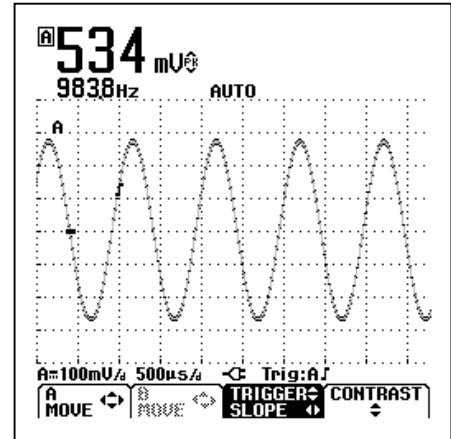


Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

La tension instantanée est variable au cours du temps, on ne peut la définir que si on donne aussi l'instant.

La figure ci-contre montre un signal sinusoïdal tel que le montre un oscilloscope numérique²³. On peut aussi y lire

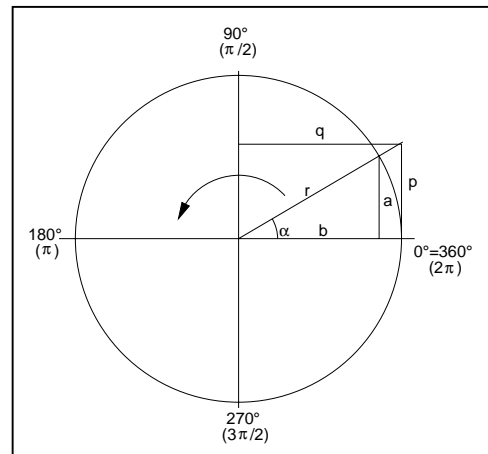
- l'amplitude que est de 534 mV crête à crête ("peak to peak")
- et, la fréquence qui est de 983,8 Hz



1.6.2. La fonction sinusoïdale

La forme de la tension que nous venons de décrire s'appelle une **fonction sinusoïdale**, car elle suit une relation qui est une fonction trigonométrique :

$$\begin{aligned} \sin \alpha &= a / r \\ \cos \alpha &= b / r \\ \operatorname{tg} \alpha &= p / r \\ \operatorname{cotg} \alpha &= q / r \end{aligned}$$



²³ Il s'agit en fait d'un appareil Fluke 123 qui sert simultanément de multimètre et d'oscilloscope.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.6.3. Tension efficace, tension maximum et tension moyenne

Si nous raccordons une résistance sur une source de tension continue U , la résistance va chauffer, la puissance dissipée sera égale à $P = U^2 / R$.

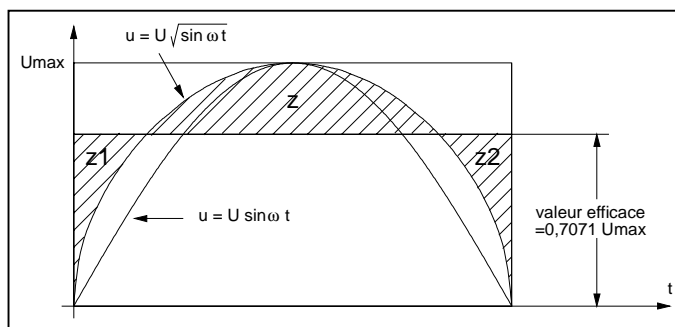
Si nous raccordons la même résistance sur une source de tension sinusoïdale dont l'amplitude est U_{max} , étant donné que la tension (et donc le courant) ne sont pas constant, on peut se demander si elle va chauffer autant, et si la puissance sera la même ?

La relation de la puissance sera encore vrai si nous utilisons la valeur de la tension **efficace** (valeur **RMS** ou root mean square) :

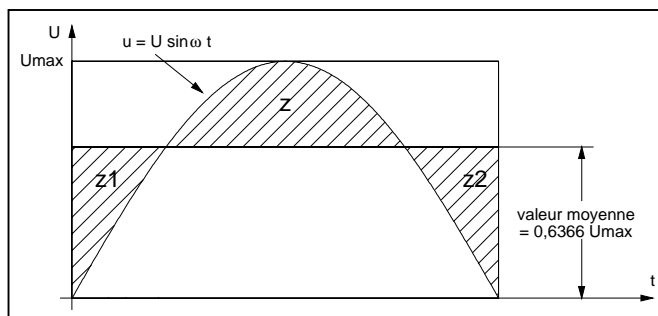
tension efficace ou $U_{eff} = U_{max} / \sqrt{2} = 0,707 U_{max}$

ou pour la conversion inverse $U_{max} = U_{eff} \sqrt{2} = U_{eff} \times 1,414$

La valeur de la tension efficace est la moyenne de racine carrée de la fonction. Si on ne considère qu'une demi sinusoïde, on peut dessiner la fonction sinusoïdale ($u = U \sin \omega t$) et la fonction racine carrée de la fonction sinusoïdale ($u = U \sqrt{\sin \omega t}$). La tension moyenne vaut $0,7071 U_{max}$ et peut se concevoir comme la tension pour laquelle la zone hachurée z est égale à la somme de $z1 + z2$.



La valeur efficace ne doit pas être confondue avec la tension moyenne. La tension moyenne vaut $0,6366 U_{max}$ et peut se concevoir comme la tension pour laquelle la zone hachurée z est égale à la somme de $z1 + z2$.



Exercices:

1) Si on dit que la tension efficace du secteur est de 220 V, calculez la tension maximum.

Réponse : tension maximum = $220 \times \sqrt{2} = 311$ V

2) Quelle est dans le cas précédent la valeur de crête à crête ?

Réponse : tension crête à crête = $2 \times 220 \times \sqrt{2} = 622$ V

3) Si la tension crête est de 170 V, quelle est la tension efficace ?

Réponse : $170 / \sqrt{2} = 120,2$ V



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.6.4. Fréquence, période et pulsation

Le temps entre deux maximum, ou entre deux minimum est appelé période et s'exprime en seconde. La valeur inverse donne le nombre de périodes par seconde ou le nombre de cycles par seconde. Ce nombre est la fréquence et est exprimé en **Hertz** et symbolisé par **Hz**.²⁴

$$\text{fréquence} \quad \text{ou} \quad \boxed{\text{fréquence} = 1 / \text{période}}$$

Un dernier paramètre important d'un signal sinusoïdal est la pulsation. La pulsation est le nombre de radians décrit par seconde. La pulsation est symbolisée par la lettre grecque ω (oméga).

$$\text{pulsation} \quad \text{ou} \quad \boxed{\omega = 2 \pi f}$$

Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

Question :

- f = 50 Hz , période = ?
- f = 1000 Hz , période = ?
- f = 3,650 MHz , période = ?
- f = 145 MHz , période = ?
- Période = 64 μ s , f = ?
- Période = 1 μ s , f = ?
- Période = 10 ps , f = ?
- f = 1 MHz , ω = ?
- f = 50 Hz , ω = ?
- f = 1 MHz , ω = ?

Solution :

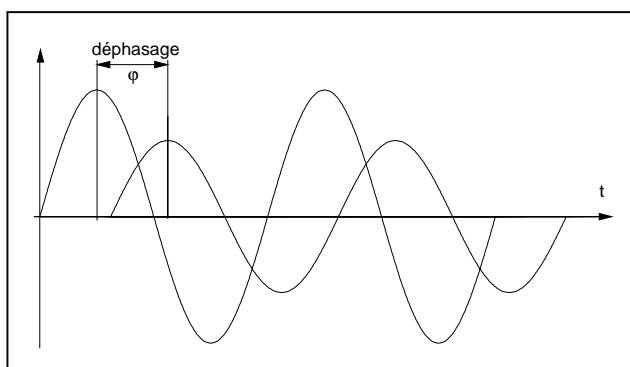
- période = 20 ms
- période = 1 ms
- période =
- période =
- f = 15 625 Hz
- f = 1 MHz
- f =
- ω =
- ω =
- ω =

1.6.5. Déphasage

Deux signaux de même fréquence peuvent varier en même temps, c'est-à-dire qu'ils ont leurs maxima et leurs minima en même temps ou avec un décalage dans le temps. Ce décalage est appelé **déphasage** et on utilise souvent la lettre grecque ϕ (phi) pour le désigner.

Il existe toutefois 3 cas particuliers :

- le déphasage est nul : on dit que les 2 signaux sont **en phase**,
- le déphasage est de 90° : on dit que les signaux sont **en quadrature**,
- le déphasage est de 180° : on dit que les signaux sont **en opposition de phase**.



²⁴ Anciennement, on parlait de **cycles par seconde (c/s)** , de kilocycles par seconde (kc/s) et de Mégacycles par seconde (Mc/s).



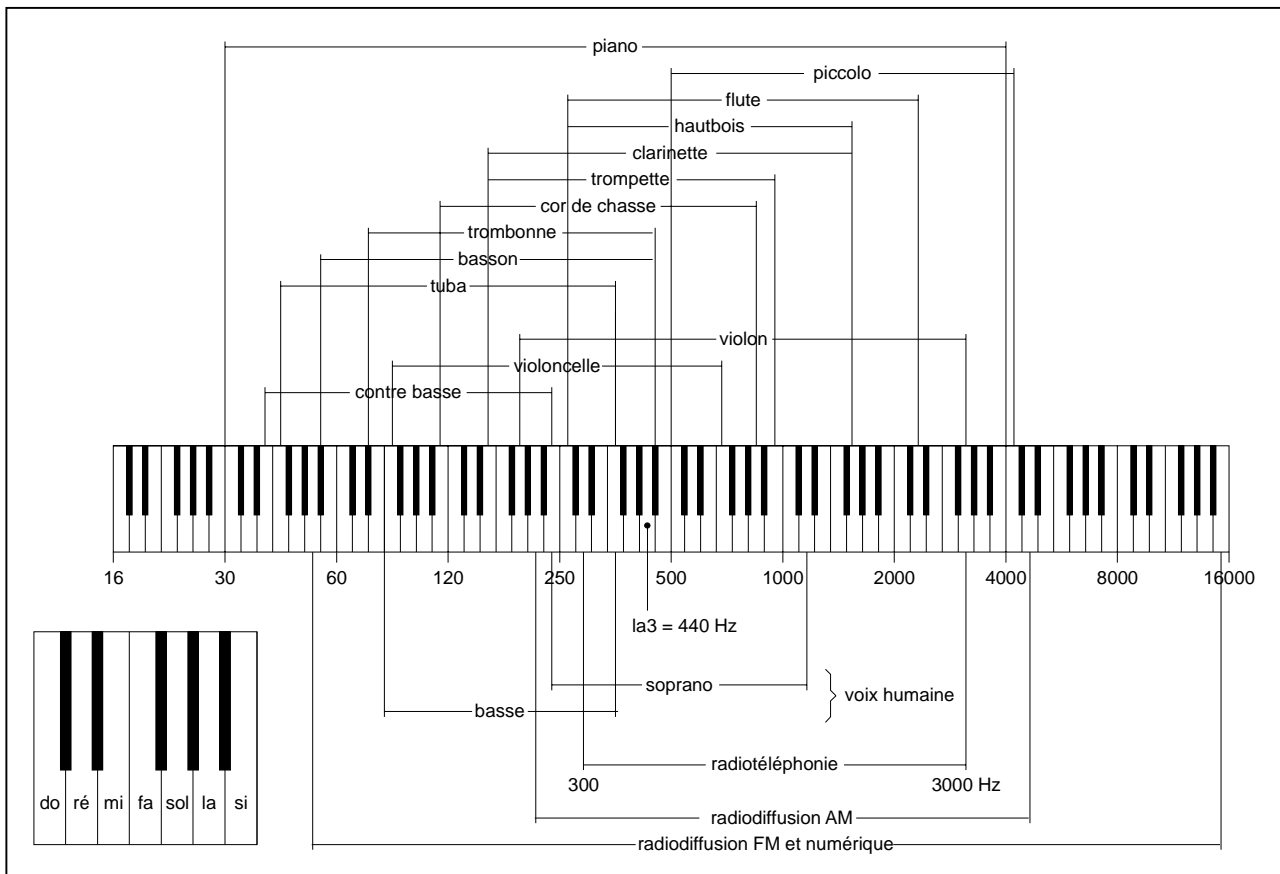
1.7. Signaux non sinusoïdaux

1.7.1. Les signaux audio

Les signaux audio proviennent d'ondes sonores captées par des microphones. Les ondes sonores sont des ondes mécaniques, mettant en mouvement des particules d'air. Ce sont donc des ondes mécaniques. Il est important de noter que la vitesse du son dépend du milieu de propagation, habituellement il s'agit de l'air, mais cela pourrait aussi être de l'eau. Elle dépend aussi de la température et de la pression. Ainsi la vitesse du son dans l'air est de 344 m/s à 20°C et pour une pression barométrique normale.

La figure ci-après reprend un clavier de piano étendu avec le spectre de quelques instruments de musique, de même que les fréquences vocales et les domaines de la radiotéléphonie et de la radiodiffusion.

Une octave correspond à un doublement de fréquence et une octave représente 8 notes.





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Les signaux audio ne sont pas des signaux sinusoïdaux purs, lorsqu'on les observe à l'oscilloscope ils ressemblent à ceux de la figure ci-contre. Ils sont essentiellement variables dans le temps et peuvent provenir essentiellement de deux sources :

de la **voix humaine** : Le spectre de la voix humaine s'étale de 300 Hz à 3000 Hz. En étudiant ce spectre, on constate que les fréquences basses contribuent à la et les fréquences élevées contribuent à

de la **musique** : Le spectre de la musique s'étale de 16 Hz à 20.000 Hz environ. Chaque instrument de musique occupe une certaine partie de ce spectre et chaque instrument de musique est caractérisé par son timbre, c-à-d par ses harmoniques.



Les signaux audio qui proviennent des microphones sont extrêmement faibles, ils ont une amplitude de quelque 0,1 à 10 mV. Il faudra donc bien souvent amplifier ces signaux avant de pouvoir les utiliser.

En ce qui concerne la bande passante, nous nous limiterons à la transmission de la voix humaine, et donc à un spectre de 300 à 3000 Hz.

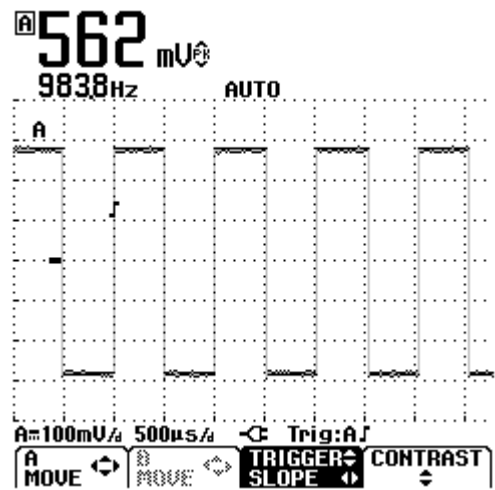


Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

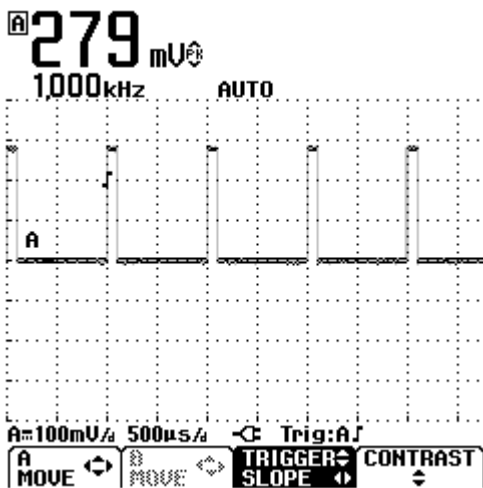
1.7.2. Les ondes carrés

La figure ci-contre représente une onde carrée. On peut aussi y lire

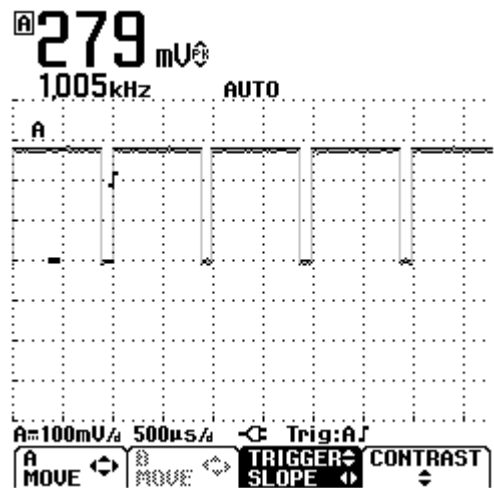
- l'amplitude qui est de 562 mV crête à crête ("peak to peak")
- et, la fréquence qui est de 983,8 Hz



La figure ci-dessous représente des impulsions. Dans ce cas précis, on parle d'impulsions positives.



et dans ce cas, on parle d'impulsions négatives.





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.7.3. Le bruit thermique

Le bruit thermique²⁵ est produit par l'agitation des électrons dans les conducteurs (donc dans les résistances). Ces mouvements produisent une variation de potentiel (aléatoire) aux bornes de ce conducteur appelée **tension de bruit**. La valeur efficace de la tension de bruit est donnée par

tension de bruit

$$E = \sqrt{4 k R T B}$$

où k est la constante de Boltzmann et vaut $1,38 \cdot 10^{-23}$
R est la valeur de la résistance
T est la température absolue exprimée en °K²⁶
B est la bande passante exprimée en Hz

il s'en suit que la puissance de bruit est donnée par

puissance de bruit

$$P = k T B$$

Exemple: Calculez la tension de bruit dans une résistance de 5 k à 300°K et pour une BP de 5 MHz

$$E = \sqrt{4 \times 1,38 \cdot 10^{-23} \times 5 \cdot 10^3 \times 5 \cdot 10^6 \times 300} \approx \sqrt{400 \cdot 10^{-12}} = 20 \mu V$$

Ce bruit a une répartition spectrale uniforme, ce qui veut dire que toutes les fréquences sont présentes avec la même intensité. On dit aussi que ce bruit est **blanc**.

Le bruit est également caractérisé par une distribution dite gaussienne ou normale. Ce qui signifie que l'amplitude instantanée n'est pas constante, mais fluctue. Si on prend un grand nombre d'échantillons, la répartition amplitude/nombre d'échantillon suit la loi de Gauss.

La bande passante est celle du système de mesure, si nous "écoutons" le bruit d'une résistance dans une fenêtre de 300 à 3000 Hz, il faudra considérer que la bande passante est de 2700 Hz. De la même façon si nous "regardons" ce bruit dans un système vidéo, la bande passante sera de 50 Hz à 5 MHz soit ≈ 5 MHz.

²⁵ Ou thermal noise en anglais, mais aussi appelé bruit Johnson, mais il existe aussi d'autres formes de bruits : le bruit (radio) généré par l'homme (man made noise) et produit par toutes sortes de machines, le bruit atmosphérique et le bruit galactique.

²⁶ 0°C = 273,15 °K



1.8. Signaux modulés

1.8.1. Généralité

Lorsqu'un courant électrique parcourt un conducteur, il engendre, dans l'espace qui l'entoure, des modifications, on dit que le courant engendre un **champ**. Ce champ possède deux composantes, une composante électrique et une composante magnétique. Dès lors, on dit qu'il s'agit d'un **champ électromagnétique**.

Ce champ électromagnétique peut se propager de proche en proche, et il est capable de créer dans un conducteur, placé à une certaine distance, une force électromotrice de même fréquence et d'amplitude proportionnelle à celle du signal émis. Cette propriété est utilisée pour transmettre des informations entre deux points éloignés.

Les phénomènes de propagation ne sont pas abordés ici, par contre nous allons étudier "comment faire passer le message", c.-à-d. comment moduler une onde porteuse avec une information.

Le signal à haute fréquence peut s'écrire sous la forme

$$v = V \sin (\omega t + \varphi) \quad [1]$$

il va servir de "porteur" à un message et à cette fin il faut "imprimer" la forme de ce message sur l'onde porteuse, on dit qu'il faut moduler un des paramètres de l'onde porteuse.

On dit qu'une modulation est "analogique" lorsqu'un des paramètres de l'onde porteuse varie proportionnellement à l'onde modulante et on dit qu'elle est "continue" lorsque que l'onde modulée est émise sans aucune interruption. Parmi ces types de modulations on retrouve

- la **modulation par tout ou rien** c'est-à-dire que V passe de 0 à sa valeur nominale
- la **modulation en amplitude** en agissant sur le paramètre V
- la **modulation de fréquence** en agissant sur le paramètre f avec $f = \omega / 2\pi$
- la **modulation de phase** en agissant sur le paramètre φ

Outre les modulations analogiques continues, on trouve aussi les modulations **analogiques par impulsions** (PAM, PPM, PDM, etc...) et les modulations par **impulsions codées** (PCM). Mais ici nous limiterons l'étude des types de modulations aux modulations dites analogiques continues c.-à-d. l' **AM**, la **FM** et la **PM** et aux modulations qui en sont directement dérivées.

L'information que nous voulons transmettre est une information audio (de la voix ou de la musique) ou une information vidéo (une image). Ce genre de signal ne se manipule pas facilement du point de vue théorique ou mathématique c'est pourquoi nous analyserons la plupart du temps les phénomènes en utilisant un signal sinusoïdal.

Mais avant d'aller plus loin nous fixerons encore une convention de notation :

- le signal basse fréquence représentant l'information sera noté $a = A \sin \Omega t$, sa fréquence sera notée F (donc des **MAJUSCULES** pour la **BASSE FREQUENCE**)
- la porteuse sera représentée par $b = B \sin \omega t$, sa fréquence sera notée f .

Nous vous renverrons quelques fois à vos cours de mathématiques, nous ne voulons pas ici démontrer comment on développe $\sin a \times \sin b$ par exemple ...



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.8.1. La modulation par tout ou rien

Il s'agit de la télégraphie. Dans ce cas l'onde porteuse est interrompue ou non au rythme de la télégraphie.



1.8.2. La modulation d'amplitude

1.8.2.1. Principe

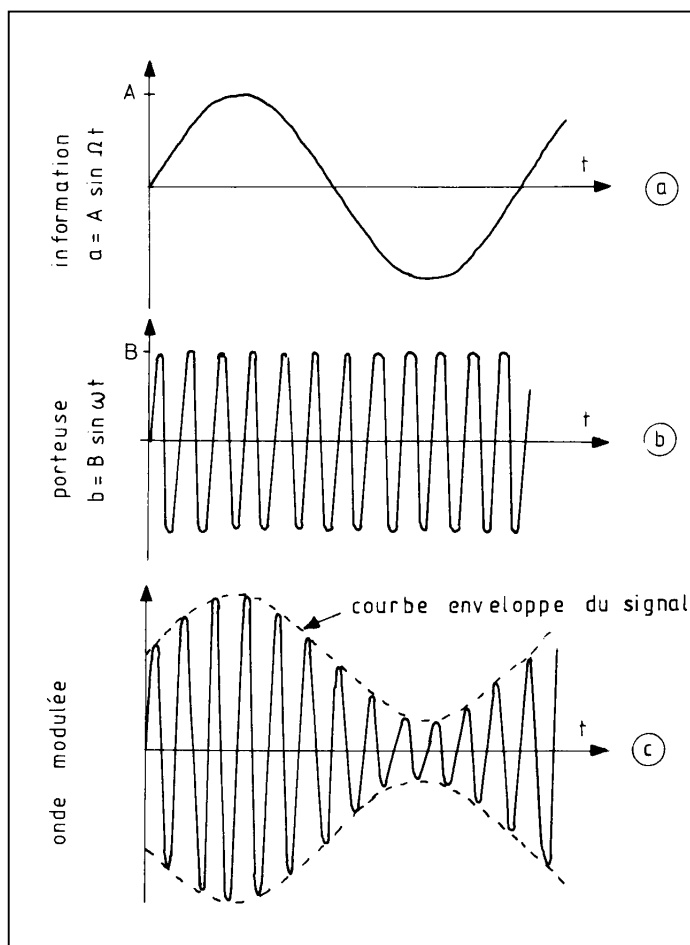
La modulation d'amplitude consiste à faire varier l'amplitude du signal HF (la porteuse) au rythme du signal BF que l'on veut transmettre. A un maximum de l'amplitude du signal HF correspond donc un maximum d'amplitude du signal BF.

Soit donc une information $a = A \sin \Omega t$ de fréquence F à faire véhiculer par une porteuse $b = B \sin \omega t$ de fréquence f .

On peut faire subir à l'amplitude B une modulation en lui imprimant les variations $A \sin \Omega t$ au rythme de la fréquence F , c'est à dire que l'amplitude du signal HF sera proportionnelle à l'amplitude du signal BF (voir figure 1)

L'amplitude deviendra donc :

$$B + A \sin \Omega t \quad [2]$$



Posons $m = A/B$, m est appelé le **taux de modulation** ou **profondeur de modulation**. Le taux de modulation est compris entre 0 (pas de modulation) et 1 (modulation maximum).

$$m = \frac{\text{amplitude du signal BF}}{\text{amplitude du signal RF}} = \text{taux de modulation ou profondeur de modulation}$$

Nous aurons donc :

$$B (1 + m \sin \Omega t) \quad [3]$$

L'onde aura donc pour expression mathématique

$$v = B (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t \quad [4]$$

mais, ici je vous renvoie à votre cours de trigonométrie pour rechercher comment on développe $\sin a \times \sin b$... , il vient alors

$$v = B \sin \omega t + (mB/2) \cos (\omega - \Omega)t - (mB/2) \cos (\omega + \Omega)t \quad [5]$$



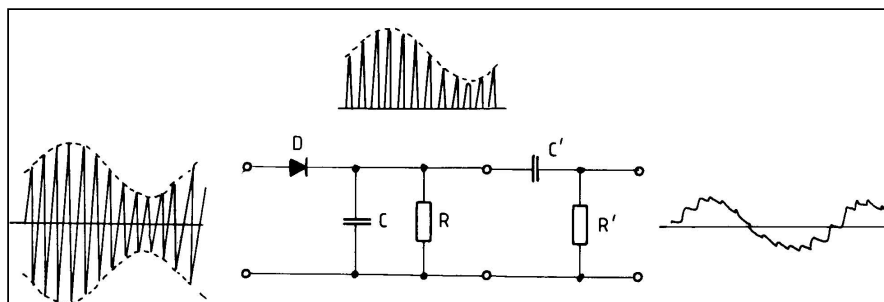
Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

ce qui nous intéresse dans la représentation donnée par l'analyseur de spectre, c'est l'écart en fréquence, la bande passante occupée par le signal et le niveau, des différentes composantes.

Les figures 3a et 3b se rapportent à la modulation par un signal sinusoïdal pur. En pratique on transmet pourtant de la parole ou de la musique. La visualisation sur l'analyseur de spectre devient alors plus complexe (figure 3c). L'image est par ailleurs instable car elle dépend du contenu de la modulation. Pratiquement on représentera symboliquement la modulation par un tel signal par la figure 3d.

1.8.2.2. Enveloppe du signal AM

Si on relie par un trait les valeurs maxima (négatives ou positives) de la tension RF on constate que la courbe suit fidèlement l'allure du signal BF. Cette courbe est appelée **courbe enveloppe du signal**.



De cette propriété découle le principe de la détection AM : il suffit au moyen d'une diode et d'une cellule RC de suivre l'enveloppe de la courbe pour obtenir le signal modulant. Voir figure 4.

La constante de temps RC doit être grande vis à vis du signal HF (sinon on a un résidu HF à la sortie) et petite vis à vis du signal BF (sinon on ne suit pas fidèlement le signal BF). Le circuit R'C' sert à supprimer la composante continue, la constante de temps R'C' doit être grande vis à vis du signal BF.

Application: Dans un détecteur AM d'un poste de radio classique la FI est de 455 kHz, et on désire aussi laisser passer toutes les fréquences audio jusqu'à 6 kHz, quelle est la valeur de la constante de temps RC ?
Solution : Pour la première cellule $3,5 \cdot 10^{-7} < RC < 2,6 \cdot 10^{-5}$ et pour la deuxième cellule R'C' $> 2,5 \cdot 10^{-5}$

1.8.2.3. Calcul de l'énergie dans chacune des raies du spectre

La puissance d'un signal HF est de la forme U^2/R , on peut donc dire que l'énergie dans une onde est proportionnelle à un facteur n (n ayant pour valeur $1/R$) et au carré de son amplitude. Reprenons donc la relation [5] et analysons la sous l'aspect amplitude et énergie :

pour la porteuse	$P_p = n B^2$	[6]
pour l'onde latérale supérieure	$P_s = n (mB/2)^2$	[7]
pour l'onde latérale inférieure :	$P_i = n (mB/2)^2$	[8]
soit une puissance totale de	$P_{tot} = n B^2 (1 + (m^2/2))$	[9]

Une notion importante est la puissance réellement affectée à la transmission de l'information. L'information ne se trouve que dans les deux bandes latérales par conséquent la puissance affectée à la transmission vaut:

$$P_{bl} = P_s + P_i = n B^2 \left(\frac{m^2}{2} \right) \quad [10]$$



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Une autre notion importante est la puissance en crête (peak envelope power" ou "pep"): c'est la **puissance efficace durant la sinusoïde d'amplitude maximale** c'est à dire:

$$P_{\text{pep}} = n (B+A)^2 = n B^2 (1+m)^2 \quad [11]$$

La puissance PEP est un facteur important car l'étage final, les câbles coaxiaux, les isolateurs, les antennes, etc ... devront être choisis, ou dimensionnés afin de pouvoir accepter une telle puissance !

Le rendement sera nul si le taux de modulation est nul et il sera maximum lorsque la "modulation" sera maximale, c'est-à-dire lorsque $m = 1$, nous aurons alors :

$$P_{\text{tot}} = n B^2(1+ 1/2) = n B^2 (3/2)$$

$$P_{\text{bl}} = n B^2 (1/2)$$

$$P_{\text{pep}} = n B^2 (2)^2 = n B^2 4$$

Donc $P_{\text{bl}} / P_{\text{tot}} = 1/3$, en d'autres termes, seulement 1/3 de la puissance totale contient de l'information et que ce 1/3 constitue la partie utile du signal. En fait 1/6 de la puissance totale se trouve dans chaque bande latérale.

Evaluons ces puissances dans un cas pratique où par exemple la puissance dans l'onde porteuse serait de 100 Watts, et faisons les calculs pour les deux cas extrêmes c-à-d pour $m = 0$ et pour $m = 1$

puissance ...		m = 0 pas de modulation	m = 1 taux de modulation maximum
dans l'onde porteuse	$P_p = n B^2$	100 W	100 W
dans l'onde lat. supérieure	$P_{\text{sup}} = n (mB/2)^2$	0 W	25 W
dans l'onde lat. inférieure	$P_{\text{inf}} = n (mB/2)^2$	0 W	25 W
totale	$P_{\text{tot}} = n B^2 (1+ (m^2/2))$	100 W	150 W
PEP	$P_{\text{pep}} = n (B+A)^2$ $= n B^2 (1+m)^2$	100 W	400 W

En conclusion : 2 x 25 watts vont donc contenir l'information à transmettre, ce seront ces 2 x 25 watts qui sont réellement utiles et pour cela nous devons fournir une puissance de 150 Watts et de plus notre étage final devra pouvoir fournir 400 Watts dans les crêtes de modulation !

En termes de rendement la modulation d'amplitude est donc très mauvaise. Nous verrons plus loin pourquoi certains services continuent à émettre en AM et comment on peut améliorer ce procédé de modulation.

Application: Un émetteur d'une puissance moyenne totale de 100 W transmet en AM avec un taux de modulation de 70%. Calculez la puissance de la porteuse.

Solution : $P_{\text{t}} = n B^2 (1 + m^2 / 2)^2 = n B^2 (1 + 0,7^2/2)^2 = n B^2 1,245 = 100 \text{ W}$

$P_p = n B^2 = 100 / 1,245 = 80,321 \text{ Watts.}$



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Application: On dit que la puissance d'un émetteur est de "25 W carrier". Calculez la puissance totale lorsque la modulation sera maximum ?

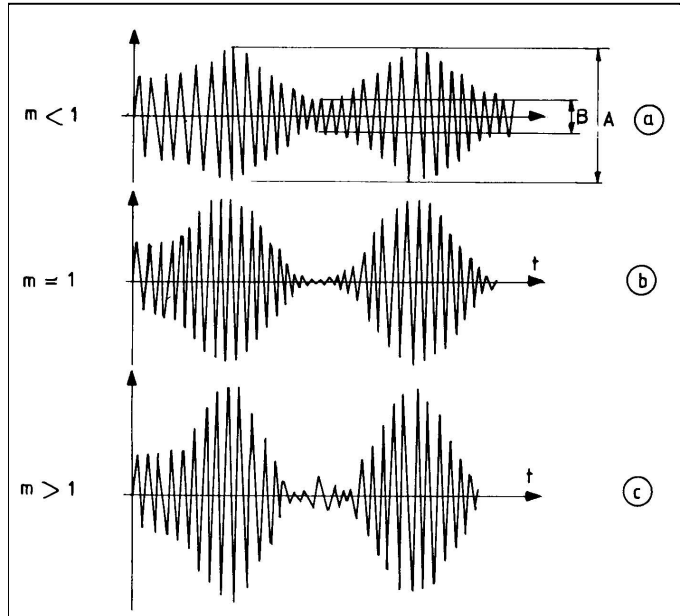
Solution : $P_{tot} = n B^2 (1 + (m^2/2))$ si $m = 1$ alors $P_{tot} = n B^2 (1 + (1/2)) = n B^2 1,5$ or la puissance de la porteuse $P_p = n B^2 = 25 \text{ W}$ donc $P_{tot} = 25 \times 1,5 = 37,5 \text{ Watts}$

1.8.2.4. Taux ou profondeur de modulation

L'amplitude du signal RF est proportionnelle à l'amplitude du signal modulant. Le rapport entre la variation d'amplitude et l'amplitude sans modulation est appelée **taux de modulation** ou **profondeur de modulation**. Elle est généralement exprimée en pour-cent.

Afin de produire dans le récepteur une tension aussi grande que possible (donc d'avoir un rapport S/B aussi favorable que possible) il faut essayer de s'approcher d'un taux de modulation de 100 % sans toutefois le dépasser sous peine de produire alors une distorsion inacceptable. Voir figure ci-contre.

A partir de la représentation graphique de la figure 5a on peut déduire la profondeur de modulation



$$m = \frac{A-B}{A+B} \quad [12]$$

Application: Sur un oscilloscope on mesure $A = 45 \text{ mm}$, $B = 5 \text{ mm}$. Quelle est la profondeur de modulation ?
Solution : $m = (45 - 5) / (45 + 5) = 40/50 = 0,8 = 80 \%$

On peut aussi déduire la profondeur de modulation à partir de la représentation spectrale, et grâce aux relations $P_p = n B^2$ [6] et $P_{bl} = n (m B/2)^2$ [7], on peut en déduire

$$P_{bl} = n (m B/2)^2 = n m^2 B^2 / 4 = P_p m^2 / 4$$

$$10 \log P_{bl} = 10 \log P_p + 20 \log m - 20 \log 4$$

$$20 \log m = P_{bl} - P_p + 6 \text{ dB} \quad [13]$$

où P_{bl} est le niveau d'une des raies latérales (inférieure ou supérieure) exprimé en dB et P_p est le niveau de la porteuse exprimé en dB. Cette méthode est particulièrement appropriée lorsque la profondeur de modulation est faible et qu'on dispose d'un analyseur de spectre.

Application: Sur le spectrum on mesure la porteuse à + 3dBm et deux raies latérales chacune à - 21 dBm, calculez le taux de modulation?

Solution : $20 \log m = P_{bl} - P_p + 6 \text{ dB}$ donc $20 \log m = - 21 \text{ dB} - (+3 \text{ dB}) + 6 \text{ dB} = -18 \text{ dB}$
donc $m = 10^{(-18/20)} = 0,125$ soit 12,5%



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.8.2.5. Le rapport Signal/Bruit après détection

Le rapport S/B après détection dépend du bruit propre fournit pas l'étage audio, mais aussi et surtout du facteur de bruit du récepteur. Comme la puissance du signal utile est proportionnelle au carré de la tension détectée, c-à-d au carré de la profondeur de modulation, il y a intérêt de moduler avec une profondeur de modulation aussi grande que possible sans toutefois dépasser la valeur $m=1$.

1.8.2.6. Les modulateurs AM

Pour réaliser une modulation d'amplitude on doit utiliser un système répondant à une loi non linéaire de la forme générale :

$$i = a v + b v^2 + c v^3 + d v^4 + \dots + x v^n \quad [15]$$

Nous pouvons cependant simplifier les calculs en prenant une simple loi quadratique $i = f(v^2)$ telle que :

$$i = av + bv^2 \quad [16]$$

Si v représente $A \sin \Omega t + B \sin \omega t$ on obtient :

$$i = a (A \sin \Omega t + B \sin \omega t) + b (A \sin \Omega t + B \sin \omega t)^2 \quad [17]$$

en développant et en regroupant il vient :

$i = \frac{b (A^2 + B^2)}{2}$	la composante continue
$+ aA \sin \Omega t + aB \sin \omega t$	les composantes aux fréquences F et f
$- \frac{bA^2 \cos 2\Omega t}{2} - \frac{bB^2 \cos 2\omega t}{2}$... aux fréquences $2F$ et $2f$
$+ bAB (\cos (\omega - \Omega)t - \cos (\omega + \Omega)t)$	les ondes latérales supérieures et inférieures

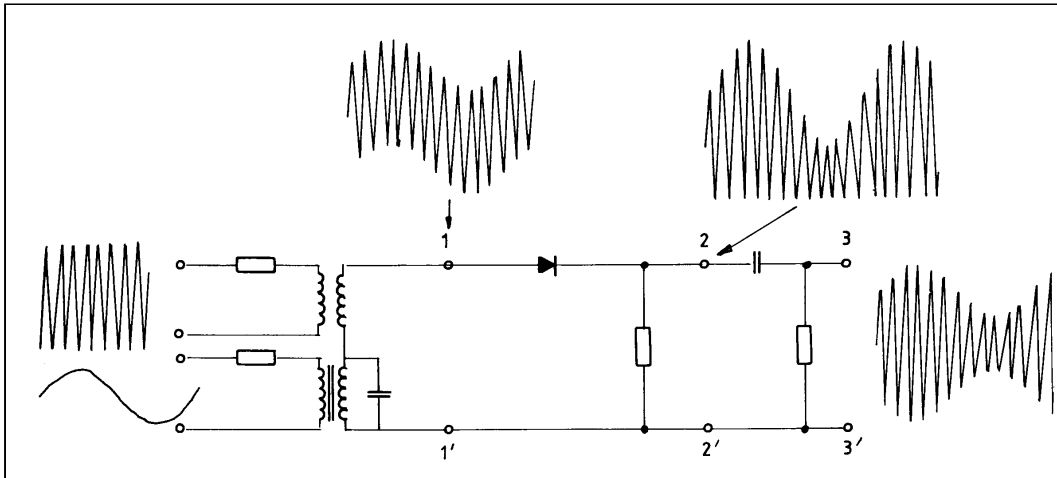
Il est important de souligner ici l'effet d'un élément non linéaire qui produit :

- une raie de composante continue,
- une raie à la fréquence F , une autre à la fréquence f
- une raie à la fréquence $2F$, une autre à la fréquence $2f$
- une raie à une fréquence égale à la différence des fréquences, et une autre à la somme des fréquences.

Du point de vue pratique maintenant ...



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC



La façon la plus élémentaire de moduler en amplitude est représentée à la figure 6: entre les point 1 et 1' on a la superposition des deux signaux (voir équation [2]), après la diode entre les points 2 et 2' on a le signal modulé en AM.

Pour éliminer la composante continue, il suffit d'un condensateur, donc aux points 3 et 3' on obtient le signal modulé en AM.

1.8.2.7. Conclusion

La modulation AM présente de gros inconvénients :

- une perte importante dans la puissance de la porteuse c-à-d un rendement très faible.
- d'où une mauvaise utilisation de l'antenne et des tubes ou des transistors finaux
- un mauvais rapport S/B à la sortie du récepteur
- une bande passante RF assez large

Les radioamateurs n'utilisent plus ce type de modulation, toutefois certains services continuent à l'utiliser

- les services de radiodiffusion en OL, OM et en OC continuent à utiliser l'AM car la conception de l'étage modulateur et surtout l'étage de détection sont simples.
- les services aéronautiques utilisent l'AM car (?)

Afin de circonscrire les désavantages de la modulation d'amplitude, certains systèmes dérivés de la modulation d'amplitude ont été mis au point :

- la modulation à double bande latérale avec porteuse réduite ou supprimée, encore appelée "Double Sideband" ou "DSB"
- la modulation à bande latérale unique ou "BLU", encore appelée "Single Sideband" ou "SSB":
- la modulation à bande latérale résiduelle, encore appelé "vestigial sideband" ou "VSB": elle est utilisée en télévision, en effet les difficultés de réaliser un filtre qui laisse passer de 50 Hz à 5 MHz (voir SSB plus loin) et qui supprime convenablement la porteuse ont conduit à transmettre toute une bande latérale (de 0 à 5 MHz), ainsi qu'un petit morceau (jusque 0,75 MHz) de l'autre bande latérale. L'avantage de cette de modulation est de réduire la bande passante requise tout en utilisant la simplicité du circuit de démodulation.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.8.3. La modulation à bande latérale unique²⁷

Depuis fort longtemps, les radioamateurs n'utilisent plus l'AM, et le chapitre suivant qui concerne la SSB va les intéresser au plus haut point ...

1.8.3.1. Principe

Souvenons nous des calculs des raies du spectre et du tableau que nous avons fait au paragraphe 1.8.2.4

puissance ...		m = 0 pas de modulation	m = 1 = taux de modulation maximum
dans l'onde porteuse	$P_p = n B^2$	100 W	100 W
dans l'onde lat. supérieure	$P_{sup} = n (mB/2)^2$	0 W	25 W
dans l'onde lat. inférieure	$P_{inf} = n (mB/2)^2$	0 W	25 W
Totale	$P_{tot} = n B^2 (1 + (m^2/2))$	100 W	150 W
PEP	$P_{pep} = n (B+A)^2 = n B^2 (1+m)^2$	100 W	400 W

La colonne m=0 ne nous intéresse pas, car nous avons vu qu'il fallait tendre vers la profondeur de modulation maximum. Si on prend le cas d'une modulation par l'anode, l'étage HF (c-à-d le tube final...) devra fournir 100 Watts, l'étage modulateur (ampli BF) devra fournir 50 Watts. Il y aura 25 Watts dans chaque onde latérale.

Si on supprime la porteuse, on pourra augmenter la puissance contenue dans les bandes latérales de telle manière que l'étage final soit utilisé de façon optimale.

Les deux bandes latérales contiennent la même information, il est dès lors possible d'en supprimer une afin de diminuer la bande passante. Si on prend le cas de la radiotéléphonie qui exige une largeur de bande AF de 3 kHz, alors la largeur nominale de la bande passante en HF sera également de 3 kHz .

Donc dans la relation [5], non seulement on élimine le terme en $\sin \omega t$, mais encore l'un des deux autres.

Supposons que nous conservons uniquement la bande latérale supérieure, nous aurons :

$$v_{USB} = - \frac{m B}{2} \cos (\omega + \Omega) t \quad [18]$$

Comme nous avons fait au paragraphe 1.8.2.4, nous pouvons aussi calculer les énergies dans les différentes parties

pour la porteuse	$P_p = 0$	[19]
pour l'onde latérale supérieure	$P_s = n (mB/2)^2$	[20]
pour l'onde latérale inférieure	$P_i = 0$	[21]
soit une puissance totale de	$P_t = n (mB/2)^2$	[22]

Toute la puissance est donc réellement affectée à la transmission de l'information, rien n'est perdu !

La puissance en crête vaut :

$$P_{pep} = n (m B/2)^2 \quad [23]$$

Comme maintenant l'onde résultante émise comporte tout le signal utile, on pourra l'émettre avec 4 x plus de puissance. Dans notre l'émetteur SSB pourra fournir une puissance de 100 Watts (contenant réellement de

²⁷ Voici donc un paragraphe qui vient s'intercaler entre la modulation AM et la modulation FM !



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

l'information), alors que dans le cas d'un émetteur AM fournissant 100 W en porteuse, cette puissance utile n'était que 25 Watts !. Ceci constitue un "gain de modulation" de 6 dB.

D'autre part la bande passante est aussi réduite de moitié or la puissance de bruit est proportionnelle à la bande passante (pour rappel $P_{\text{bruit}} = k R T B$, avec k la constante de Boltzmann $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W/}^\circ\text{K Hz}$, R la résistance, T la température absolue, et B la bande passante), le rapport S/B est donc amélioré de 3 dB.

Par rapport à l'AM classique, la SSB apporte un gain de modulation de 9 dB (soit 7,94 x). Imaginez qu'au lieu d'avoir un émetteur qui fournisse 100 Watts de puissance dans les bandes latérales (c.-à-d. de la puissance contenant l'information) vous aviez maintenant 794 Watts (disons 800 Watts pour arrondir). N'est ce pas un avantage appréciable. Voilà l'argument qui pousse les radioamateurs à utiliser la SSB au lieu de l'AM !

Toutefois il faut faire très attention: dans les raisonnements précédents nous avons parlé d'un facteur "4x", ce facteur "4x" est la source de nombreuses interprétations erronées parmi les radioamateurs ! Trop souvent on entend dire puisque mon ampli fournit 100 Watts en AM ou en CW, alors il doit fournir 400 Watts en SSB, cette affirmation est totalement fautive !

En AM classique, si vous avez une porteuse de 100 Watts, la puissance totale (pour $m = 1$) est de 150 Watts et la puissance PEP est de 400 Watts !

Bien sûr il y a les détails de polarisation qui font qu'en classe C, la puissance que l'on peut obtenir d'un tube ou d'un transistor n'est pas exactement la même que celle qu'on peut obtenir en classe AB etc ... tout ceci est bien vrai mais cela n'intervient que faiblement. Retenez simplement que

Si un étage final d'un émetteur sait fournir une porteuse de 100 Watts, en télégraphie, par exemple ou en 100 Watts en FM, alors, il pourra fournir ...

- une puissance de 100 Watts PEP en SSB.
- une puissance de 100 W PEP en AM, soit 25 W en porteuse, soit une puissance totale de 37,5 W lorsque la modulation est maximum...

1.8.3.6 Porteuse supprimée ou porteuse atténuée

Avec les procédés de modulation décrits ci-dessus il n'est pas possible d'éliminer totalement la porteuse, même si le résidu est 60 dB en dessous du niveau nominal, il restera toujours un petit résidu...

Dans le cas où la porteuse est comprise entre 6 et 32 dB par rapport à la puissance de crête de l'émission, on parle de porteuse atténuée. On transmet une porteuse réduite dans le cas où on veut faire une reconstitution de la porteuse et utiliser ce signal reconstitué pour la démodulation. Dans le cas de la téléphonie on parle alors d'émission R3E.

Lorsque l'atténuation de la porteuse est supérieur à 40 dB on parle de porteuse supprimée. Dans le cas de la téléphonie on parle alors de J3E.

1.8.3.7. Les problèmes de démodulation

Les avantages de la bande latérale double ne sont pas gratuits. En effet, si on utilisait une détection comme en AM classique, on obtiendrait un signal audio à la fréquence double de la fréquence d'origine ... fort gênant d'entendre un baryton devenir soprano, ou la voix d'un speaker une octave plus haut ...

Il faut donc recourir au démodulateur synchrone.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.8.4. Les modulations angulaires

1.8.4.1. But

La modulation de fréquence a été développée afin de réduire l'influence des parasites tels qu'ils apparaissent en AM, et puisque les parasites apparaissent par des altérations de l'amplitude, il est venu à l'idée de moduler un autre paramètre, la FREQUENCE.

La modulation de fréquence est une technique qui n'est pas récente, en effet Carson en fit l'étude mathématique en 1922 et le Major Edwin Armstrong qui en fit la démonstration en 1935.

1.8.4.2. Principe

Soit $v = V \cos (\omega t + \varphi)$, l'idée consiste à faire varier la pulsation ω (donc aussi la fréquence f) proportionnellement à l'amplitude UM du signal basse fréquence.

Pour faire varier la fréquence on pourrait imaginer que l'on place un microphone électrostatique dans un circuit oscillant, ou qu'on fasse varier la capacité d'une diode varicap, elle même montée en parallèle sur un circuit oscillant. Mais nous verrons plus loin en détails quelques schémas de modulateurs FM.

Prenons par exemple un signal à 145,500 MHz, et modulons le, par un signal à 1200 Hz. Si l'amplitude du signal BF augmente, la fréquence augmentera aussi. A l'amplitude maximum positive correspond par exemple une fréquence de 145,503 MHz, et à l'amplitude maximum négative correspond par exemple une fréquence de 145,497 MHz. On dira alors que l'**excursion de fréquence**²⁸ est de 3 kHz. L'excursion de fréquence est donc la variation de la fréquence de la porteuse lorsque celle-ci est modulée. L'excursion de fréquence se représente par un certain " Δf "

Une caractéristique de la modulation de fréquence est l'**indice de modulation**²⁹ par

$$m = \Delta f / F \quad [1]$$

et dans notre cas nous aurions $m = 3/1,2 = 2,5$.

Le rythme des variations de fréquence de la porteuse correspond à la fréquence F du signal basse fréquence.

L'expression mathématique du signal devient alors

$$v = A \cos (\omega t + M \sin \Omega t) \quad [2]$$

²⁸ En anglais "deviation", en néerlandais "zwaai" et en allemand "Hub"

²⁹ En anglais "modulation index", en allemand "Modulationsindex"



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

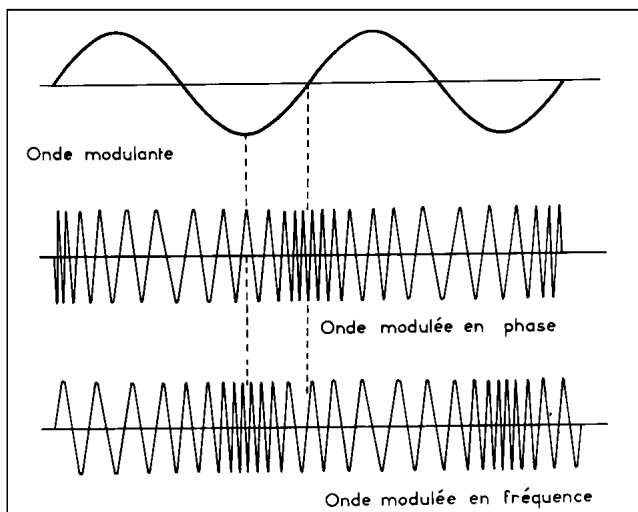
1.8.5.3. Relation FM-PM

La modulation de fréquence est fort semblable à la modulation de phase en effet $\omega = 2\pi f$, donc si on change ω , on modifie f aussi. On ne peut en fait pas faire de modulation de fréquence, sans faire en même temps de modulation de phase et vice versa ! Les deux types de modulations sont si intimement liés qu'on les désigne parfois sous un nom générique de **modulations angulaires**.

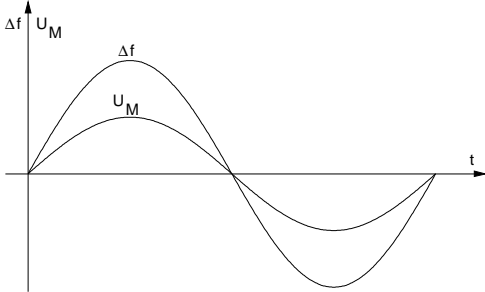
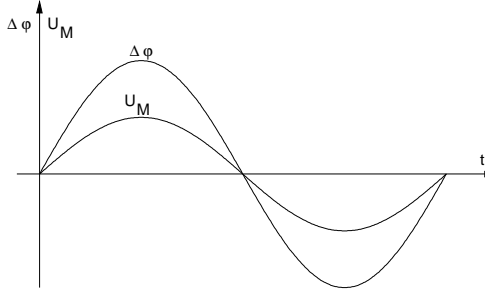
Si on construit un modulateur de fréquence :

On peut se demander comment varie la phase d'un signal modulé en fréquence :

Dans le cas de la modulation de fréquence, la figure a représente la variation de Δf en fonction de la tension modulante. La figure b représente la variation de phase dans le cas où il n'y a pas de modulation FM et dans le cas où il y a de la modulation FM. Ce qui nous intéresse plus particulièrement c'est la phase relative comme indiqué dans la figure du bas. On peut reprendre le même raisonnement avec de la modulation de phase.



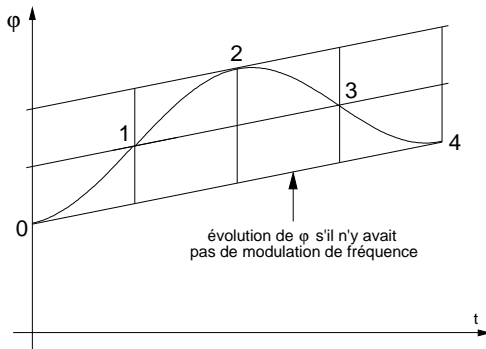
On peut aussi résumer la situation de la façon suivante :

Modulation de fréquence	Modulation de phase
<p>Si nous représentons la tension de modulation U_M et le Δf nous aurons :</p> 	<p>Si nous représentons la tension de modulation U_M et le $\Delta\phi$ nous aurons :</p> 
<p>La déviation de fréquence Δf est</p> <ul style="list-style-type: none"> • proportionnelle à U_M • indépendante de F • en phase avec U_M 	<p>La déviation de phase $\Delta\phi$ est</p> <ul style="list-style-type: none"> • proportionnelle à U_M • indépendant de F • en phase avec U_M

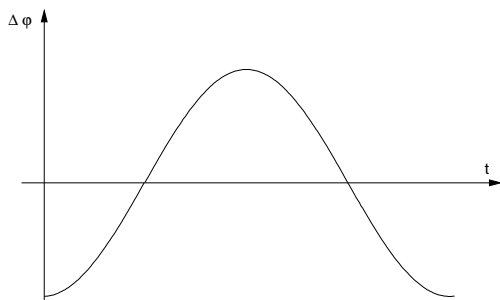


Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

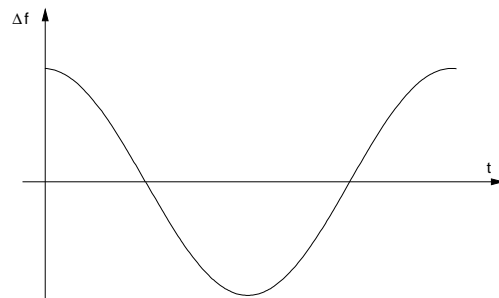
Dessignons maintenant la phase. Sans modulation, la phase évolue de façon linéaire. Au point 1, au début la phase est égale à celle qu'elle aurait sans modulation. Puis, comme la fréquence augmente, la phase doit forcément évoluer plus vite, c'est ce qui se passe entre 0, 1 et 2. Arrivé au point 2 la phase évolue moins vite, jusqu'au point 4 où elle est exactement égale à celle qu'elle aurait eu sans modulation.



mais au lieu de tracer la phase φ , il est plus intéressant de dessiner la variation de phase $\Delta\varphi$



Dessignons maintenant la fréquence de la même manière que ci-contre ...



Dans le cas de la modulation de fréquence, la déviation de phase $\Delta\varphi$ est

- proportionnelle à U_M
- inversement proportionnelle à la fréquence F
- déphasé de 90° en arrière

Dans le cas de la modulation de phase, la déviation de fréquence Δf est

- proportionnelle à U_M
- proportionnelle à la fréquence F
- déphasé de 90°

modulation de fréquence et modulation de phase sont donc liées : on ne peut pas faire l'une sans l'autre !



1.8.5.4. Spectre et bande passante

Le spectre d'un signal FM contient la porteuse à la fréquence f et une infinité de raies dont les écarts (par rapport à la porteuse) sont des multiples de la fréquence de modulation F et dont les amplitudes varient en fonction de l'indice de modulation m .

L'équation du signal modulé en fréquence [2] peut aussi s'écrire

$$v = A [\cos \omega t \cos m \sin \Omega t - \sin \omega t \sin (m \sin \Omega t)] \quad [3]$$

Deux cas sont maintenant à considérer :

- soit la modulation à bande étroite ($m \ll \pi/2$),
- soit la modulation à bande large ($m > 1$).

1.8.5.4.1. Modulation FM à bande étroite

Dans le cas de la modulation à bande étroite on peut encore procéder à une simplification, en effet dans la relation [3]

$$v = A [\cos \omega t \cos m \sin \Omega t - \sin \omega t \sin (m \sin \Omega t)]$$

si m est petit ($m \ll \pi/2$) on a $\cos m \sin \Omega t \approx 1$ et $\sin (m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t$

nous pouvons donc simplifier pour obtenir

$$v = A (\cos \omega t - m \sin \Omega t \sin t)$$

ou encore

$$v = A \cos t - \left(\frac{m A}{2}\right) \cos (\omega - \Omega) t + \left(\frac{m A}{2}\right) \cos (\omega + \Omega) t \quad [4]$$

Ce qui ressemble fort au spectre de l'AM mais à la différence près, que la phase de la bande latérale inférieure se trouve inversée.

1.8.5.4.2. Modulation FM à bande large

Dans le cas de la modulation à bande large, il faut décomposer le terme $\cos (m \sin \omega t)$ en série de Fourier:

$$J_0(m) + 2 J_2(m) \cos 2 \omega t + 2 J_4(m) \cos 4 \omega t + \dots \quad [5]$$

et il faut aussi décomposer le terme en $\sin (m \sin \omega t)$ en

$$2 J_1(m) \sin \omega t + 2 J_3(m) \sin 3 \omega t + 2 J_5(m) \sin 5 \omega t + \dots \quad [6]$$

Après transformation on arrive à

$$v = A \{ \begin{aligned} &+ J_0(m) \cos \omega t \\ &- J_1(m) [\cos (\omega - \Omega) t - \cos (\omega + \Omega) t] \\ &+ J_2(m) [\cos (\omega - 2 \Omega) t - \cos (\omega + 2 \Omega) t] \\ &- J_3(m) [\cos (\omega - 3 \Omega) t - \cos (\omega + 3 \Omega) t] \\ &+ J_4(m) [\cos (\omega - 4 \Omega) t - \cos (\omega + 4 \Omega) t] \\ &- J_5(m) [\cos (\omega - 5 \Omega) t - \cos (\omega + 5 \Omega) t] \\ &+ J_6(m) [\cos (\omega - 6 \Omega) t - \cos (\omega + 6 \Omega) t] \\ &- \text{etc ...} \end{aligned} \} \quad [7]$$



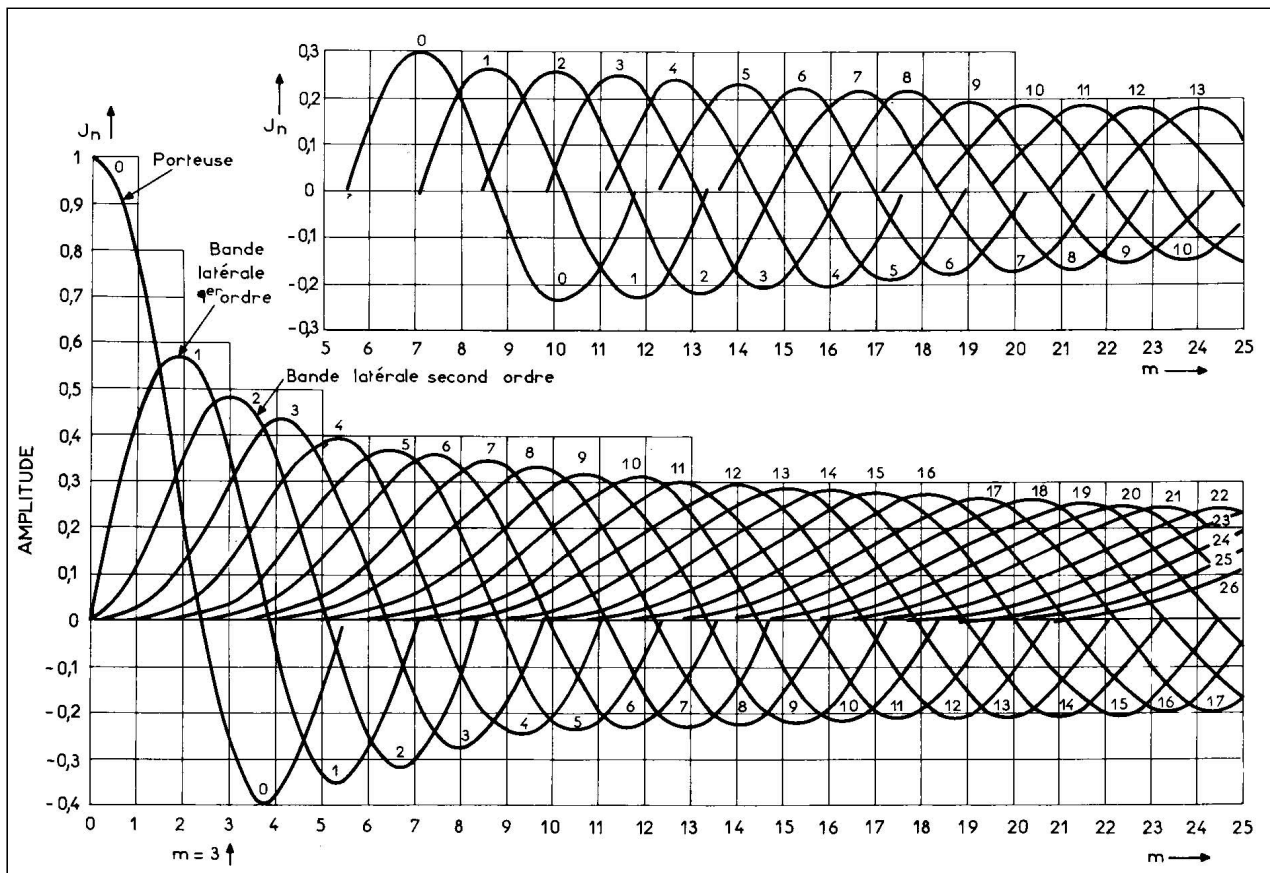
Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

C'est une relation très longue dans laquelle il est important de noter qu'à chaque fois il y a 2 ondes latérales, une onde latérale inférieure de la forme $(\omega - n \Omega) t$ et une onde latérale supérieure de la forme $(\omega + n \Omega) t$.

Quant à $J_n(m)$, ce sont les termes de la fonctions de Bessel du n ième ordre pour l'indice m . Pour le calcul des indices de la fonction de Bessel, nous vous renvoyons à votre cours de mathématiques, mais il suffit de savoir qu'on peut les calculer à partir de la relation

$$J_n(m) = \left(\frac{m}{n} \right) \left(\frac{m}{n! (n+1)!} - \frac{(m/2)^2}{2! (n+2)!} + \frac{(m/2)^4}{4! (n+4)!} - \frac{(m/2)^6}{6! (n+6)!} + \dots \right) \quad [8]$$

Mais il est plus pratique de lire les coefficients de Bessel sur le diagramme suivant :



On voit donc que pour transmettre sans altération un signal modulé en fréquence il faut transmettre la porteuse et les raies en $(\omega \pm \Omega) t$, $(\omega \pm 2 \Omega) t$, $(\omega \pm 3 \Omega) t$, $(\omega \pm 4 \Omega) t$, $(\omega \pm 5 \Omega) t$, ...

Attention : lisez "+ et -" et non "+ ou -", en effet il y a, par exemple, une raie en $(\omega + 2 \Omega) t$ et une raie en $(\omega - 2 \Omega) t$, etc...

La bande passante à transmettre devrait donc être infinie, mais heureusement il n'en est pas ainsi et il est possible de définir la bande passante nécessaire pour transmettre avec une distorsion acceptable un signal modulé en fréquence.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Conclusion :

- Si m est faible ($m \ll \pi/2$), les raies d'ordre supérieur à 1 sont négligeables, et le spectre se réduit à une bande passante $B = 2 F$.
- Si m est très grand ($m > 100$) le spectre se réduit à $B = 2 \Delta f$.

Dans les cas intermédiaires il faut calculer les coefficients de Bessel (ou mesurer les amplitudes des raies sur le diagramme) et fixer un critère de sélection pour que le signal transmis soit "acceptable". Le terme "acceptable" est fort subjectif, au fait le critère d'acceptabilité dépend de la transmission, et ce critère sera différent si on fait de la radiodiffusion en FM ou de la NBFM.

Dans le cas de la radiodiffusion deux approximations existent:

la formule de Carson	$B = 2 F (1 + m)$	³⁰	[9]
la formule de Termann	$B = 2 F (3 + m)$		[10]

Il faut donc bien faire la différence entre déviation et bande passante requise. Ces 2 grandeurs sont bien entendu liées, si on augmente la déviation la bande passante va augmenter.

Mais il est **TOTALEMENT FAUX** de mesurer la largeur du spectre sur un analyseur de spectre (ou avec d'évaluer la largeur avec un récepteur et un filtre à bande étroite) et d'affirmer que c'est la déviation !

Pour mesurer la déviation il faut un "mesureur de déviation", c'est un appareil à cadran qui donne directement la valeur de la déviation. Il existe une autre méthode de mesure basée sur les coefficients de Bessel, mais nous l'examinerons plus loin.

1.8.5.5. Préaccentuation et désaccentuation

Le rapport S/B (donc la qualité) d'une émission en modulation de fréquence dépend de la déviation f et une augmentation de celle-ci entraîne inévitablement une augmentation de la bande passante B.

C'est pourquoi l'utilisation de la FM n'est réalisable qu'à partir des fréquences VHF. La NBFM peut éventuellement se faire sur le haut de la bande des 10 mètres en décamétrique.

On peut démontrer que le rapport S/B en FM par rapport au S/B en AM vaut :

$$\frac{(S/B)_{FM}}{(S/B)_{AM}} = \sqrt[3]{\frac{f}{F}} \quad [11]$$

D'après cette relation si on fixe un certain Δf , le rapport S/B en FM par rapport au S/B en AM sera fonction de la fréquence BF. Plus la fréquence sera basse, meilleur sera ce rapport entre les deux S/B. On dit que le rapport bruit en FM est un bruit triangulaire.

Il en résulte que le rapport S/B sera moins bon pour les fréquences élevées que pour les fréquences basses. Or un des buts poursuivis en radiodiffusion FM est la transmission de tout le spectre musical donc aussi les fréquences élevées, qui malheureusement ont souvent des amplitudes plus faibles.

Pour remédier à ce problème, on "relève" les composantes à fréquence élevées, c-à-d on accentue le signal. A la réception, il faudra rétablir l'équilibre en désaccentuant le signal. Les deux courbes (accentuation et

³⁰ Cette formule doit être connue pour l'examen IBPT.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

désaccentuation) doivent être complémentaires. Les courbes sont normalisées et optimisées en fonction de la nature des signaux à transmettre, ainsi on a :

- pour la radiodiffusion FM (88 à 108 MHz) ou pour le son TV (norme 625 lignes) : on utilise une cellule RC dont la constante de temps est de $75 \mu\text{s}$ ($50 \mu\text{s}$ aux USA).
- pour la NBFM (radiotéléphonie, FM sur 145 ou 430 MHz, ...)
- pour la vidéo on utilise une cellule plus complexe :

1.8.9. Les modulations numériques³¹

Nous allons maintenant étudier comment moduler une porteuse avec un signal numérique, c-à-d une suite de 0 et de 1.

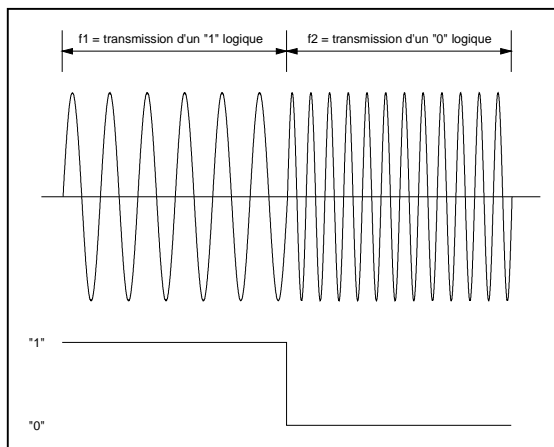
1.8.9.1. Frequency Shift Keying (FSK) ou Modulation par Déplacement de Fréquence

Dans ce type de modulation on va faire varier la fréquence entre deux valeurs. La fréquence f_1 représentera par exemple les 0 logiques, tandis que la fréquence f_2 représentera les 1 logiques.

Au lieu de considérer f_1 et f_2 , il est parfois plus simple de parler d'une fréquence centrale f_0 ³² et d'une excursion Δf , on dira alors que la fréquence vaut $f_0 \pm \Delta f$.

On doit également prendre en considération la durée élémentaire d'un bit soit T_b ou sa fréquence f_b . Cette fréquence s'appelle **débit binaire** ou "bit rate".

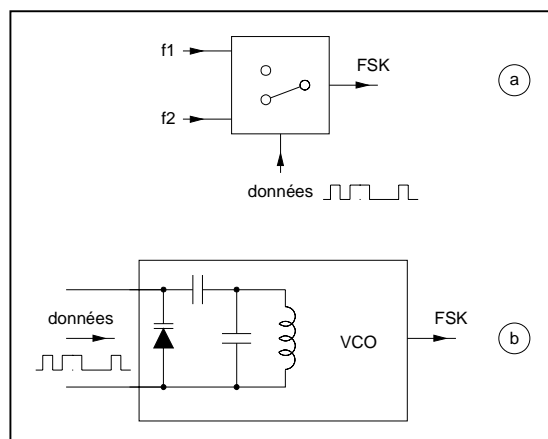
La largeur du spectre est sensiblement égale à $(2 / T_b) + (2 \Delta f)$



Application: en RTTY un bit dure 22 ms et le shift est de 170 Hz. Dans ce cas la largeur du spectre est de $(2 / 22 \cdot 10^{-3}) + (2 \times 170) = 430$ Hz

Tout comme en modulation FM analogique, on peut définir une excursion $m = \Delta f / f_b$. Si l'excursion est très grande, on va utiliser une grande largeur de bande. Par contre on ne peut descendre en dessous de $m = \Delta f / f_b = 1/4$ que l'on appelle le Minimum Shift Keying ou de **MSK**.

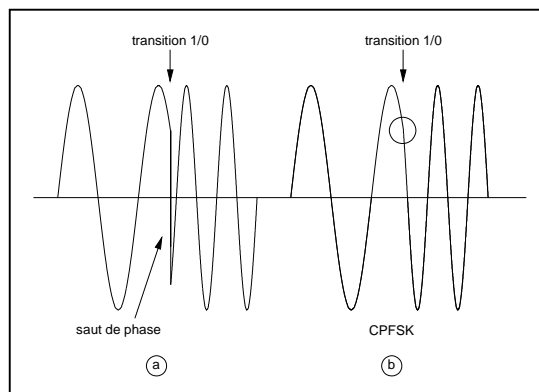
Pratiquement, on peut imaginer deux générateurs et un commutateur actionné par les données à transmettre. Mais il est plus simple de faire varier la fréquence d'un oscillateur en y branchant une varicap commandée par les données à transmettre.



Lorsque la FSK s'applique à des signaux audio (pour une transmission sur une ligne téléphonique par exemple), on parle d' Audio Frequency Shift Keying ou d' **AFSK**.

La manière dont on fait le passage d'une fréquence à l'autre peut être très important sur l'occupation spectrale de ce signal. Si on effectue des sauts brutaux d'une fréquence à l'autre sans respecter la phase (voir figure a), le spectre sera très important. C'est pourquoi, il est préconiser de faire un passage sans variation de phase (voir figure b), c-à-d un passage "en douceur" du signal. Cette modulation s'appelle Continuous Phase Frequency Shift Keying ou **CPFSK**.

Toutefois, il est possible de faire encore mieux et au lieu d'utiliser une transition brutale du niveau 1 vers le niveau 0 (ou inversement), on peut "arrondir" cette transition par un filtre passe bas accordé sur f_b . Si on combine cette méthode

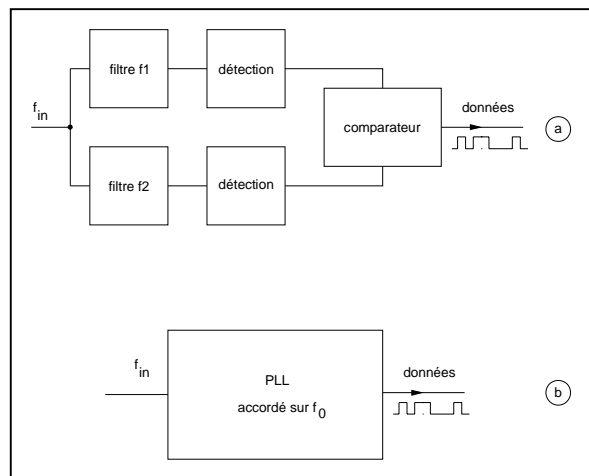


³¹ Ceci constitue une nouvelle matière dans le programme HAREC et a été introduit lors de la réunion de Vilnius en 2004.

³² $f_0 = (f_1 + f_2) / 2$ et c'est une fréquence qui n'existe pas, à un instant donné seul f_1 ou f_2 existe.

avec le MSK dont on a parlé plus haut, on obtient alors la modulation Gaussian Minimum Shift Keying ou **GMSK**.

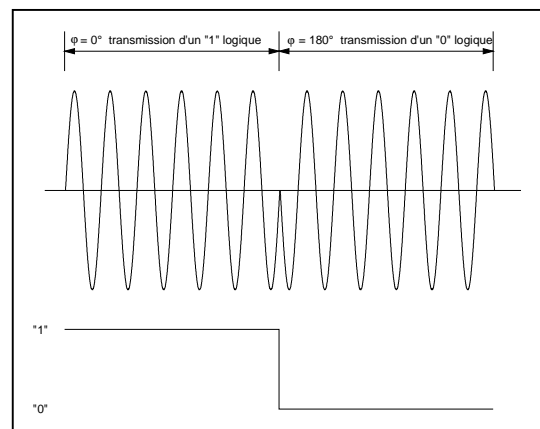
A la réception, on peut utiliser deux filtres de bande, suivit d'une détection et d'un comparateur de niveau, mais on peut aussi utiliser une PLL par exemple.



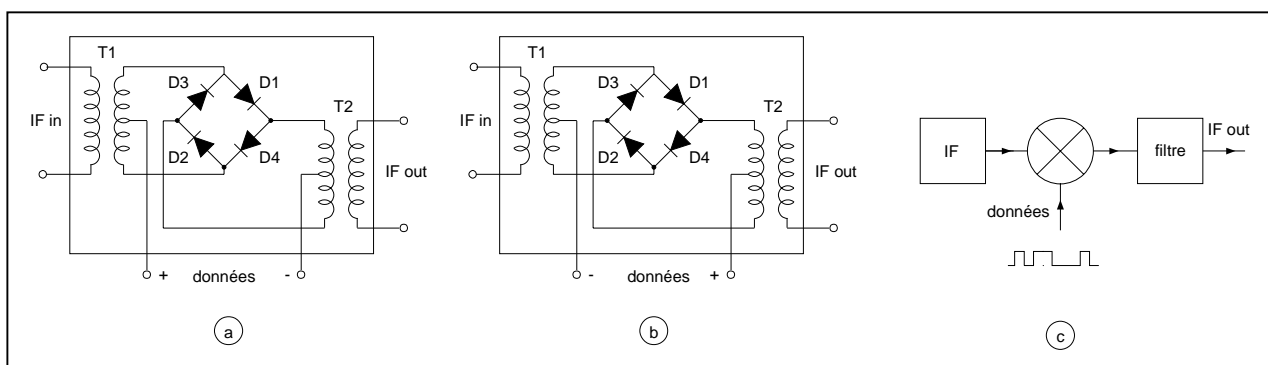
1.8.9.2. Phase Shift Keying (PSK) ou Modulation par Déplacement de Phase

Au lieu de moduler la fréquence, on peut aussi moduler la phase. Par rapport à une phase de référence un décalage de 0° représentera par exemple les 1 logiques, tandis qu'un décalage de 180° représentera les 0 logiques.

On appelle ce système du Binary Phase Shift Keying ou **BPSK**, mais comme il y a 2 états, on le désigne aussi par 2PSK.



On peut obtenir une telle modulation à l'aide d'un modulateur en anneau³³, selon la polarité de la tension appliquée aux bornes "données", les diodes D1 et D2 seront conductrices ou les diodes D3 et D4 seront conductrices. On commutera ainsi la phase du signal IF. Ceci peut se représenter symboliquement par la figure c, le filtre contribue à limiter la bande passante.



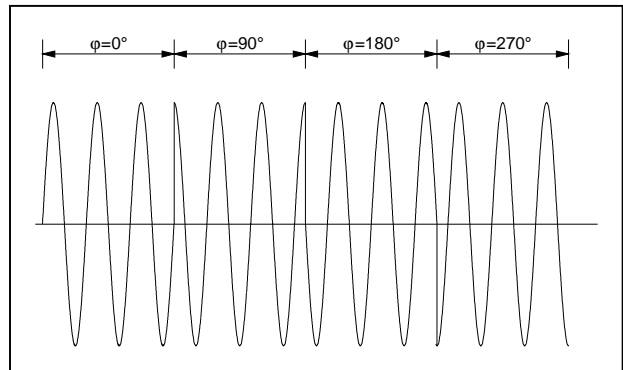
³³ Aux chapitres 4 et 5 nous parlerons plus en détails du modulateur en anneau et de la IF. Considérons provisoirement IF comme une fréquence qui va être transmise ...



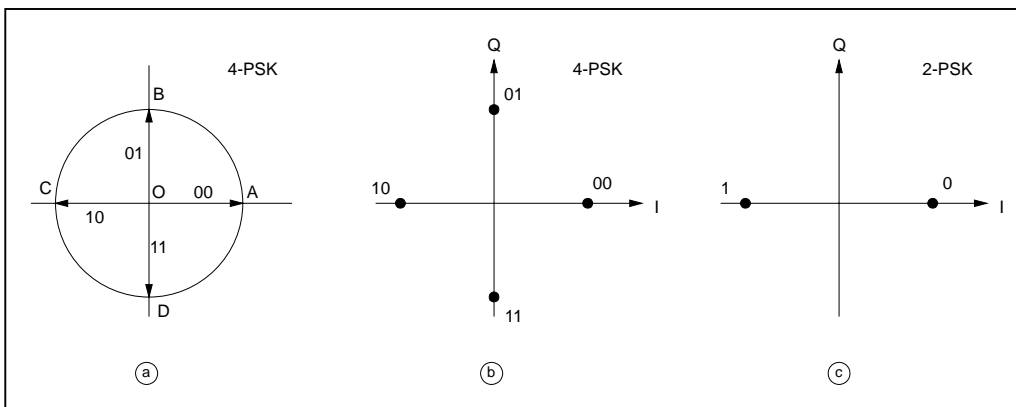
Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Mais on peut imaginer utiliser 4 phases pour représenter 4 états selon le tableau

phase	bit a	bit b
0°	0	0
90°	0	1
180°	1	0
270°	1	1



Le signal prend alors l'allure ci-contre. Nous avons dessiné successivement les 4 états dans l'ordre, mais en pratique la séquence dépendra des informations à transmettre. On appelle ce système de la Quadrature Phase Shift Keying ou **QPSK** et comme il y a 2 états, on le désigne aussi par 4PSK.



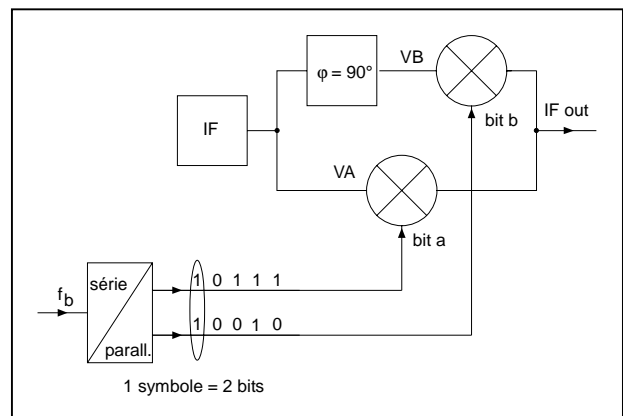
La représentation précédente était une représentation dans le temps, mais on peut également représenter le signal vectoriellement. Pour 0°, il sera représenté par OA, pour 90° par OB, pour 180° par OC et pour 270° par OD. On peut marquer l'extrémité de ces vecteurs par un point et ne plus représenter que ces points (figure b). Ceci s'appelle le diagramme de la **constellation**. On définit aussi un axe **I** où le signal est In-phase (en phase) et un axe **Q** où le signal est en **Q**uadrature (à 90°). Le vecteur est alors projeté sur ces axes I Q comme il le serait sur des axes x y.

Le signal 4PSK se représente par 4 points et pour revenir au signal 2PSK celui-ci se représenterait donc simplement par deux points (figure c) !

Le diagramme de la constellation permet de simplifier très fortement le dessin, mais il faut bien noter que

- le point est l'extrémité du vecteur
- et qu'à un instant précis il n'existe qu'un seul vecteur.

Pour réaliser un modulateur QPSK on part d'une fréquence IF que l'on divise en deux parties, une partie va directement vers un modulateur en anneau et s'appelle VA, ce modulateur en anneau reçoit les bits a. Une autre partie est d'abord déphasée de 90°, elle s'appelle VB, elle va à un second modulateur en anneau qui reçoit les bits b. Il faut bien sûr grouper les bits et procéder à une transformation série/parallèle.

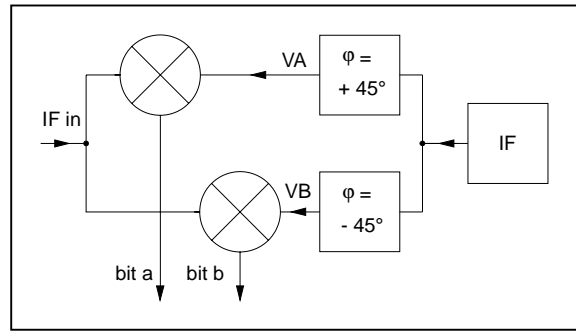


Ce type de modulateur est encore appelé **modulateur I/Q**, ce qui fait immédiatement penser à la constellation qu'il engendre.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

La démodulation est presque l'inverse de la modulation. Toutefois ici on décale un signal de $+45^\circ$ et l'autre de -45° . La IF devra aussi être synchronisée avec la IF d'entrée. Les bits a et b devront être transformé et remis en série.



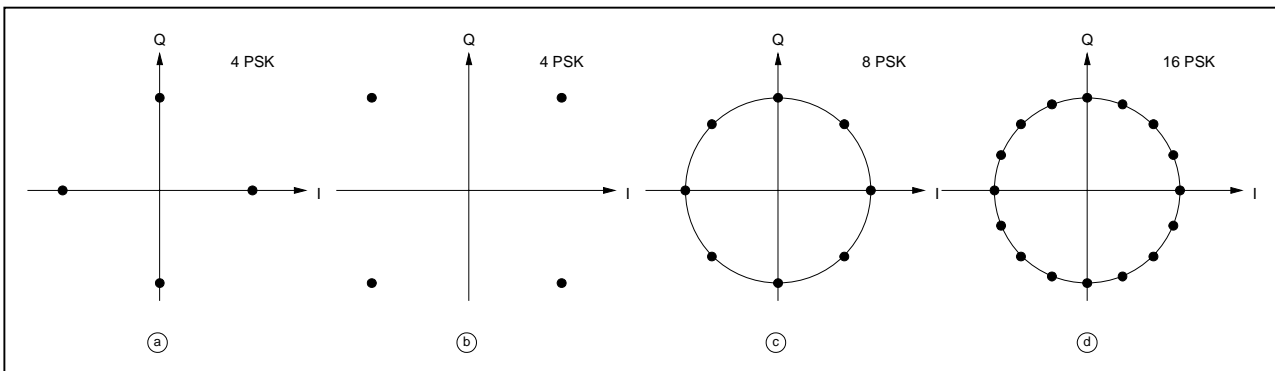
Avec du BPSK, on a la possibilité de transmettre des 0 ou de 1, mais avec le QPSK on peut donc transmettre 2 informations à la fois, soit 00, 01, 10 ou 11. On appelle ces groupes 00, 01, 10 ou 11 des **symboles**. On dit que la QPSK permet de transmettre 2 bits par symbole, a fortiori le BPSK permet de transmettre 1 bit par symbole et la FSK aussi !

Donc ³⁴	un bit est une unité d'information,
	un symbole est un nombre de bits transmis simultanément, et,
	le baud rate est le nombre de symboles transmis par seconde.

Si on transmet 2 bits par symbole cela signifie donc que le débit binaire (bit rate) est 2 x plus grand que le baud rate. On a donc gagné !

Mais on pourrait aller plus loin et définir du 8PSK pour transmettre 3 bits par symbole, ou du 16PSK pour transmettre 4 bits par symbole, etc. (voir figures c et d). Mais au-delà de 8PSK, on préfère les modulations QAM (voir plus loin).

On peut aussi décaler la modulation 4PSK et au lieu d'avoir les phases $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$, on pourrait utiliser $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ et 315° . (voir figures a et b).



Un problème à résoudre consiste à trouver la référence du signal. S'il est en effet assez simple de décoder le signal si on a la référence 0° , il en va autrement en pratique, car on n'a aucun moyen de transmettre cette référence. C'est pourquoi on utilise presque toujours le **DPSK** ou Differential Phase Shift Keying où on ne transmet pas la valeur des bits, mais la différence entre les bits à un instant t_1 et les bits à l'instant précédent t_0 .

OPSK ou Offset Phase Shift Keying: Dans le dessin du signal 4PSK on trouve de très nombreuses transitions. Malheureusement le circuit électronique (amplificateur) n'aiment pas ces transitions et s'ils sont capable de les supporter ils génèrent des spectre très larges, c'est pourquoi on décale un des deux signaux I ou Q de la durée d'un demi symbole.

³⁴ Très important !



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Un symbole de 2 bits s'appelle aussi un doublet ou un dibit, un symbole de 3 bits s'appelle aussi un triplet ou un tritbit, etc ...

Retour à la FSK : sur base de l'évolution BPSK, QPSK, 8-, 16- ou 32-PSK, on a aussi fait de la nFSK, c-à-d qu'on a utiliser n fréquences (ou n tonalités) pour représenter n symboles.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

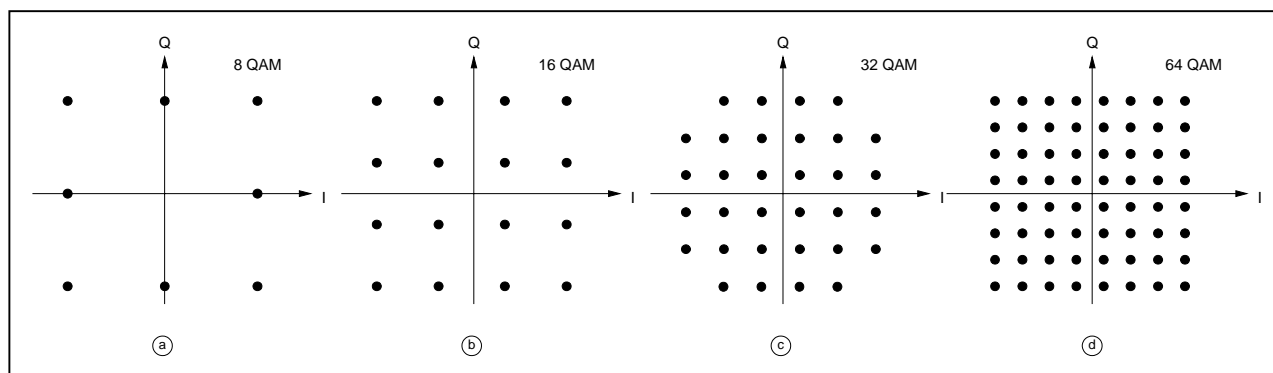
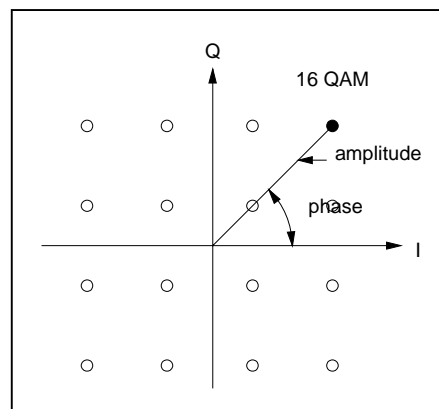
1.8.9.3. Quadrature Amplitude Modulation (QAM) ou Modulation d'Amplitude en Quadrature

Cette notion de gain en bande passante a conduit à utiliser d'autres types de modulations dont le QAM.

La représentation temporelle, c-à-d telle qu'on la verrait sur un oscilloscope ne nous apporterait pas grand-chose, il est plus intéressant de représenter un signal QAM par sa constellation.

Dans un signal QAM on va faire varier l'amplitude ET la phase ! Par exemple dans une modulation 16 QAM, à chaque point de la constellation correspond un vecteur avec une amplitude et une phase.

La figure a représente une modulation 8 QAM, il n'y a pas beaucoup de différence avec une modulation 8-PSK. Elle permet de transmettre 3 bits/symbole.



La modulation 16 QAM permet de transmettre 4 bits/symbole. Voir figure b.

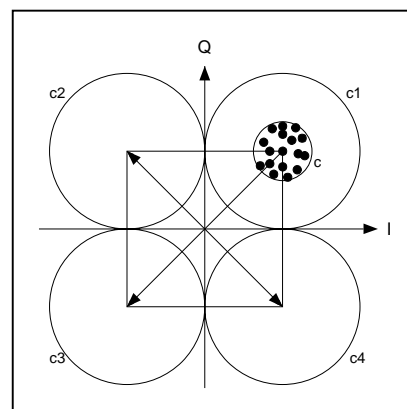
La modulation 32 QAM permet de transmettre 5 bits/symbole. Voir figure c. Il faut noter que les 4 points de constellation "aux 4 coins du carré" n'existent pas. En effet on aurait obtenu de 36 QAM et il aurait été difficile d'attribuer des symboles à 4 points de cette constellation, par conséquent, on les a supprimés !

La modulation 64 QAM permet de transmettre 6 bits/symbole. Voir figure d.

Au-delà de 64 QAM on trouve aussi la modulation 128 QAM et 256 QAM.

Imaginons une constellation QPSK, le bruit et la rotation de phase subis lors de la transmission hertzienne, feront en sorte que les points de la constellation ne seront plus exactement placés comme ils l'étaient au départ. Au pire, si les cercles atteignent les dimensions de c1, c2, c3 et c4, le système de décodage ne saura plus rien discerner les 4 états.

Plus grand est le nombre d'états (donc en passant de 4PSK à 8PSK ou puis à 16QAM, à 32QAM, à 64 QAM, etc ...) plus le bruit et les variations de phases deviendront critiques.



Remarques

- la progression des nombres, ce sont tous des puissances de 2 : $16 = 2^4$, $32 = 2^5$, $64 = 2^6$, $128 = 2^7$ et $256 = 2^8$.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

- mais si 16, 64 et 256 sont des carrés parfaits, 32 et 128 ne le sont pas !

En résumé :

	il est bon de retenir la signification des premières lettres	
FSK	Frequency	on commute entre deux fréquences
CPFSK	Continuous Phase	... de plus on ne produit pas de saut de phase
MSK	Minimum	
GMSK	Gaussian Minimum	
PSK	Phase	on commute entre deux phases (0° et 180°)
BPSK	Binary	on commute entre deux phases (0° et 180°)
QPSK	Quadrature	on commute entre 4 phases
DPSK	Differential	on transmet la différence entre les bits à l'instant t_1 et les bits à l'instant t_0
OPSK	Offset	on décale le vecteur I (ou Q) d'un $\frac{1}{2}$ symbole pour éviter les sauts de phase trop brusques
8PSK		on commute entre 8 phases
16PSK		on commute entre 16 phases
8QAM		
16QAM		
32QAM		



1.9. Puissance et énergie

1.9.1. Puissance des signaux sinusoïdaux

Nous avons vu qu'en courant continu, la puissance était donnée par la relation $P = U I$, avec ses autres formes qui sont $P = I^2 R$ et $P = U^2 / R$.

puissance en continu $P = U I = I^2 R = U^2 / R$

Mais en courant alternatif, et lorsque la charge est une résistance pure

puissance en alternatif $P = U_{\text{eff}} \times I_{\text{eff}} = I_{\text{eff}}^2 \times R = U_{\text{eff}}^2 / R$

U_{eff} et I_{eff} sont les valeurs efficaces de la tension et du courant, se sont les valeurs qui, s'ils étaient en régime du courant continu produiraient la même puissance tensions et les courants

Par rapport aux valeurs maximales, on a

$U_{\text{eff}} = U / \sqrt{2}$	$I_{\text{eff}} = I / \sqrt{2}$
---------------------------------	---------------------------------

Il faut aussi retenir que

$\sqrt{2} = 1,4142$	ou	$1 / \sqrt{2} = 0,707$
---------------------	----	------------------------

donc

$U_{\text{eff}} = U \times 0,707$	$I_{\text{eff}} = I \times 0,707$
-----------------------------------	-----------------------------------

Lorsque la charge n'est pas une résistance pure, nous avons la relation

puissance en alternatif $P = U_{\text{eff}} \times I_{\text{eff}} \times \cos \varphi$

ou φ est l'angle de déphasage entre le courant et la tension. 35

³⁵ Nous aurons l'occasion de revenir sur ce déphasage dans l'étude des circuits (Chapitre 3.)



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.9.3. Les décibels

1.9.3.1. Introduction

Lorsque les valeurs à manipuler sont dans une échelle qui va de 1 à 1000000000, il n'est pas facile de lire et de manipuler ces nombres. Les décibels offrent une façon élégante de reproduire une telle échelle et on les utilise très fréquemment pour définir les facteurs d'amplification.

Pour rappel : Les logarithmes:

si $N = 10^x$ alors on dit, que par définition, le logarithme de N vaut x ou $\log(N) = x$, le nombre 10 est appelé la base. Si la base est 10, on parle de logarithmes décimaux. Pour calculer le nombre de décibel, il faudra utiliser la touche log sur votre calculette. Toutefois la base peut être un autre nombre, si la base est e ($e=2,71828$) on parle de logarithme naturel ou Népériens, ces logarithmes sont représenté par ln. D'autres part avec les logarithmes, les produits deviennent des additions, les divisions deviennent des soustractions, voilà de quoi simplifier les calculs !

1.9.3.2. Amplification et gain en puissance

Pour définir le gain, en décibel, d'un amplificateur dont on connaît la puissance de sortie (P_{sortie}) et la puissance d'entrée ($P_{\text{entrée}}$), on utilise la relation

$$\text{dB} \quad \boxed{G_{\text{dB}} = 10 \log \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}}}$$

Un amplificateur qui fournit une puissance de sortie de 100 Watts à partir d'une puissance d'entrée de 1 Watt aura un gain en décibels de

$$G_{\text{dB}} = 10 \log \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}} = 10 \log \frac{100}{1} = 10 \log 100 = 10 \times 2 = 20 \text{ dB}$$

Bien sûr on peu prendre sa calculette pour faire les conversions, mais un certain nombre de valeurs sont remarquables, par exemple

un amplificateur qui a un gain de	10 (en puissance) à donc un gain de	10 dB
	100	20 dB
	1000	30 dB
	10000	40 dB
	100000	50 dB
etc ...		
et un atténuateur qui atténue de	1/10 (en puissance) à donc un gain de	-10 dB
	1/100	-20 dB
	1/1000	-30 dB
	1/10000	-40 dB
	1/100000	-50 dB
etc ...		

Pour les valeurs multiples ou sous-multiples de 10 on voit que le passage vers les dB est assez simple, ceci est dû au fait que le $\log 10 = 1$, $\log 100 = 2$, $\log 1000 = 3$ etc ...

On constate aussi que lorsque le gain est inférieur à 1 (c-à-d lorsqu'on atténue), le nombre de dB devient négatif. A fortiori 0 dB représente un gain unitaire, car $\log 1 = 0$!

Encore plus simplement dit ...³⁶

³⁶ ³⁶ Encore plus simplement

		40	dB
c'est un	1	suivit de 4 zéro	
soit	1	0000	c.-à-d. 10.000



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Une autre valeur remarquable est la valeur 3 dB : un amplificateur qui possède un gain de 3 dB est un ampli qui fournit 2 x plus de puissance à la sortie qu'à l'entrée. Souvenez-vous de cette valeur particulière $\log 2 = 0,30102$ ou simplement $\log 2 \approx 0,3$ Inversement un circuit qui atténue de 3 dB est un circuit dont la puissance de sortie est 2 x plus faible à la sortie qu'à l'entrée.

Un amplificateur qui possède un gain de 6 dB est un ampli qui fournit 4 x plus de puissance à la sortie qu'à l'entrée. Remarquez que $6 \text{ dB} = 3 \text{ dB} + 3 \text{ dB}$ et cela équivaut à 2×2 . De la même façon un circuit qui atténue de 6 dB est un circuit dont la puissance de sortie est 4 x plus faible à la sortie qu'à l'entrée.

Un amplificateur qui possède un gain de 7 dB est un ampli qui fournit 10 dB suivit d'un atténuateur de 3 dB donc $\times 10$ et $:3$ soit un gain de 5 x !

Un amplificateur qui possède un gain de 4 dB est un ampli qui fournit 10 dB suivit d'un atténuateur de 6 dB donc $\times 10$ et $:4$ soit un gain de 2,5 x !

Pour certains cas typiques la conversion du gain en puissance en dB est donc relativement simple, il ne faut pas de machine à calculer. Par exemple si on vous disait qu'un câble coaxial perd 11,76 dB vous en concluriez

- qu'on pourrait d'abord arrondir 11,76 dB à 12 dB
- que 12 dB c'est entre 10 et 20 dB donc ce sera entre 10 et 100 en puissance,
- que si c'était 13 dB cela ferait 10 dB + 3 dB c-à-d 10×2 soit 20 x en puissance
- et comme c'est légèrement inférieur à 13 dB, cela fera environ 15 ou 16 x

Ça ce sont les dB vu sous leur aspect déductifs!

Si vous voulez vraiment savoir combien font 11,76 dB, il vous faudra une machine à calculer :

- diviser le nombre de décibel par 10 pour obtenir le nombre de Bel : $11,76 / 10 = 1,176$
- puis élever 10 à cette valeur soit $10^{1,176} = 14,996$ x .

Le décibel est également employé pour définir la valeur absolue d'une puissance. Pour ce faire la puissance d'entrée dans la formule ci-dessus est remplacée par une puissance de référence. On fait alors suivre l'appellation dB par une ou plusieurs lettres ou symboles. La puissance de référence peut être le milliwatt ou le watt.

par définition ³⁷	0 dBm = 1 mW	0 dBW = 1 W
	donc:	donc:
	10 dBm = 10 mW	10 dBW = 10 W
	20 dBm = 100 mW	20 dBW = 100 W
	30 dBm = 1000 mW = 1 W	30 dBW = 1000 W = 1 kW
	...	
	-10 dBm = 0,1 mW	-10 dBW = 0,1 W
	-20 dBm = 0,01 mW	-20 dBW = 0,01 W
	-30 dBm = 0,001 mW = 1 nW	-30 dBW = 0,001 W = 1 mW

1.9.3.3. Organes en cascade

Si on met plusieurs amplificateurs en cascade, l'amplification totale est égal à

$$A = A_1 \times A_2 \times A_3 \times \dots \times A_n$$

et par conséquent

$$10 \log A = 10 \log A_1 + 10 \log A_2 + 10 \log A_3 + \dots + 10 \log A_n$$

et donc

$$G = G_1 + G_2 + G_3 + \dots + G_n$$

il suffit d'additionner les gains donnés en dB. Par extension si nous avons un élément qui introduit une atténuation, il suffira de retrancher la valeur exprimée en dB.

³⁷ En fait il ne faut retenir que ces 2 définitions



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Supposons qu'on connaisse la puissance en un point déterminé, qu'ensuite nous avons un ampli avec un gain de G1 dB, puis un câble coaxial qui perd A1 dB, ensuite un autre ampli avec un gain de G2 dB, puis un câble qui perd A2 dB, et enfin une perte due à un dernier morceau de câble coaxial de A3 dB, et qu'on demande de calculer la puissance à la sortie du système, il suffira de faire la somme des dB, en tenant compte qu'un gain est représenté par un nombre positif de dB, tandis qu'une perte est représentée par un nombre négatif de dB

gain du premier ampli	+ G1
atténuation du premier câble	- A1
gain dans le 2ème ampli	+ G2
atténuation dans le deuxième câble	- A2
atténuation du troisième câble coaxial	- A3
TOTAL	T

En espérant que le total soit un nombre positif (donc que le système ait un gain), il suffira de convertir T en nombre de fois et de multiplier par la puissance à l'entrée du système pour connaître la puissance de sort

1.9.3.4. Amplification et gain en tension et en courant

Les décibels sont avant tout destinés à la comparaison de puissances, mais dans certains cas l'appareil de mesure indique une tension ou un courant. On peut encore utiliser la notion de décibel en comparant les tensions ou les courants

$$\boxed{G_{dB} = 20 \log \frac{U_{sortie}}{U_{entrée}}} \quad \text{ou} \quad \boxed{G_{dB} = 20 \log \frac{I_{sortie}}{I_{entrée}}}$$

Comment démontrer cela ?

$$G_{dB} = 10 \log \frac{P_{sortie}}{P_{entrée}} = 10 \log \frac{U_{sortie}^2 / R}{U_{entrée}^2 / R} = 10 \left(\log \frac{U_{sortie}}{U_{entrée}} \right) \times 2 \quad \text{càd} \quad 20 \log \frac{U_{sortie}}{U_{entrée}}$$

Le décibel est également employé pour définir la valeur absolue d'une tension . Pour ce faire la tension d'entrée dans la formule ci-dessus est remplacée par une tension de référence. Ainsi, pour les tensions d'entrées aux bornes d'un récepteur on utilise le μV comme référence. On parle alors de dB μV .

par définition ³⁸ : 0 dB μV = 1 μV

- donc:
- 20 dB μV = 10 μV ← c'est évident puisque c'est 20 log !
 - 40 dB μV = 100 μV
 - 60 dB μV = 1000 μV = 1 mV
 - 120 dB μV = 1000000 μV = 1 V
 - ...
 - 20 dB μV = 0,1 μV
 - 40 dB μV = 0,01 μV

³⁸ C'est encore une définition à retenir par cœur !



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

1.9.3.5. Tableau de conversion dB rapport de puissance ou de tension

	en puissance	en tension ou en courant
0 dB	x 1	x 1
1 dB	x 1,3	x 1,15
2 dB	x 1,6	x 1,3
3 dB	x 2	x 1,41
4 dB	x 2,5	x 1,65
5 dB	x 3	x 1,8
6 dB	x 4	x 2
7 dB	x 5	x 2,3
8 dB	x 6	x 2,6
9 dB	x 8	x 2,85
10 dB	x 10	x 3,16
20 dB	x 100	x 10
30 dB	x 1000	x 31,6

Il est important de connaître par cœur les valeurs pour 0, 3, 6, 10 et 20 dB dans le sens + (amplification) et dans le sens – (atténuation).

1.9.4. Adaptation d'impédance

Soit un générateur de f.é.m. E et de résistance interne R_i que l'on charge avec une résistance variable. On voudrait savoir quand la puissance dans cette résistance R_L sera maximum ?

Prenons un exemple pratique et portons nos calculs dans un tableau. Soit une f.é.m. de 12 V et une résistance interne de 50 Ω :

R_L (Ω)	tension aux bornes de R_L $U = E (R_L / (R_i + R_L))$ (V)	puissance dans R_L $P = U^2 / R_L$ (W)	
∞	12	0	
500	10,9	0,238	
200	9,6	0,46	
150	9	0,54	
100	8	0,64	
75	7,2	0,691	
55	6,28	0,718	
50	6	0,72	← maximum
45	5,68	0,718	
25	4	0,64	
10	2	0,4	
5	1,09	0,238	
0	0	0	

Pour avoir un maximum de puissance, il faut que R_L soit égal à R_i . Cette condition est également valable en courant alternatif, elle est également valable pour le transfert d'énergie sur des câbles. On appelle cette condition l'adaptation d'impédance.



1.9.5. Rendement

Le rendement est défini par le rapport de la puissance de sortie sur la puissance d'entrée et est exprimé en %. Le rendement est symbolisé par le lettre grecque η (lisez "èta")

rendement

$$\eta(\%) = (P_{\text{sortie}} / P_{\text{entrée}}) \times 100$$

1.9.6. Puissance d'enveloppe de crête (PEP)

Nous avons vu que lorsqu'on transmet de la parole (ou de la musique) en SSB ou en AM, l'amplitude suit celle de la modulation et lorsqu'il n'y a pas de modulation, la puissance est nulle. De ce fait, il est difficile de déterminer la puissance du signal. On fait alors appel au concept de la puissance d'enveloppe de crête : qui est la puissance efficace sur les pointes de la modulation.

Puisque $P_{\text{PEP}} = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} = U_{\text{eff}}^2 / R$ il suffit de mesurer la tension de crête, et on aura

en SSB et en AM	$P_{\text{PEP}} = U_{\text{eff}}^2 / R = (U \times 0,707) \times (U \times 0,707) / R$
--------------------	--

où U représente la tension maximum (la tension de crête) mesurée dans la pointe de modulation. La façon la plus commode de mesurer la tension de crête est d'utiliser un oscilloscope et de voir la crête de modulation.

Exemple: Sur un oscilloscope on mesure une tension maximum, crête à crête de 200 V. Cela signifie que la tension de crête est de 100 V, ou que la tension efficace est de 70,7 V, donc $P = U_{\text{eff}}^2 / R = 70,7^2 / 50 = 5000 / 50 = 100 \text{ W}$.

Si on mesure la puissance moyenne (avec un voltmètre RMS par exemple), on va trouver une puissance beaucoup plus faible.

Dans le cas de modulation FM ou de modulations numériques, la puissance PEP est égale à la puissance efficace (RMS)

**pour les modes à modulation constante
tel que FM , modulation numérique, etc ...**

$$P_{\text{PEP}} = P_{\text{efficace}}$$



1.10. Traitement numérique du signal³⁹

Digital Signal Processing , DSP ou Traitement numérique du signal

1.10.1. Echantillonnage et quantification

1.10.2. Fréquence minimum d'échantillonnage

1.10.3. Convolution

1.10.4. Filtre anti-replis et filtre de reconstruction

1.10.5. ADC et DAC

³⁹ Ceci constitue une nouvelle matière dans le programme HAREC et a été introduit lors de la réunion de Vilnius en 2004.

Annexe 1 : Les types de générateurs électriques

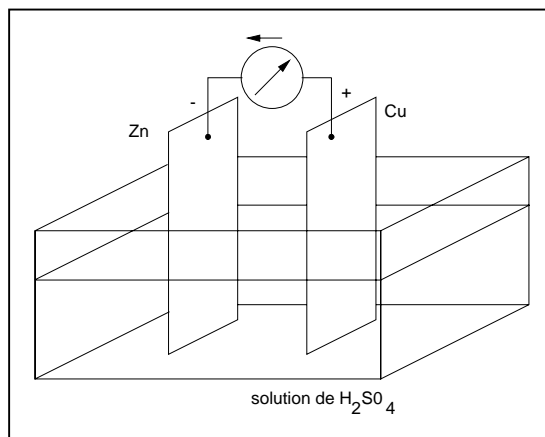
Tout ce qui peut produire de l'électricité s'appelle générateur d'électricité ou plus simplement générateur, nous pouvons toutefois distinguer :

1.. Les générateurs chimiques

Rappelons que la pile de Volta avec ses disques de Zn et de Cu marqua une étape importante début en 1799. C'est d'ailleurs Volta qui va donner son nom à l'unité de tension.

Mais le fonctionnement de la pile de Volta cessait assez rapidement à cause de la formation d'oxyde sur les plaques de métaux, phénomène connu sous le nom de polarisation.

On peut reproduire l'expérience de la façon suivante : on plonge une plaque de cuivre et une plaque de zinc dans une solution d'acide sulfurique, on constate alors qu'il passe un courant dans le circuit. De plus on constate aussi que des bulles de gaz apparaissent le long de la plaque de cuivre tandis que, à la longue, la plaque de zinc se dissout.



En 1877, Georges Leclanché met au point une pile électrique d'un usage bien plus facile et capable d'un fonctionnement prolongé. La pile Leclanché est une pile à dépolarisant solide (bioxyde de manganèse).

Au début, la pile Leclanché se présentait sous forme d'un vase en verre et de deux pôles munis d'une borne de raccordement en laiton.

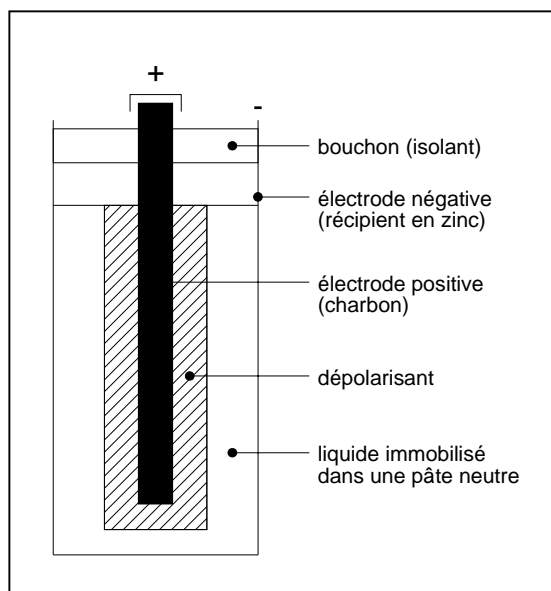
- le pôle négatif est constitué par un bâton de zinc (Zn) plongeant dans un liquide constitué par une solution de chlorure d'ammonium (NH_4Cl) dans l'eau.
- le pôle positif est un barreau de charbon (C) enfermé dans un vase poreux rempli d'un mélange de charbon en poudre et de bioxyde de manganèse (MnO_2).

Un élément fournit une tension d'environ 1,5 V et sa capacité est de $0,1 \text{ A.h/cm}^3$. Elle peut fonctionner de façon quasi permanente.

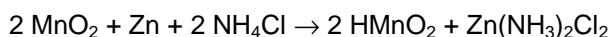
L'entretien de cette pile est simple et se limite à une surveillance périodique du niveau de l'électrolyte et de l'usure du bâton de zinc. Certes, le transport de ces piles reste un problème. Des progrès rapides vont permettre de figer l'électrolyte et de rendre l'ensemble facilement utilisable dans des applications domestiques et industrielles. Le gel de l'électrolyte est obtenu en incorporant au liquide de l'agar-agar ou de l'amidon.

La pile Leclanché va participer à l'essor de la TSF dans les années 1920 et de montages en série 60 éléments vont permettre d'obtenir des tensions de 90 V nécessaires aux tubes.

On va aussi très rapidement modifier la forme de cette pile pour arriver aux formes que nous connaissons encore aujourd'hui. Voir figure ci-contre.



La réaction en fonctionnement s'écrit :





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

C'est une réaction dans un seul sens et elle est irréversible. Si un des 3 composants (MnO_2 ou Zn ou NH_4Cl) n'est plus disponible, la réaction cesse, on dit que " la pile est plate "

Actuellement la plupart des piles sont "alcalines". Une pile alcaline est identique à la pile Leclanché mais le chlorure d'ammonium (NH_4Cl) est remplacé par du $NaOH$ (soude caustique). Le $NaOH$ est un alcalin, le NH_4Cl est un salin d'où le fait qu'à posteriori, les piles Leclanché ont été appelées "salines". Un élément fournit une tension d'environ 1,5 V et sa capacité est de 0,3 A.h/cm³

On utilise aussi des piles au lithium pour les montres, appareils photos et calculatrices qui fournissent une plus forte densité énergétique, mais leur capacité reste faible et leur prix élevé.

Dimensions des éléments standard des piles :

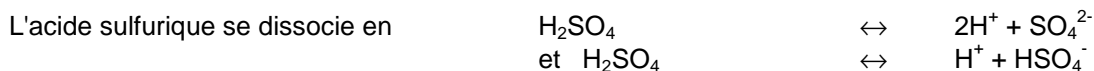
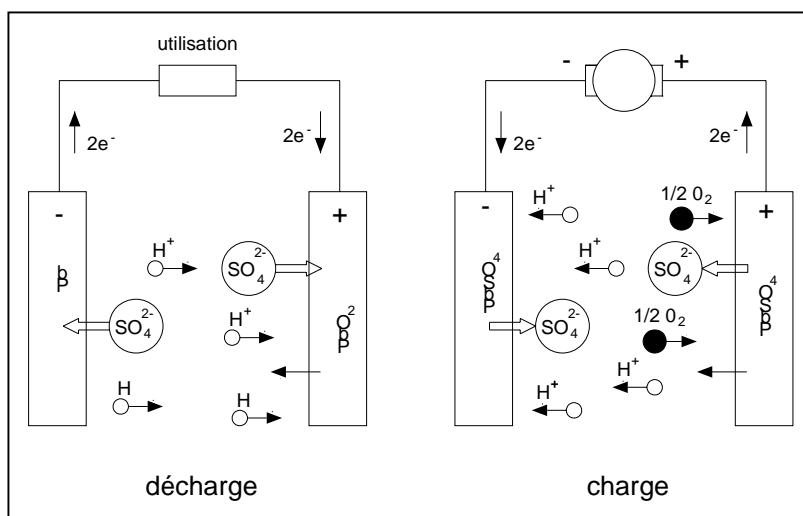
désignation			dimensions (mm)	capacité nominale C5 (Ah) des accus	courant de décharge max (A)
ordinaire	USA	IEC			
crayon	AAA	(L) R3			
mignon	AA	(L) R6	∅ 14 x 50	0,5	5
baby	C	(L) R14	∅ 26 x 50	2	8
mono	D	(L) R20	∅ 33 x 61	4	10
"bloc 9V"	PP3	6(FL)F22	48 x 26 x 16	0,1	

Le problème des piles est qu'elles sont irréversibles, après avoir délivré une certaine quantité d'énergie, les produits chimiques sont transformés, on dit que la pile est usée et on peut la jeter. Par opposition aux accumulateurs qui sont réversibles, lorsque les réactions chimiques ont consommés les matériaux, on peut revenir à l'état initial en appliquant une tension électrique et donc en faisant passer un certain courant pendant un certain temps pour recharger la batterie. Les notions de capacité, de charge et de charge ont été vues au § 1.1.8.

Les accumulateurs fonctionnent selon des principes électrochimiques. L'accumulateur au plomb fut mis au point par Gaston Planté en 1860.

Imaginons deux plaques de plomb qui baignent dans une solution d'acide sulfurique (H_2SO_4). Au contact de l'air les plaques de plomb se couvrent d'oxyde PbO . Si on effectue une électrolyse

- l'électrode positive se couvre de bioxyde de plomb PbO_2
- sur l'électrode négative, on observe à la surface une fine couche de plomb spongieux.





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Processus de charge :

- à l'électrode positive $\text{PbSO}_4 + 2\text{H}_2\text{O}^- \rightarrow \text{PbO}_2 + \text{SO}_4^{2-} + 4\text{H}^+ + 2\text{e}^-$
- à l'électrode négative $\text{PbSO}_4 + 2\text{e}^- \rightarrow \text{PbO}_2 + \text{SO}_4^{2-}$

Processus de décharge :

- à l'électrode positive $\text{PbO}_2 + \text{SO}_4^{2-} + 4\text{H}^+ + 2\text{e}^- \rightarrow \text{PbSO}_4 + 2\text{H}_2\text{O}$
- à l'électrode négative $\text{Pb} + \text{SO}_4^{2-} \rightarrow \text{PbSO}_4 + 2\text{e}^-$

Ces réactions chimiques correspondent à une double sulfatation.

Ces équations peuvent se résumer en $\text{PbO}_2 + 2\text{H}_2\text{SO}_4 + \text{Pb} \leftrightarrow 2\text{PbSO}_4 + 2\text{H}_2\text{O}$

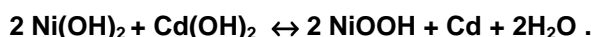
C'est une réaction réversible (d'où la double flèche \leftrightarrow).

Un élément fournit une tension nominale de 2 V.

Au paragraphe 1.1.8, nous avons parlé de la charge, la décharge et la capacité d'un accumulateur, ajoutons ici que le test d'un accumulateur au plomb se fait

- en mesurant la tension avec un courant égal à C/10 : la tension doit être de 2 V par élément
- en mesurant la densité de l'électrolyte avec un densimètre
 - pour une batterie chargée on a entre 1260 et 1280, soit 24° Beaumé .
 - pour une batterie déchargée on a entre 1160 et 1180

Pour de faible capacité on recourt aux accumulateurs nickel-cadmium (Ni-Cd) ici la réaction s'écrit



mais comme ces accumulateurs ont un effet de mémoire, on leur préfère les accumulateurs nickel hydrure métallique (Ni-MH). Un élément Ni-Cd ou Ni-MH fournit une tension de 1,2 V. Toutes les piles "standard" se trouvent également sous forme d'accumulateur Ni-Cd ou Ni-MH.

Les piles "ordinaire" donnent 1,5 V tandis que les accus Ni-Cd ou Ni-MH ne donnent que 1,2 V. Cette différence de 0,3 V par élément peut être importante dans certains cas.

Les piles et les accumulateurs posent évidemment des problèmes pour l'environnement⁴⁰.

⁴⁰ La plupart des matières premières qui entrent dans la fabrication des piles proviennent de ressources non renouvelables, rares et coûteuses (argent, platine,...). La production de ces piles et leur élimination par incinération ou mise en décharge engendrent des problèmes de pollutions et de santé.

En effet, parmi les nombreux constituants d'une pile on trouve des métaux lourds : cadmium (Cd), mercure (Hg), plomb (Pb), zinc (Zn), nickel (Ni),... Les trois premiers sont reconnus comme extrêmement toxiques pour les êtres vivants (cancérogènes, mutagènes,...). Mais le nickel et le cadmium ne sont pas inoffensifs (effet mutagène, problèmes de reproduction et problèmes d'allergies). De plus, tous ces métaux lourds sont très persistants. Ainsi le mercure d'une seule pile bouton peut contaminer 400 litres d'eau ou 1 m³ de terre pendant 50 ans. De nombreuses piles jetables contiennent encore ces métaux toxiques.

Pour ces raisons une directive européenne (Directive 91/157/CEE du 18/03/91) oblige les états membres à collecter et à recycler les piles et accumulateurs.

L'asbl BEBAT (<http://www.bebat.be>) a pour objectif la collecte de tous les types de piles et accumulateurs usagés, en vue de leur revalorisation. Elle opère sous le contrôle de l'Etat fédéral et des trois Régions. Les piles collectées sont confiées à des sociétés spécialisées.

- pour les piles boutons on recycle essentiellement le mercure et des matériaux ferreux après démercuration;
- pour les piles rechargeables au nickel-cadmium : recyclage du cadmium (sous forme métallique) et du nickel (sous forme d'alliage ferro-nickel);
- pour les piles salines, alcalines et autres : recyclage des matériaux ferreux et du zinc et valorisation de la fraction dite légère (papiers, plastiques) et du manganèse.
- pour les accumulateurs au plomb sont traitées en vue du recyclage du plomb.

En 2001, 2300 tonnes de piles et accus ont été récoltées en Belgique.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

2. Les générateurs tournants

Mais la très grosse partie du courant industriel est fournie par des machines tournantes qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique. Il existe plusieurs sources d'énergie mécanique :

- les turbines hydrauliques
- les éoliennes
- les turbines à vapeur ou à gaz, où l'énergie thermique est produite à partir d'énergie thermique (combustion de charbon)
- l'énergie nucléaire (fission d'uranium)
- les moteurs à combustion, soit
 - moteur à essence à 2 temps pour les très petites puissances utilisés essentiellement pour des générateurs "portables" jusque 1 kW
 - moteur à essence à 4 temps pour les puissances moyennes utilisés essentiellement pour des générateurs "transportables" de 1 à 5 kW
 - moteur diesel pour des générateurs de 2 à 3000 kW

On distingue les machines à courant continu ou **dynamos** et les machines à courant alternatif ou **alternateurs**. Les générateurs comportent deux parties : une partie fixe appelée **stator** et une partie tournante appelée **rotor**.

On appelle **groupe électrogène**, l'ensemble du moteur, du générateur et de la régulation.

Ces machines reposent sur le principe de la loi de Lenz : La tension induite dans un conducteur est proportionnelle à l'induction magnétique (B), à la longueur du conducteur (l) et à sa vitesse (v) :

$$e = - B l v$$

3. Les générateurs photoélectriques



Chapitre 2 : Les composants

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Avant de pouvoir passer à l'étude des circuits, il faut d'abord étudier les composants qui vont y être mis en œuvre.

*Les **composants**... ce sont les pièces que vous allez utiliser pour faire vos montages d'électronique ou de radio. Ce sont des résistances, des condensateurs, des bobines, des transformateurs, des diodes, des transistors etc. ...*

Mais on distingue les composants passifs et les composants actifs. Un composant passif est un composant qui ne nécessite pas d'énergie extérieure pour fonctionner : les résistances, les bobines, les transformateurs sont des composants passifs... à l'opposé des transistors, des tubes et des circuits intégrés qui sont des composants actifs. Une comparaison : un rasoir électrique est un composant "actif" alors qu'un rasoir de sûreté, (ou "Gillette") est "passif".

Les dimensions des composants pourront parfois vous étonner, ceci est du au fait que l'électronique présente de nombreux domaines d'applications, et que chaque groupe d'application a développé une technologie spécifique. Prenons l'exemple d'une résistance :

- *en électronique industrielle (commande de machine, régulation, etc.) par exemple une résistance bobinée peut mesurer 40 cm de long, et présenter un diamètre de 5 cm, elle sera reliée au circuit au moyen de cosses et de vis et de fils de 2,5 mm²,*
- *plus couramment, nous rencontrerons des résistances à film métallique, une telle résistance ne mesure que 5 mm de long, avec un diamètre de 2 mm, elle sera connectée au circuit par deux petits fils étamés de 0,7 mm de diamètre,*
- *si nous examinons le circuit imprimé d'un émetteur-récepteur portable moderne, nous y découvrirons des résistances qui sont directement soudées entre les pistes, ce sont des résistances réalisées selon la technologie SMC (Surface Mounted Component), une telle résistance ne mesure pas plus de 2mm de long et 0,5 mm de large et 0,2 mm de haut !*
- *et si nous observons une résistance sur un circuit intégré, il faudra prendre un microscope pour la voir...
... mais peu importe toutes ces résistances auront la même fonction !*

Convention d'écriture

*Le texte en italique ne fait pas partie de la matière de l'examen HAREC, mais constitue une information que nous avons jugé **indispensable**.*

Le texte en caractère normal fait partie de l'examen HAREC.

Si certaines **FORMULES** sont en très gros caractères, entourées d'un gros cadre (comme ceci) , c'est parce qu'il est **absolument indispensable de les connaître** pour l'examen et pour notre hobby !



2.1. Les résistances

2.1.1. Généralités

On pourrait dire qu'une résistance est un composant qui fonctionne précisément comme son nom l'indique c'est-à-dire qu'elle offre une "résistance" (suivant le dictionnaire : "qualité d'un corps qui réagit contre l'action d'un autre corps") au passage du courant électrique.

On pourrait aussi considérer qu'une résistance est un composant qui a un comportement entre celui du conducteur parfait et celui de l'isolant parfait.

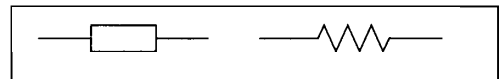
L'unité de mesure de résistance est l' **ohm**, symbolisé par la lettre grecque oméga Ω .

Un ohm représente une résistance qui, lorsqu'on lui applique 1 volt, est traversée par un courant de 1 ampère.

Mais on utilise aussi fréquemment les unités dérivées suivantes :

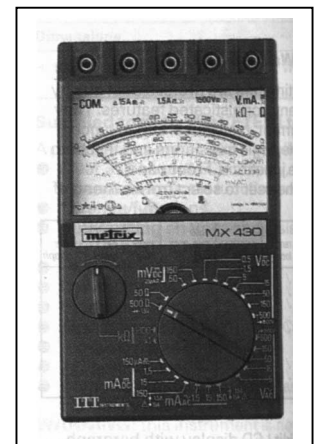
- le milliohm, symbolisé par **m Ω** , $1 \text{ m}\Omega = 10^{-3} \text{ ohm}$,
- le kilohm, symbolisé par **k Ω** , $1 \text{ k}\Omega = 10^3 \text{ ohms}$, et
- le mégohm, symbolisé par **M Ω** , $1 \text{ M}\Omega = 10^6 \text{ ohms}$.

Il existe deux symboles pour représenter une résistance. Le rectangle avec les deux fils de connexions est officiellement reconnu chez nous.



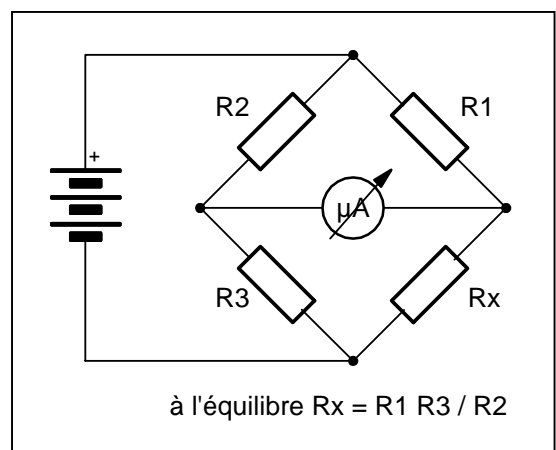
La valeur d'une résistance peut se mesurer l'aide d'un multimètre (encore appelé Volt-Ohmmètre ou VOM) en position **ohmmètre**.

1. Avec un multimètre à aiguille, il faut faire attention à l'échelle qui n'est pas linéaire. La résistance infinie est à gauche et la résistance nulle est à droite. On doit commencer par faire le calibrage de l'ohmmètre, en court-circuitant les deux fils et en réglant le potentiomètre de réglage pour indiquez "zéro Ω ". En suite, pour faire une mesure relativement précise, il faut choisir une échelle qui donne une lecture comprise dans la seconde moitié du cadran
2. Avec un multimètre numérique, il y a moins de problèmes, puisqu'il suffit de choisir la bonne gamme de mesure.



Pour les mesures de très faibles résistances, il ne faut oublier que les cordons et les résistances de contacts s'élèvent à 0,3 Ω environ. Il faut donc tenir compte de cette erreur de mesure lorsqu'on mesure des résistances de moins de 10 Ω . D'autre part la résistance des mains de l'opérateur est de l'ordre de 0,1 à 1 M Ω (selon la peau, le degré de transpiration, etc.). Il faut donc éviter de tenir les doigts sur les résistances de plus de 10 k Ω sous peine de faire des erreurs de mesures.

On peut aussi mesurer les résistances avec un pont de mesure. Le plus célèbre est le pont de Wheatstone représenté ci-contre. Lorsque le pont est à l'équilibre, c.-à-d. lorsque le galvanomètre indique "zéro", on a





$$R_x = R_1 R_3 / R_2$$

mais ceci devrait en fait être classé dans le chapitre 8 où on traitera les mesures.

2.1.2. Les facteurs qui déterminent la résistance

La relation de base (loi de Pouillet) qui régit les résistances est

$$R = \frac{\rho l}{s}$$

où ρ est la résistance spécifique du matériau en $\Omega \text{ mm}^2 / \text{m}$,
 l est sa longueur en m
 s est sa section en mm^2

La **résistance spécifique**¹ ρ d'un matériau est souvent exprimée en $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$, parce qu'on mesure le diamètre du fil avec un pied à coulisse en mm, qu'on en déduit la section en mm^2 et que la longueur se mesure généralement en m. Toutefois, certains ouvrages utilisent des $\mu\Omega \text{ cm}^2/\text{cm}$ ou des $\mu\Omega \text{ cm}$, dans ce cas on doit exprimer la section en cm^2 et la longueur en cm. Ceci est un système plus "homogène", les physiciens aiment bien des "dimensions homogènes", mais c'est moins pratique car on va travailler avec des nombres où il y a beaucoup de zéro derrière la virgule Si on donne la résistivité en $\mu\Omega \text{ cm}$ il faut diviser cette valeur par 100 pour obtenir la résistivité en $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$, ainsi, la résistivité du Cu est de $0,0179 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ ou $1,79 \mu\Omega \text{ cm}$.

résistance spécifique du cuivre = $0,0179 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ ou $1,79 \mu\Omega \text{ cm}$

Pour une résistance donnée, plus la tension appliquée à ses bornes est grande, plus le courant qui y circule est important et plus la puissance qui y sera dissipée sera élevée, et plus elle va chauffer (loi de Joule).

La quantité de chaleur (évaluée en calories) dégagée par une résistance est

$$Q_{th} = 0,24 R I^2$$

et la différence entre la chaleur produite et la chaleur évacuée détermine un accroissement de la température de l'élément.

Rappelons qu' une **calorie** permet d'augmenter la température de 1 gramme d'eau de 1°C .
une **kilocalorie** permet d'augmenter la température de 1 litre d'eau de 1°C .

Pour rappel aussi, une résistance cède sa chaleur au monde extérieur

- par **conduction** : c'est un processus physique qui met en jeu des échanges d'énergies au niveau des atomes. Par exemple : si on met une barre de fer dans le feu, au bout d'un certain temps, la partie que vous tenez en main va chauffer, ceci est typiquement un échange par conduction.

¹ Pour information, le ρ de quelques matériaux :

cuivre	$0,0179 \Omega \text{ mm}^2 / \text{m}$
or	0,0244
argent	0,0146
aluminium	0,029
fer	0,139
carbone	35



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

- par **convection** : ce processus requiert le passage d'un fluide (un gaz ou un liquide) qui passe au-dessus de la source de chaleur. Par exemple : lorsque l'air passe sur un radiateur (ce mot est très mal choisi) de chauffage central, il chauffe cet air par convection, et,
- par **rayonnement** : dans ce processus, il ne requiert pas de substance pour transporter la chaleur. Par exemple lorsque vous êtes devant un feu ouvert, l'échange de chaleur se fait principalement par rayonnement.

Application :

Le calorimètre HF : Pour mesurer des fortes puissances (c-à-d. des puissances > 1 kW), on branche l'émetteur sur une résistance de charge (50 Ω) autour de laquelle on fait circuler de l'eau. Le système est isolé thermiquement. Connaissant le débit, les températures d'entrée et de sortie, on peut en déduire la puissance HF :

Par définition : 1 W/s = 1 Joule = 0,24 cal d'où 1 W/min = 0,24 x 60 = 14,4 cal
Comme 1 kilocalorie élève la température de 1 litre d'eau de 1°C
d'où 1 W/min élève la température de 0,0144 litre d'eau de 1°C
d'où $P_{(Watt)} = (t' - t) \times D_{(l/min)} \times 1 / 0,0144$

Donc si, par exemple, au bout de 15 minutes, on a débité 276,9 litres d'eau et que la différence de t° est de 10°C, alors $P = 10 \times (276,9/15) \times 1/0,0144 = 12810 \text{ Watts}$

Si la puissance dissipée dans une résistance est trop forte par rapport à la dissipation maximale admise, la température de la résistance va augmenter de façon excessive, et elle pourrait même devenir rouge, fondre, et se détruire !

Il faut donc non seulement spécifier la valeur de la résistance (en calculant le circuit) mais aussi déterminer la **puissance dissipée**, et il faudra utiliser une résistance dont la dissipation maximum est bien supérieure à la valeur calculée. Quant on dit que la dissipation admissible doit être supérieure à la puissance dissipée, cela sous-entend un facteur de sécurité compris entre 2 x et 5 x. Si par exemple dans votre calcul vous arrivez à une dissipation de 0,0834 W, une résistance de 0,1 W chauffera très fort, tandis qu'une résistance de 0,25 W assurera une très longue vie à votre montage !

Les dissipations sont normalisées, et pour l'usage courant, on trouve des valeurs de

1/10 , 1/8 , 1/4 , 1/2 , 1 et 2 watts

mais pour des applications particulières il n'est pas rare de rencontrer des résistances dont la dissipation maximum est de l'ordre de 5, 10, 25, 50, 100, voire 250 Watts

Rappelons qu'une résistance peut apparaître sous différentes formes, et n'oublions pas qu'elle peut aussi apparaître sous des formes plus subtiles telles que la résistance d'un fil, la résistance de contact, la résistance de connexion, une résistance intégrée sur un support en céramique (film épais), une résistance intégrée sur une puce électronique ("chip"),...

Si la température de la résistance varie, on observera alors une variation de la valeur de la résistance, on dit qu'à une résistance possède un **coefficient de température**.

Le coefficient de température traduit la variation relative de la valeur de la résistance en fonction de la température.

Le coefficient de température des métaux est positif, c'est-à-dire que la résistance augmente lorsque la température augmente.

$$R = R_0 (1 + \alpha t)$$



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

α est le coefficient de température². Cette loi est encore connue sous le nom de loi de Matthiessen. On peut encore la transformer en

$$t - t_0 = (R_0 / R - 1) (1/\alpha) + T$$

Voici quelques valeurs types de α :

cuivre	+ 0,004 /°C
or	+ 0,0037
argent	+ 0,004
aluminium	+ 0,004
fer	+ 0,004
constantan	0
carbone	- 0,0007

Pour la plupart des métaux, le coefficient de température est **positif**. Pour quelques matériaux, le coefficient de température est **négalif**, c'est-à-dire que la résistance diminue lorsque la température augmente, par exemple, le carbone a un coefficient de température négatif qui se situe entre $-25 \cdot 10^{-6}$ et $-200 \cdot 10^{-6}$ par °C .

Ainsi, si une résistance mesure 3000 ohms à 25°C, et que son coefficient de température est de $-80 \cdot 10^{-6}$ /°C, alors pour une température de 75 °C, sa valeur sera de $3000 (1 - 50 \times 80 \cdot 10^{-6}) = 3000 (1 - 4 \cdot 10^{-3}) = 2988$ ohms.

Exercices :

Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

Problème :

- 1) L'induit d'un moteur est bobiné avec du fil de Cu et possède à 20°C une résistance de 0,2 Ω . Pendant le fonctionnement cette résistance est portée à 0,25 Ω . calculez la température ?
- 2) Fabrication d'une résistance de 12 Ω à 20°C, avec du fil de maillechort d'un diamètre de 2 mm et dont $\rho = 0,3 \mu\Omega/\text{m}$ à 0°C et $\alpha = 0,0004$. Quelle est la longueur du fil ?
- 3) Un réseau est construit avec du fil de cuivre de 25 mm². Quel est la section du fil d'aluminium qui aurait la même résistance ?
- 4) Deux bobines ont la même résistance, mais l'une a 1 mm de diamètre, l'autre en a 2. Si la première bobine mesure 10 m, quelle est la longueur de la deuxième ?
- 5) Deux bobines ont la même résistance, mais l'une a un fil de 1 mm², l'autre de 2mm². Si la première bobine mesure 10 m, quelle est la longueur de la deuxième ?
- 6) Une génératrice a une ddp de 110 V et débite 275 A qui doivent être transporté sur une distance de 200 m par des câbles en Cu ($\rho=0,0154$ et $\alpha 0,0004$) . On veut que la charge soit alimentée par 100 V. Quelle est la section des câbles à utiliser ?

solution :

$$t - 20 = ((0,25/0,2)-1) ((1/0,004) + 20)$$
$$t - 20 = 0,25 \times 270 = 67,5$$
$$\text{donc } t = 67,5 + 20 = 87,5 \text{ °C}$$

$$s = 3,14 \text{ mm}^2$$
$$\rho = 0,3 (1 + 0,0004 \times 20) = 0,3024 \mu\Omega/\text{m}$$
$$l = 12 \times 3,14 \times 10^{-6} / 0,3024 \cdot 10^{-6} = 124 \text{ m}$$

$$0,0179 \times l / 25 = 0,029 \times l / S$$
$$\text{donc } S = 0,029 \times 25 / 0,0179 = 40,5 \text{ mm}^2$$

$$l / s = l' / 4 s$$
$$\text{donc } l' = 4 l = 4 \times 10 = 40 \text{ m}$$

$$l / s = l' / 2 s$$
$$\text{donc } l' = 2 l = 2 \times 10 = 20 \text{ m}$$

$$r = (110 - 100) / 275 = 0,036 \Omega$$
$$s = 0,0154 \times 200 / 0,036 = 85,5 \text{ mm}^2$$



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

En fonction du temps, sous l'effet de l'humidité ou d'agents chimiques et atmosphériques, la valeur nominale d'une résistance peut varier, on définit ainsi la stabilité, d'une résistance dans le temps.

Certaines résistances portent un nom qui désigne spécifiquement leur application, par exemple on parlera

- d'une **résistance chutrice** si la fonction principale est de créer une chute de tension (par exemple pour pouvoir utiliser un relais 6 V dans un montage alimenté en 12 V)
- d'une **résistance de saignée** ("bleeder") si elle a pour but de décharger un condensateur après la coupure de la tension d'alimentation.
- d'un **shunt**, si la résistance est en parallèle sur un ampèremètre pour en diminuer la sensibilité,
- d'une **résistance additionnelle** si elle sert à augmenter le calibre d'un voltmètre... etc.

Sur ce monde rien n'est parfait et une résistance n'échappe pas à cette loi, elle possède malheureusement de l'inductance parasite (fil de connexion et le bobinage même d'une résistance bobinée), et de la capacité parasite (capacité entre chacune des spires de la résistance, entre les fils de connexions,...). **L'inductance parasite et la capacité parasite** limite généralement la plage de fréquence d'utilisation d'une résistance.

2.1.3. Codes de marquage

Il n'est pas aisé de mesurer chaque résistance que l'on devra utiliser pour réaliser un montage, il n'est pas aisé de sortir chaque fois le multimètre pour connaître la valeur de la résistance. C'est pourquoi les fabricants de résistances ont décidé de "marquer" leurs résistances avec un code.

Toutefois lors d'un dépannage, ou lorsqu'il y a un doute (lisibilité des couleurs) on n'hésitera pas à reprendre l'ohmmètre pour contrôler ...

2.1.3.1. Code des couleurs

On distingue des résistances avec 4 , 5 ou 6 bandes de couleurs.

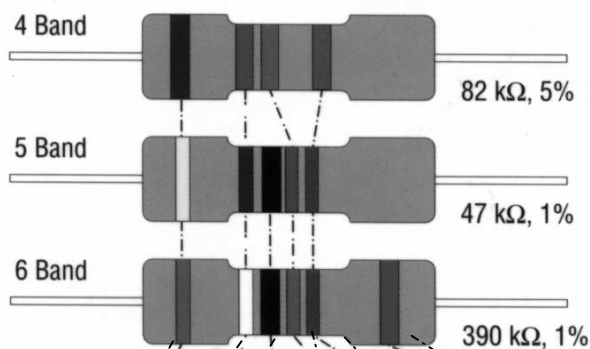
On commence par tenir la résistance horizontalement devant soi, et s'il y a un plus grand espace non marqué, on le met à droite ; c'est le cas des résistances à 4 ou 5 bandes.

Pour les résistances à 6 bandes, il est un peu plus difficile de trouver quel est le bon côté, mais on remarquera que l'espace entre les bandes n'est pas identique.

- si la résistance comporte 6 anneaux de couleurs, alors l'anneau le plus à droite indique le coefficient de température,
- l'anneau suivant indique la tolérance,
- l'anneau qui précède indique un multiplicateur (sous forme de 10 exposants quelque chose)
- les 2 ou 3 anneaux à gauche indique la valeur



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC



	valeur	multiplicateur	tolérance	coeff. de t°
(rien)			± 20%	
argent		x 0,01	± 10%	
or		x 0,1	± 5 %	
noir	0	x 1		200 10 ⁻⁶
brun	1	x 10	± 1 %	100 10 ⁻⁶
rouge	2	x 100	± 2 %	50 10 ⁻⁶
orange	3	x 1 k		15 10 ⁻⁶
jaune	4	x 10 k		25 10 ⁻⁶
vert	5	x 100 k	± 0,5%	
bleu	6	x 1 M	± 0,25%	
violet	7	x 10 M	± 0,1%	
gris	8			
blanc	9			

La partie grisée de ce tableau doit être connue par cœur, non seulement pour les besoins habituels, mais aussi pour l'examen de radioamateur.

Voici un moyen mnémotechnique pour retenir les couleurs :

Ne	Mangez	Rien	Ou	Jeûnez	Voilà	Bien	Votre	Grande	Bêtise
Noir	Marron	Rouge	Orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Gris	Blanc
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Exercices:

Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

Quelle est la valeur de la résistance marquée...

					<u>Solution :</u>	
orange	orange	jaune	or		330 k	5%
brun	noir	rouge	or		1 k	5%
brun	noir	jaune	or		100 k	5%
orange	blanc	brun	or		390	5%
brun	noir	bleu	or		10 M	5%
jaune	violet	rouge	or		4,7 k	5%
rouge	rouge	or	or		2,2	5%
orange	orange	rouge	argent	brun	3,32	1%
bleu	gris	rouge	or		6,8 k	5%
rouge	violet	rouge	or		3,7 k	5%
brun	noir	noir	or		10	5%
brun	gris	rouge	or		1,8 k	5%
brun	vert	brun	or		150	5%
brun	noir	noir	brun	brun	1 k	1%
brun	noir	rouge	or		1 k	5%

Quelles sont les couleurs d'une résistance de ...

		<u>Solution :</u>					
330 k	5%	orange	orange	jaune	or		
2,2 k	5%	rouge	rouge	rouge	or		
3,9 k	5%	rouge	blanc	rouge	or		
10 k	5%	brun	noir	orange	or		
180	5%	brun	gris	brun	or		
1 M	5%	brun	noir	vert	or		
22	5%	rouge	rouge	noir	or		
5,6 k	5%	vert	bleu	rouge	or		
3,32	1%	orange	orange	rouge	argent	brun	
100	5%	brun	noir	brun	or		
18 k	5%	brun	gris	orange	or		
47 k	5%	jaune	violet	orange	or		
1100	1%	brun	brun	noir	brun	brun	

2.1.3.2. Code à chiffres

Pour les résistances de puissance, de précision et pour les résistances CMS, le marquage se fait en clair.

Mais notons aussi qu'un code d'origine japonaise tend à s'imposer maintenant, principalement sur les schémas, mais aussi sur les composants, il consiste en 3 chiffres, les deux premiers donnent la valeur, le dernier donne le multiplicateur exprimé en 10^x ;

Exemples : **223** représente 22×10^3 soit 22×1000 ohms soit 22 kilohms
470 représente 47×10^0 soit 47 ohms (il y a 0 zéro !)
685 représente 6 800 000 ohms soit 6,8 Mohms

Sur les schémas européens on utilise un code assez semblable : une lettre représente un multiplicateur :

E = unité	K = kilo	M = méga
------------------	-----------------	-----------------

la lettre est placée comme point décimal

exemples : **22K** représente 22 000 ohms soit 22 kilohms
47E représente 47 ohms



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

0E1	représente 0,1 ohms
5K6	représente 5 600 ohms ou 5,6 kiloohms
6M8	représente 6 800 000 ohms ou 6,8 Mohms...

2.1.4. Tolérance et valeurs normalisées

Supposons que dans un montage donné, le calcul du circuit nous conduit une valeur de 4634,91 ohms, il est inconcevable de commander une résistance de 4634,91 ohms au marchand de composants, non seulement parce que les stocks de composants seraient gigantesques, mais aussi parce que dans la plupart des cas une telle précision n'est pas requise.

C'est ainsi que l'on a décidé de normaliser des séries de résistances, et de définir des classes de tolérances telles que

20%, 10% , 5% , 2% , 1% , etc..

Cela veut dire qu'une résistance marquée 4700 ohms $\pm 10\%$ aura une valeur réelle comprise entre 4230 ohms c.-à-d. $4700 - 10\% = 4700 - 470$, et, 5170 ohms c.-à-d. $4700 + 10\% = 4700 + 470$, et probablement que dans un lot (d'un million d'exemplaires peut être ?) il y en aura une qui vaudra précisément 4634,91 ohms !

D'autre part, pour le fabricant il faut que toutes les résistances sortant de la chaîne de fabrication puissent entrer dans "la fourchette" d'une valeur normalisée, sinon il aurait un "surplus" invendable !

En termes mathématiques, si t est la tolérance, il faut donc que chaque valeur normalisée dans la série, soit égale à la précédente multipliée par $(1+2t)$. Par exemple, si on veut faire une série à 10%, en partant de la valeur 10 ohms, nous aurons donc

- 10 Ω
- puis 10 $(1 + 2 \times 0,01) = 10 \times 1,2 = 12 \Omega$
- puis 12 $(1 + 2 \times 0,01) = 12 \times 1,2 = 14,4 \Omega$
- puis $14 \times 1,2 = 17,28 \Omega$
- puis $17,28 \times 1,2 = 20,7 \Omega$
- etc.

Si on arrondit ces valeurs, on obtient les valeurs normalisées dans la série à 10% :

10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82

et multiples et sous-multiples, cette série est encore appelée E12 parce qu'il y a 12 valeurs par décade.

Pour la série à 5% nous avons :

**10, 11, 12, 13, 15, 16, 18, 20, 22, 24, 27, 30,
33, 36, 39, 43, 47, 51, 56, 62, 68, 75, 82, 91**

et multiples et sous-multiples, cette série est encore appelée E24 parce qu'il y a 24 valeurs par décade.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Et enfin pour la série à 1%

100, 102, 105, 107, 110, 113, 115, 118, 121, 124, 127, 130, 133, 137, 140, 143, 147, 150, 154, 158, 162, 165, 169, 174, 178, 182, 187, 191, 196, 200, 205, 210, 215, 221, 226, 232, 237, 243, 249, 255, 261, 267, 274, 280, 287, 294, 301, 309, 316, 324, 332, 340, 348, 357, 365, 374, 383, 392, 402, 412, 422, 432, 442, 453, 464, 475, 487, 499, 511, 523, 536, 549, 562, 576, 590, 604, 619, 634, 649, 655, 681, 698, 715, 732, 750, 768, 787, 806, 825, 845, 866, 887, 909, 931, 953, 976

et multiples et sous-multiples et encore appelée série E96.

Ne mémorisez pas la série E96, mais nous vous conseillons d'essayer de connaître la série E24, c.-à-d. celle à 5 % , car vous l'utiliserez très fréquemment ! C'est pour cette raison que nous avons mis la série E24 en gras !



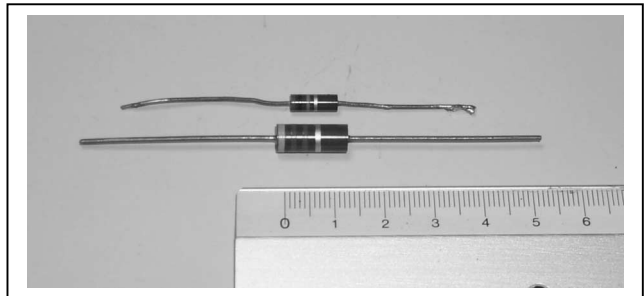
2.1.5. Technologie des résistances

La technologie est une science qui étudie les différents matériaux, les composants, leurs méthodes de fabrication et leurs mises en œuvre. Nous n'allons pas décrire en détails tous les processus de fabrication industrielle, mais nous nous limiterons à analyser les différentes formes, les aspects, les caractéristiques et les utilisations particulières des résistances utilisées dans les domaines de l'électronique, de la radio et des ordinateurs.

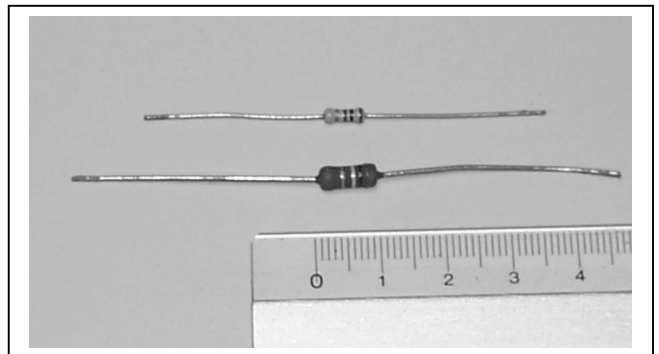
2.1.5.1. Les résistances fixes

- **Résistances agglomérées** : Elles sont constituées de bâtonnets de matière résistante moulée, à base de carbone. Ces résistances ont un souffle relativement élevé, une stabilité médiocre, et un coefficient de température fort variable.

Si ce type de résistance fut fortement utilisé par le passé, actuellement il n'est pratiquement plus utilisé. Nous le mentionnons simplement "pour mémoire".



- **Résistances à couche métallique** : Sur un cylindre en matière céramique on dépose une mince couche de métal (alliages de chrome et de nickel) par vaporisation. Cette couche résistante est recouverte d'une peinture protectrice. Le contact est réalisé soit au moyen de capsules métalliques, soit directement par les fils de connexions qui pénètrent dans le cylindre de céramique. Pour des valeurs élevées de résistance, la couche est déposée sous forme de spirale. Les fils de connexions peuvent parfois être repliés pour un montage vertical.



Les valeurs courantes vont de 1 ohm à 22 Mohms. La dissipation varie de 1/8 Watt à 3 Watts. Le coefficient de température est positif ($0,1 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$).

Mais, même si la puissance n'est pas dépassée, ces résistances ont une tension limite. Soit une résistance de 1 Mohms et d'une dissipation de 1/2 Watts, on pourrait en déduire qu'on peut appliquer une tension maximale de 707 V. Ceci n'est en fait pas le cas car il y aura claquage du diélectrique (le support en céramique, la couche de peinture de protection, etc ...) pour une tension plus faible. En général la tension maximum est de 200 à 350 V.

Les résistances à couche métallique sont certainement les résistances les plus utilisées.

- **Résistances de précision** : Dans les appareils de mesures, on utilise habituellement des résistances de hautes précisions (0,01% à 1%).
- **Résistances spéciales pour haute tension** : Il existe des résistances à film métallique spécialement construites pour supporter les hautes tensions. Entre autre, la rigidité diélectrique du support, la peinture de protection, etc. ont été prises en considération. Les valeurs courantes vont de 0,1 Mohms à 100 Mohms et les dissipations de 0,5 à 2 Watts.

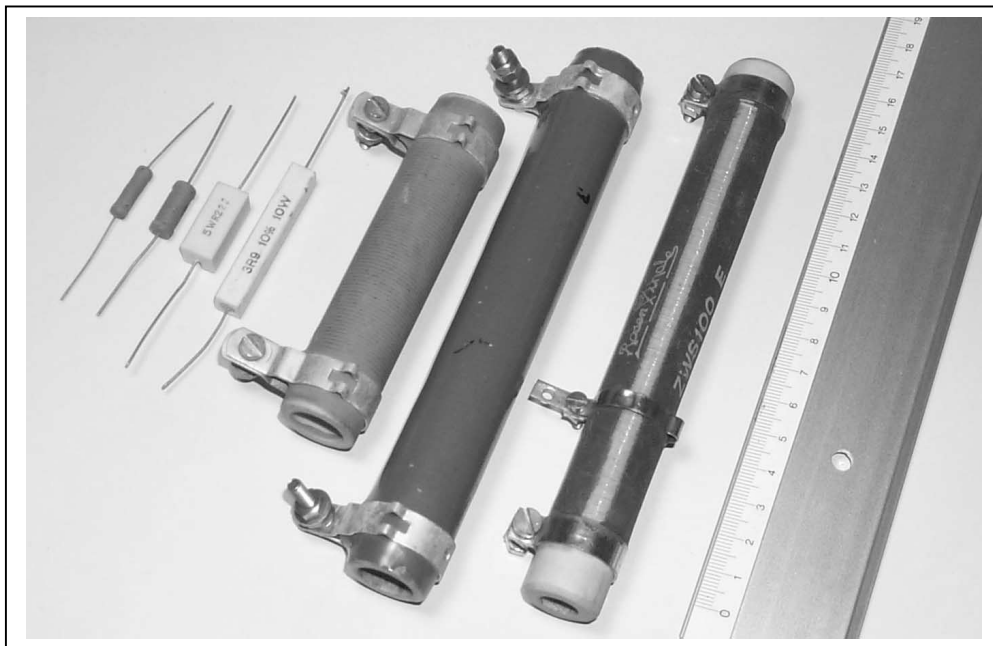
- **Résistances bobinées** : Elles sont constituées par un fil résistant enroulé sur un tube en céramique, l'enroulement est ensuite recouvert d'un ciment réfractaire ou d'un vernis vitrifié qui la protège. Parmi les alliages résistants qui peuvent être utilisés citons
 - le nickel-chrome (NiCr)
 - le nickel-fer,
 - le manganin (86%Cu-12%Mn-2%Ni) dont la résistivité est de $43 \mu\Omega \cdot \text{cm}$
 - le constantan (54%Cu-45%Ni-1%Mn) dont la résistivité est de $50 \mu\Omega \cdot \text{cm}$
 - le zéranin (88% Cu - 6% Mn - 6% Ge) dont la résistivité est de $43 \mu\Omega \cdot \text{cm}$
 - le maillechort dont la résistivité est de $0,344 \mu\Omega \cdot \text{cm}$

Comparez ces résistivités à celle du cuivre qui est de $0,0179 \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ ou $1,79 \mu\Omega \cdot \text{cm}$. Ces résistances sont principalement utilisées lorsqu'il faut dissiper une puissance importante, par exemple pour les circuits électroniques de forte puissance, dans les alimentations, etc.

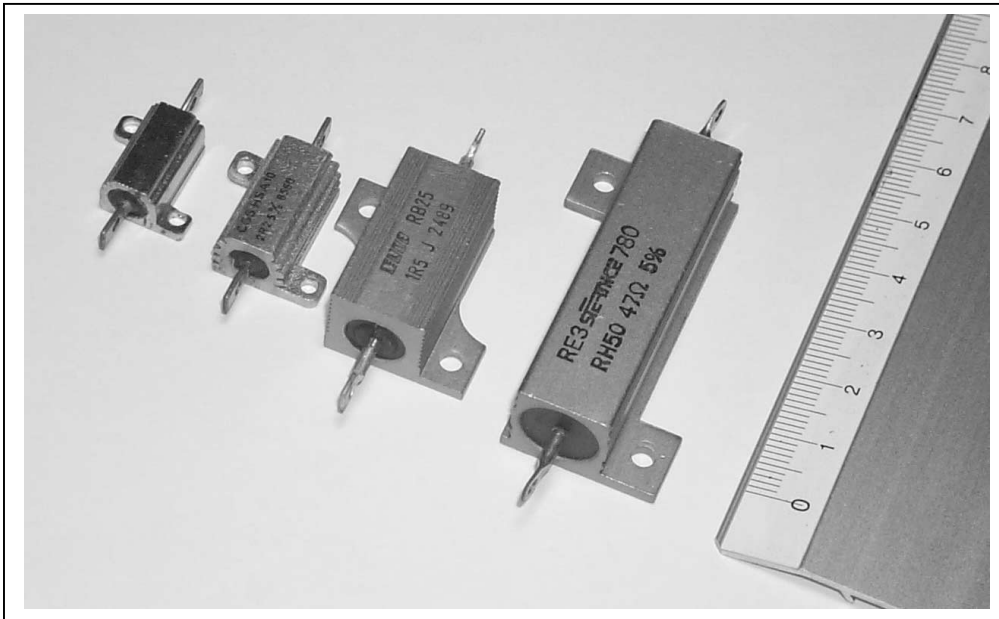
Certaines techniques de bobinage permettent d'annuler ou de réduire l'effet inductif, citons le bobinage bifilaire, le bobinage croisé, le bobinage en méandre.

Les valeurs courantes vont de 0,1 à 22 kohms, la dissipation va de 1 à 250 Watts. Il existe aussi différents types de connexions : par fils à souder, par cosses à souder ou par cosses à visser. Sur certains modèles, le fil résistif est rendu visible et on peut utiliser un collier afin d'ajuster la résistance.

Les résistances bobinées sont, après les résistances à couche métallique, les plus utilisées.



- **Résistances bobinées isolées à boîtier métallique** : Il s'agit d'une résistance bobinée qui est placée dans un boîtier métallique et noyée dans celui-ci à l'aide d'un ciment réfractaire. Le corps en métal peut être fixé sur un refroidisseur ou simplement sur le châssis de l'équipement. Cela permet de dissiper la puissance par l'intermédiaire du châssis ou d'un refroidisseur. Sur la photo ci-dessous il y a des résistances de 5, 10, 25 et 50 Watts Valeurs courantes de 0,1 à 100 kohms, dissipation de 1 à 100 Watts.

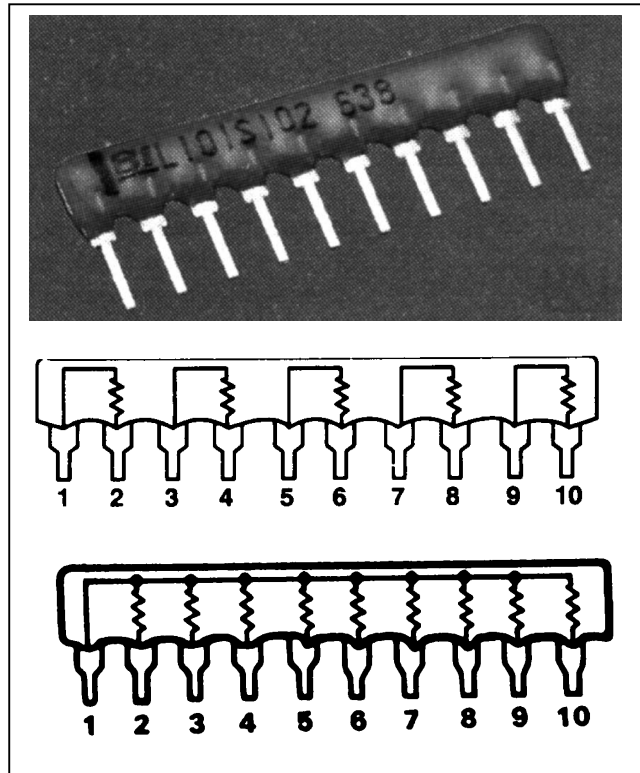


- **Résistances en film épais** : Sur de la céramique on peut déposer par métallisation une couche de nickel-chrome pour former des résistances.

La technologie des films épais offre une solution élégante pour faire des réseaux de résistance en boîtier SIL ("Single In Line package") au pas de 2,54 mm.

Ces résistances, sous forme de SIL, peuvent soit comporter des "n" résistances isolées les unes des autres, soit comporter "n" résistances ayant un point commun. Le nombre de résistances varie de 4 à 9 par SIL, par conséquent le nombre de "pattes" est aussi variable. Les valeurs vont de 10 ohms à 1 Mohms.

Ces résistances en boîtier SIL sont très intéressantes pour réaliser un convertisseur analogique/digital ou digital/analogique. D'autre part en informatique on utilise souvent des résistances de polarisations encore appelées "pull-up" qui servent à porter les lignes d'un bus vers un potentiel (souvent le +5 V).



Avec cette technologie on peut aussi réaliser des modules atténuateurs qui se présenteront sous forme d'une petite plaquette avec 3 ou 4 fils, la valeur de l'atténuation (0,1 à 25 dB), l'impédance nominale (50, 75, 150, 300 ou 600 ohms). L'avantage est que ces atténuateurs ont une très grande précision.

- **Résistances de 0 ohm** : Lorsqu'on fabrique des circuits imprimés (et notamment des circuits imprimés simple face) on est parfois obligé de mettre un petit bout de fil pour rejoindre deux points. Ce petit bout de fil est encore appelé "strap". Ceci est fort ennuyeux dans les chaînes de montages automatiques. Au lieu de mettre un "strap" on préfère donc mettre une résistance de très très faible valeur, voisine de 0 ohms.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

- **Résistances CMS** : Au fait on devrait parler de technologie des CMS c.-à-d. des Composants à Montages de Surface (Surface Mounted Components ou SMC).

Depuis la glorieuse époque de l'avènement de la TSF (les années 1930) jusqu'en 1980 on a essentiellement utilisé des composants avec des fils. La technologie du circuit imprimé a perpétué cette habitude, jusqu'au moment où, d'une part à cause de la faible consommation des circuits, d'autres part à cause de la demande de réaliser des circuits de plus en plus denses (plus de composants / cm²) on est arrivé au concept des CMS qui pourrait se traduire en une phrase "**au lieu de faire des trous et de souder, soudons directement le composant sur les pistes**".

Les avantages des CMS sont les suivants:

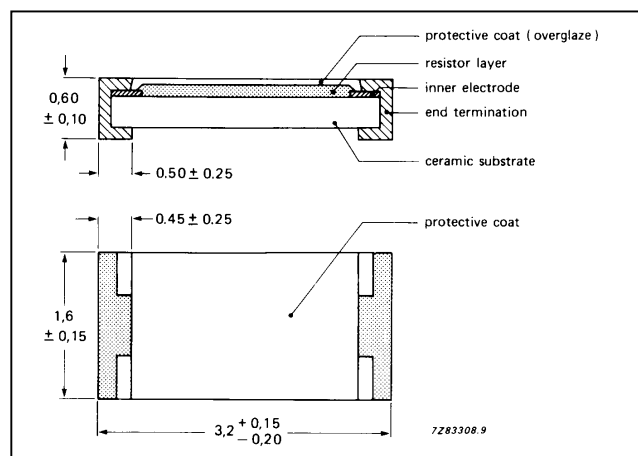
- plus de trous dans les circuits imprimés (un trou coûte environ 1 F, il y a en général un millier de trous sur une circuit imprimé de 100 x 160 mm !),
- plus besoin de plier fils,
- plus de déchet de fil (un déchet d'environ 3 cm par résistance !),
- moins de soudure (les surfaces à souder sont plus petites).
- grande densité de composants possible

Un inconvénient est que le montage pour des amateurs (entendez par là des amateurs d'électroniques et les radioamateurs qui bricolent ...) est moins facile. Le dépannage est aussi moins facile, mais l'expérience montre que ce ne sont en général pas les montages à CMS sont 10 x plus fiables que les autres ! Un autre inconvénient est qu'il faut quelques outils spéciaux (fer à souder; pincettes, grattoir, loupe ...), de la colle pour maintenir le CMS et une soudure spéciale.

En fait il existe non seulement des résistances CMS, mais aussi des condensateurs CMS, des selfs CMS, des diodes CMS, des transistors CMS, des circuits intégrés CMS, des circuits imprimés dessinés pour recevoir des composants CMS, etc ... c'est pourquoi on parle de "technologie des CMS".

Pour faire une résistance CMS on part d'un support en céramique, sur lequel on dépose un film métallique. Ce film est connecté à deux terminaisons.

Une résistance CMS est capable de dissiper 0,1 W et mesure 1,5 mm x 3 mm, parfois un peu moins. On trouve les valeurs de 1 ohm à 10 Mohm et aussi des jumpers ("0 ohm"). La série standard est la E24 (5%).

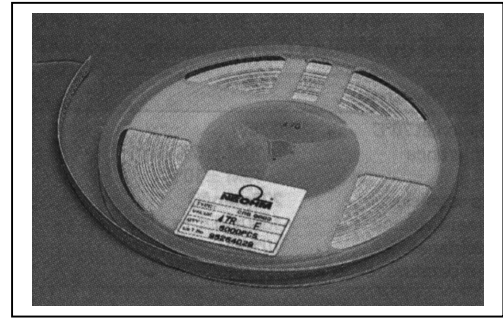




Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Les résistances CMS sont livrées

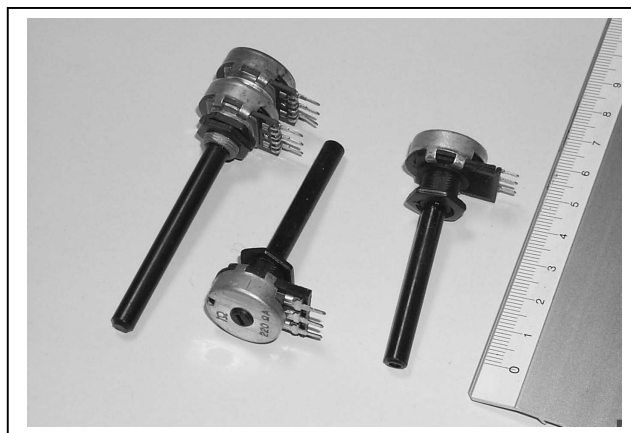
- sur un rouleau qui comporte une petite bulle de plastic, chaque "bulle" contient une résistance CMS. Cette présentation convient pour les chaînes de montage automatique.
- dans des boîtes de rangement en plastic, cette présentation convient pour les laboratoires de développement ou de dépannage.



Lors de l'assemblage automatique des circuits imprimés, les CMS reçoivent une toute petite goutte de colle en dessous du composant et deux petites gouttes de soudure en pâte sur les faces à souder. La machine spéciale met tous les composants en place. Le circuit imprimé garni de tous ses composants est légèrement chauffé (x °C). A ce stade la colle devient dure et maintient les composants en place. Il est encore possible à ce stade de modifier certaines petites erreurs. Ensuite on applique de l'air plus chaud (x °C) ce qui fait fondre la soudure.

2.1.5.2. Les résistances réglables

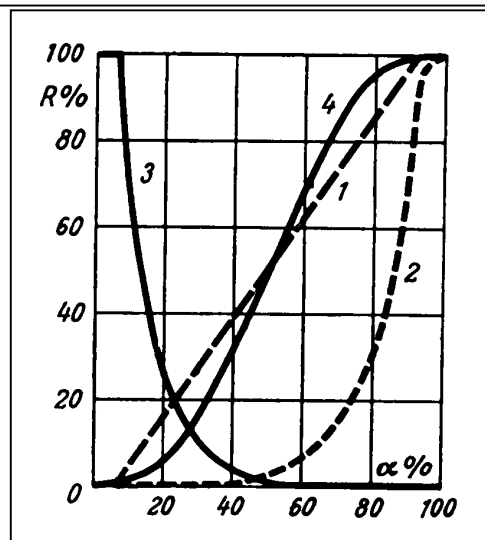
- **Potentiomètres au graphite** : La piste du potentiomètre peut être peinte ou moulée. L'épaisseur, la largeur ou la composition de la piste peut varier et modifier donc la loi de variation en fonction de l'angle.



La figure ci-contre montre les types de variations. On trouve des variations

- **linéaire** (courbe 1), souvent repéré par une lettre **A**
- **logarithmique droite** (courbe 2) (c.-à-d. les plus utilisés), souvent repéré par une lettre **B**
- **logarithmique gauche** (courbe 3),
- **en S** (courbe 4).

On trouve des modèles normaux ronds (angle de rotation env. 300°) ou des modèles à glissière (principalement utilisés dans les pupitres de mixage audio), des boîtiers étanches ou non, des modèles simples ou doubles (pour la stéréo), des modèles avec ou sans interrupteur, différents types de connexions (à souder normales, pour circuit imprimé, à wire-wrap, ...). Les valeurs standard vont de 100 ohms à 4,7 Mohms.



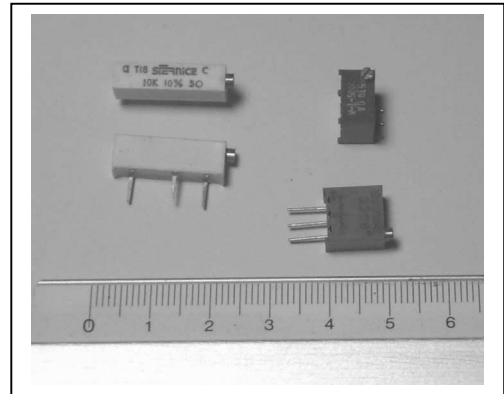
- **Potentiomètres hélicoïdaux multitours** : Dans certains cas un potentiomètre normal n'est pas assez précis pour faire le réglage souhaité. On utilise alors des potentiomètres avec une piste hélicoïdale, ce qui permet de faire 10 tours. Les potentiomètres hélicoïdaux sont principalement utilisés dans des appareils de mesures (oscilloscope, générateurs, alimentations, ...) ou pour fournir une tension à une varicap. Ils peuvent être équipés d'un vernier afin de repérer le réglage avec précision. La variation est toujours linéaire et une caractéristique supplémentaire est l'erreur maximum sur cette linéarité. Valeurs de 100 ohms à 100 kohms.
- **Potentiomètres d'ajustage à piste de carbone**: Ils sont principalement utilisés pour le réglage d'un montage en usine, en principe ils ne sont pas accessibles à l'utilisateur de l'équipement. Il existe différents modèles, ils sont destinés soit pour montage horizontal ou pour un montage vertical, et les connexions sont généralement au pas de 2,54 mm. Valeurs de 100 ohms à 2,2 Mohms, dissipation de 0,1 à 0,5 Watt.





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

- **Potentiomètre d'ajustage multitours** (10 à 20 tours) : Ils sont utilisés lorsque la précision de la position du curseur d'un potentiomètre d'ajustage normal (300° ou "1 tour") n'est plus suffisante. Ils sont également disponibles sous différents modèles : rectangulaire ou carré, pour montage vertical ou horizontal, les connexions généralement au pas de 2,54 mm. Les valeurs vont de 10 ohms à 2 Mohms, la dissipation va de 0,1 à 0,5 Watt.
- **Potentiomètres bobinés** : S'utilisent pour des dissipations variant de 2 à 500 Watts. Valeurs de 1 ohm à 200 kohms.
- **Rhéostats** : Ce sont des résistances bobinées ajustables principalement utilisées en "courant fort" pour contrôler les courants dans les inducteurs des machines électriques. Valeur de 0,1 ohm à 10 kohms, dissipation jusque 1kW.



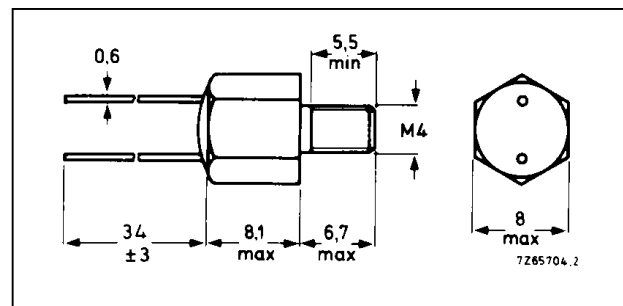
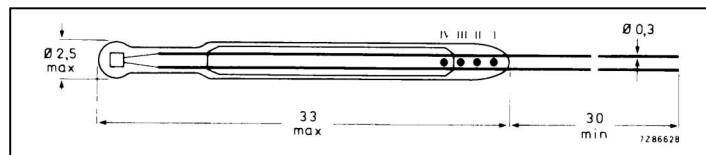
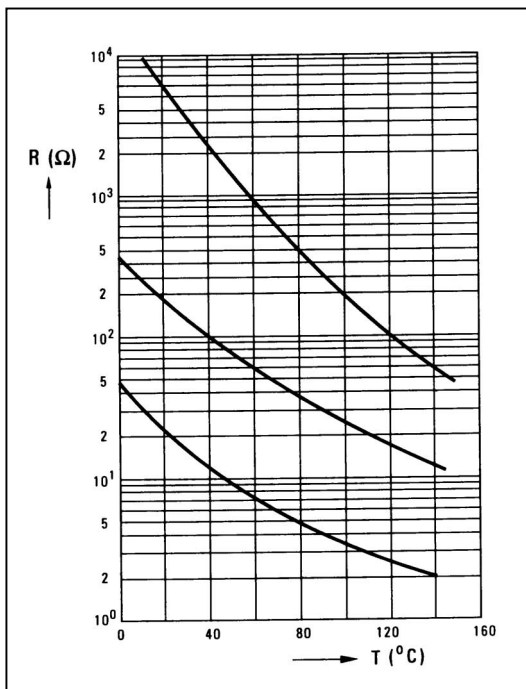
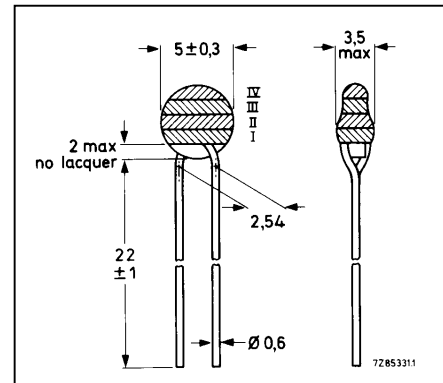
2.1.5.3. Les résistances spéciales

- **Thermistances ou résistances à coefficient de température négatif ou CTN** : Elles sont fabriquées avec des oxydes semi-conducteurs tels que Fe_2O_4 , Fe_2O_3 , NiO ou CoO . La relation entre la résistance d'une CTN et la température de la résistance CTN est approximativement $R = A e^{(B/T)}$ où A et B sont des constantes caractéristiques (voir figure) . On trouve des CTN sous différentes formes :

- disques,
- perles montées sous vide,
- perle isolée et montée sur boulon.

Les applications principales des CTN sont :

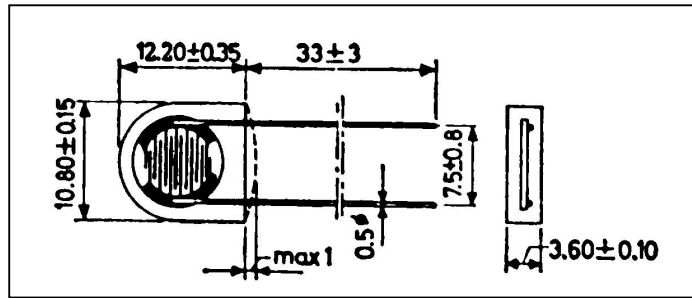
- limitations du courant de pointe pour une alimentation
- stabilisation de tension
- sonde thermométrique



- **Varistances ou VDR** : Ce sont des résistances pour lesquelles il existe une non-linéarité entre la résistance électrique et la tension appliquée. La relation entre le courant et la tension est de la forme $U = C I^\beta$. Les applications principales sont
 - protection contre les surtensions
 - stabilisation de tension
 - dilatation de l'échelle de lecture des appareils de mesure
- **Résistances à coefficient de température positif ou PTC** : Elles sont caractérisées par une variation très brutale de leur résistance à une température donnée. Elles peuvent être utilisées pour
 - dispositifs de protections contre les échauffements
 - varistances ou résistances VDR (Voltage Dependent Resistor) :

Elles se composent d'un agglomérats de cristaux de carbure de silicium. C'est une résistance dont la valeur dépend de la valeur de la tension électrique appliquée. La relation entre la tension et le courant est de la forme $V = C I \exp \alpha$. Elles se présentent sous formes de bâtonnets ou de disques.

- **Les photo résistances ou LDR** (Light Depending Resistors) : Ce sont des résistances à base de sulfure de cadmium dont qui présentent une petite fenêtre transparente et dont la valeur varie en fonction de l'éclairage habituellement de 75 à 300 Ω pour 1000 lux à quelques 10 M Ω dans l'obscurité. Elles sont utilisées pour réaliser des automates d'éclairage. Les deux types les plus connus sont LDR03 et LDR05 qui ne diffèrent que par leurs fils de connexions.



- **Les ampoules d'éclairage en tant que résistance** : Dans certains cas on peut employer des ampoules d'éclairage comme résistances, par exemple pour tester une alimentation ou pour décharger une batterie. Il ne faut toutefois pas oublier que les ampoules à filament métallique ont un très fort coefficient de température et que l'appel de courant à la mise sous tension peut atteindre jusqu' à 10 x la valeur nominale du courant. Il peut dès lors être impossible de "charger" une alimentation en test au courant maximum, puisque l'enclenchement de la lampe provoque une pointe de courant que l'alimentation détecte et qui la met en position de sécurité. Par contre, si on utilise des ampoules à filament de carbone (ces ampoules se trouvent assez difficilement !), le coefficient de température est négatif et le phénomène est juste l'inverse !
- **Antennes fictives, charges et atténuateurs** : Pendant que l'on effectue des tests sur des émetteurs, il n'est pas souhaitable que la puissance HF soit envoyée "on the air". C'est pourquoi on remplace l'antenne par une résistance de 50 ohms appelée antenne fictive ou "charge" ("dummy load").

Comme il s'agit de "résistance", nous avons classé les antennes fictives et les atténuateurs dans cette partie du cours.

Ces charges peuvent supporter de 5 à 1000 Watts (voire beaucoup plus pour d'autres applications). Elles sont constituées d'une résistance à faible inductance et à faible capacité parasite, elles sont terminées par une fiche coaxiale normalisée (fiche UHF, type M ou type N) et sont munies d'un refroidisseur à ailettes afin d'évacuer la chaleur dégagée dans l'air ambiant. Pour faciliter l'évacuation de la chaleur, la résistance est parfois mise dans un bain d'huile, mais on peut aussi utiliser un ventilateur ou des moyens plus sophistiqués pour évacuer la chaleur. Sur la photo ci-contre il y a une charge de 1000 watts, avec wattmètre incorporé, et pouvant être utilisé jusqu'à 30 MHz et une autre charge pour 150 watts maximum. (La latte est de 30 cm)





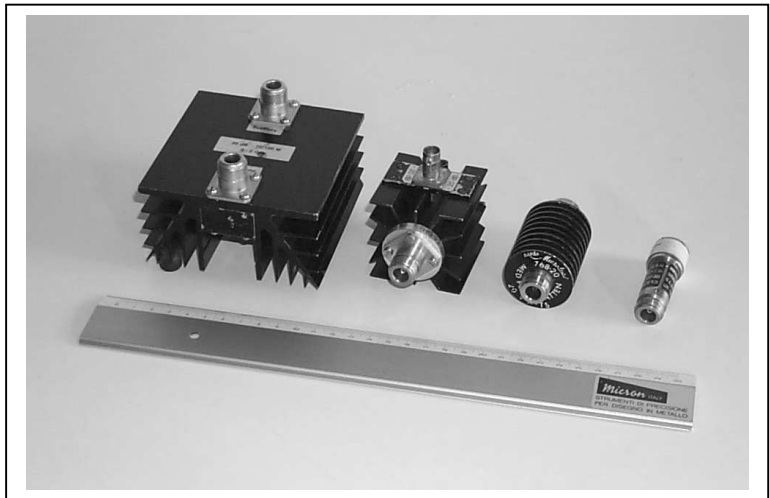
Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Enfin une variante de la charge est l'**atténuateur**, selon la même technique, on réalise un atténuateur (10 à 40 dB), ceci permet de récupérer une faible partie du signal pour le transmettre à un appareil de mesure (par exemple un fréquencesmètre ou un analyseur de spectre).

Un atténuateur possède donc deux fiches coaxiales, alors qu'une simple charge n'en possède qu'une.

Sur la photo ci-contre

- un atténuateur 20 dB, qui peut dissiper au maximum 100 Watts et qui est prévu pour une plage de fréquences de 0 à 2 GHz
- un atténuateur de 20 dB, 12 watts , 2,5 GHz
- un atténuateur 10 dB, 20 Watts , 8 GHz
- un atténuateur 10 dB, 1 Watts, 13 GHz





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

2.1.5.4. Résumé

Pour spécifier une résistance, il faut donner sa **valeur (en Ω)**, la **tolérance** sur cette valeur, sa **dissipation**, et son **type** selon le tableau suivant :

Résistances fixes ...			les plus utilisés
agglomérées	"pour mémoire".		
à couche métallique	usage général	1 ohm à 22 Mohms 1/8 Watt à 3 Watts	XX
de précision	appareils de mesure	0,01% à 1%.	
spéciales pour haute tension		0,1 Mohms à 100 Mohms 0,5 à 2 Watts.	
bobinées	pour de fortes puissances mais pas pour la HF !	0,1 à 22 kohms 1 à 250 Watts	X
bobinées isolées à boîtier métallique		0,1 à 100 kohms 1 à 100 Watts.	X
en film épais	réseaux de résistances atténuateurs	4 à 9 par SIL 10 ohms à 1 Mohms.	
de 0 ohm	"strap".		
CMS	les résistances les utilisées actuellement !!!	1 ohm à 10 Mohm 0,1 W	XX
Potentiomètres ...			
au graphite	linéaire ("A"), logarithmique droite ("B"), logarithmique gauche, courbe en S	100 ohms à 4,7 Mohms.	X
hélicoïdaux multitours		100 ohms à 100 kohms	
d'ajustage à piste de carbone		100 ohms à 2,2 Mohms 0,1 à 0,5 Watt.	X
d'ajustage multitours (10 à 20 tours)		10 ohms à 2 Mohms 0,1 à 0,5 Watt.	X
bobinés		de 1 ohm à 200 kohms. 2 à 500 Watts	
rhéostats	forme de potentiomètres, mais sans 3eme connexion	0,1 ohm à 10 kohms jusque 1kW.	
Résistances spéciales ...			
Thermistances ou résistances à coefficient de température négatif ou CTN	coefficient de température négatif		
Varistances ou VDR	la valeur de la résistance dépend de la tension		
Résistances à coefficient de température positif ou PTC	protections contre les échauffements		
Les photo résistances ou LDR (Light Depending Resistors)	la valeur de la résistance dépend de l'éclairement (la lumière)		
Les ampoules d'éclairage en tant que résistance			
Antennes fictives, charges et atténuateurs	"dummy load"		

2.1.6. Les résistances en alternatif - Effet de pelliculaire.

Enfin, lorsqu'une résistance est utilisée en haute fréquence, la distribution du courant à l'intérieur du conducteur n'est plus uniforme comme elle l'était en courant continu. La densité de courant (représenté par la lettre J) diminue de l'extérieur vers l'intérieur du conducteur, et la résistance du conducteur augmente c'est l'**effet pelliculaire** ("skin effect").

On peut déterminer une profondeur de pénétration qui serait l'épaisseur dans laquelle passerait la majorité (63 %) du courant. Pour un conducteur en cuivre, on peut calculer la profondeur de pénétration par la formule

$$\delta_{(\text{mm})} = 67 \sqrt{1 / f_{(\text{Hz})}}$$

Calculons la profondeur de pénétration δ pour quelques fréquences...

fréquence	$\delta =$
50 Hz	9,5 mm
1 kHz	2,1 mm
100 kHz	0,21 mm
1 MHz	0,067 mm
10 MHz	0,0212 mm
30 MHz	0,0122 mm
144 MHz	$5,6 \cdot 10^{-3}$ mm
432 MHz	$3,2 \cdot 10^{-3}$ mm
1296 MHz	$1,8 \cdot 10^{-3}$ mm
2304 MHz	$1,4 \cdot 10^{-3}$ mm

pour rappel : 10^{-3} mm = 1 micron !

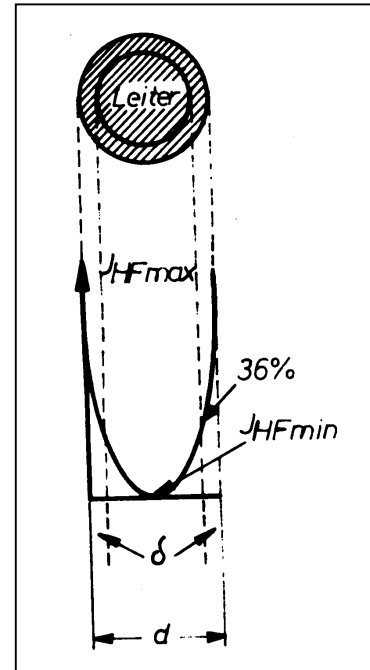
Pour le courant industriel à 50 Hz, l'effet de peau ne se manifestera que pour des diamètres de l'ordre de 2 x 9,5 mm. Donc en pratique l'effet de peau ne joue pas.

Donc si on mesure la valeur d'une résistance avec un ohmmètre en courant continu, cette valeur sera encore valable en 50 Hz, elle sera encore valable à 1 kHz et même à 100 kHz, mais au delà la résistance sera beaucoup plus grande.

Si on travaille dans les gammes des ondes moyennes aux ondes courtes (100 kHz à 30 MHz) et que l'on a des diamètres de conducteurs important (en d'autres termes si on travaille avec des puissances importantes c.-à-d. > 100 Watts), on peut enlever la partie intérieure de ces conducteurs puisqu'il n'y passe (presque) pas de courant. On travaille donc avec des tubes en cuivre !

Si on travaille en VHF-UHF-SHF, on peut diminuer la résistance des conducteurs, en déposant une couche d'argent de quelque 5 à 20 microns.

On peut réaliser des résistances qui peuvent couvrir le domaine des EHF.





2.2. Les condensateurs

2.2.1. Généralités

Un condensateur est un composant qui a la particularité de pouvoir accumuler des charges électriques. Un condensateur se compose essentiellement de deux armatures, séparées par un diélectrique, chaque armature est reliée à une connexion.

Le diélectrique est un matériau isolant qui sépare les deux armatures du condensateur, et c'est précisément la nature de ce diélectrique qui constitue un critère de classification possible des condensateurs.

Un condensateur est caractérisé par sa capacité, c'est-à-dire la propriété d'un circuit électrique d'emmagasiner une certaine quantité d'électricité sous une certaine tension. La relation de base qui régit les condensateurs est

$$C = \frac{Q}{V}$$

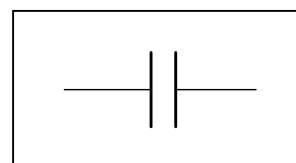
où Q est la charge en Coulomb,
V est la tension en Volts

L'unité de capacité est le farad, symbolisé par F. Un condensateur d'une capacité de un Farad est un condensateur qui pourrait emmagasiner une charge de 1 Coulomb sous une différence de potentiel de 1 Volt.³

Mais les capacités utilisées habituellement sont assez faibles et on utilise les sous-multiples

- le **microfarad**, symbolisé par μF , $1\mu\text{F} = 1 \times 10^{-6}$ Farad,
- le **nanofarad**, symbolisé par nF , $1\text{nF} = 1 \times 10^{-9}$ Farad, et,
- le **picofarad**, symbolisé par pF , $1\text{pF} = 1 \times 10^{-12}$ Farad.

Il existe plusieurs symboles pour représenter un condensateur. Les symboles dépendent aussi parfois du type de condensateur (voir plus loin condensateur électrolytique etc. Mais le symbole ci-contre est le plus universel.



³ Au début de la radio (dans les années 1920-1940) on a aussi utilisé comme unité de capacité le cm : le cm est la capacité d'un condensateur à vide constitué de deux armatures de 1 cm^2 et séparées de 1 cm. En fait $1 \text{ cm} = 1,1 \text{ pF}$! Si dans un vieux poste de radio vous trouvez un condensateur marqué 10000 cm, cela vaut donc 11nF, sauf s'il s'agit d'un condensateur d'accord on arrondit, et dire que $1 \text{ cm} \approx 1 \text{ pF}$!



2.2.2. Les facteurs qui déterminent la capacité

La valeur de la capacité d'un condensateur est déterminée par trois facteurs

- la capacité augmente avec la surface des électrodes (plaques)
- la capacité diminue lorsque la distance entre les électrodes (plaques) augmente
- la capacité dépend aussi de la nature de l'isolant c.-à-d. du diélectrique

La relation de base qui régit les condensateurs est

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d}$$

où C est la capacité exprimée en Farad

ϵ_0 est la constante diélectrique du vide = $1 / 36 \pi 10^9 = 8,84 10^{-12}$ F/m

ϵ_r est la constante diélectrique relative ($\epsilon_r = 1$ pour l'air)

S est la surface des armatures en m²

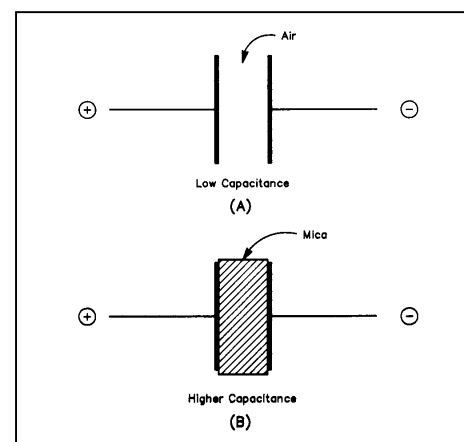
d est la distance entre les armatures en m

La constante diélectrique relative ϵ_r de quelques matériaux isolants :

	ϵ_r
air	1
téflon	2,1
polyéthylène	2,3
polystyrène	2,6
papier	3
quartz	3,8
verre (pyrex)	4,8
mica	5,4
porcelaine	5,1 à 5,9
verre (à vitre)	7,6 à 8

Pratiquement tous les matériaux ont un ϵ_r plus grand que 1, et toutes les valeurs se tiennent dans une fourchette de 2 à 8 environ ...

Donc si on a un condensateur à air et qu'on glisse entre les armatures un plaque de diélectrique (par exemple une plaque de verre ou un bloc de mica), la capacité va augmenter.



2.2.3. L'énergie d'un condensateur

L'énergie est donnée par $E = 1/2 C U^2$

$$\text{ou } E = \frac{1}{2} \frac{\epsilon S U^2}{d} = \frac{\epsilon d S U^2}{2 d^2}$$

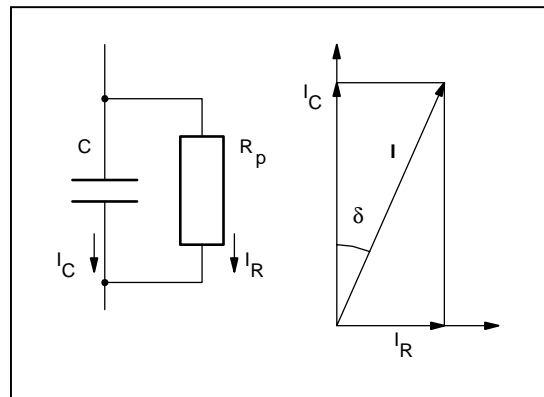
or $d \times S$ est le volume (V) entre les armatures et U^2/d^2 est le carré du champ électrique (F_e) d'où

$$E = 1/2 V F_e^2$$

En d'autres termes l'énergie d'un condensateur se trouve dans le diélectrique !

2.2.4. Le courant de fuite et les pertes

Il n'existe non plus pas de condensateur parfait, le diélectrique, n'est pas un isolant parfait, il y a une fuite que l'on peut représenté par une résistance en parallèle R_p . Cette R_p est le siège d'un courant I_R , et on définit l'angle de perte ou $\text{tg } \delta$ comme le rapport du courant dans la résistance I_R sur le courant dans le condensateur I_C :



$$\text{tg } \delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{1}{R C \omega}$$

δ est appelé angle de pertes



2.2.5. Fonction des condensateurs

D'après le rôle joué par le condensateur dans le circuit on parle aussi de

- condensateur de filtrage s'il est destiné à réduire l'ondulation d'un montage redresseur (voir aussi plus loin)
- condensateur de couplage ou de liaison s'il est destiné à laisser passer le courant alternatif (généralement le signal utile qui aura été amplifié) et à bloquer le courant continu,
- condensateur de découplage s'il est destiné à mettre virtuellement le courant alternatif à la masse par exemple,
- condensateur d' accord si en parallèle avec une self ou un quartz, il détermine la fréquence de résonance du circuit,
- condensateur de démarrage s'il est utilisé dans un moteur et sert à créer le déphasage nécessaire à la mise en mouvement du rotor,
- condensateur d' amélioration du facteur de puissance s'il est utilisé dans un système électrique a fort $\cos \varphi$.
- condensateur de déparasitage s'il sert à absorber les parasites, l'extra courant de rupture

En plus de sa capacité, une autre caractéristique d'un condensateur est sa tension d'utilisation.

2.2.6. Valeurs normalisées

Les arguments développés pour la standardisation des résistances restent encore valables ici, mais il faut toutefois remarquer que l'on se limite plus souvent à la série E12 (ou série à 10 %) tel que :

10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68 , 82

avec ses multiples et sous multiples.

Par contre pour des circuits oscillants, la précision peut être beaucoup plus grande. On trouve par exemple des condensateurs céramiques destinés à réaliser des transfos à FI avec une précision de 1% et des condensateurs styroflex destiné à réaliser des filtres BF avec une précision de 0,1 %.

2.2.7. Technologie des condensateurs

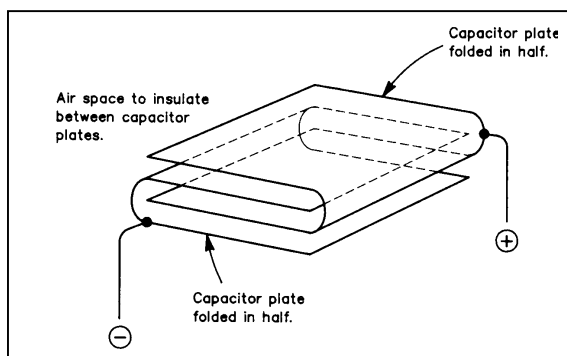
2.2.7.1. Les condensateurs à air

Ces condensateurs sont caractérisés par de très faibles pertes et par un courant de fuite négligeable. Ces condensateurs sont essentiellement utilisés pour réaliser des condensateurs variables (voir plus loin) ou dans quelques applications HF spéciales où on n'a besoin de valeur relativement faibles (disons < 100 pF)

Pour des capacités de 0,1 μF les dimensions deviennent toutefois prohibitives et de plus la résistance mécanique de l'ensemble pose des problèmes.

Exercice : On veut faire un condensateur de 0,1 μF dont les plaques sont séparées de 0,1 cm. Calculez la surface des armatures?

Partant de $C = 8,84 \times 10^{-12} \times \epsilon_r \times S / d$, on trouve $S = C \times d / (8,84 \times 10^{-12} \times \epsilon_r)$ donc $S = 0,1 \times 10^{-6} \times 10^{-3} / 8,84 \times 10^{-12} = 11,3 \text{ m}^2$ soit une surface carrée de 3,36 m de côté et ceci avec un espace de 1 mm ! Bien sûr on pourrait par exemple mettre 10 plaques en parallèles, chacune espacée de 1 mm, on arriverait ainsi à 12 plaques de 1 m² ... imaginez cela pour faire un condensateur de 0,1 μF !



Remarque : si on met "n" plaques, la capacité sera égale à (n-1) x la capacité d'un seul élément !

Un des inconvénients est la fragilité mécanique, si les plaques sont déformées et que le condensateur est soumis à une forte tension c'est à ce point que l'arc jaillira ! De plus, grâce à Murphy, c'est toujours dans un condensateur à air que tombera la vis, l'écrou ou la rondelle métallique !!!

2.2.7.2. Les condensateurs au mica

Le mica est un silicate double d'alumine et de magnésie. Le mica est clivé en mince lamelle, il est ensuite argenté. Valeur de 1,5 pF à 15 nF.

Ils sont utilisés dans les circuits d'accords où la fréquence doit être très stable. Ils sont principalement utilisés en HF.

2.2.7.3. Les condensateurs styroflex

Les condensateurs styroflex sont essentiellement utilisés dans les circuits d'accords, soit en basse fréquence, soit jusqu'à des fréquence de 500 kHz environ.



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

2.2.7.4. Les condensateurs céramique

Ces condensateurs sont couramment comme condensateur de couplage, de découplage ou dans des filtres. Philips classe ses condensateurs céramiques en 2 classes :

- classe 1 : Ils ont une très grande résistance interne, un bon facteur Q. Ils sont utilisés dans les oscillateurs et les filtres. Les valeurs disponibles vont de 0,47 pF à 270 pF.. Le corps du condensateur est gris et le trait indique la valeur du coefficient de température
- classe 2 : Ces condensateurs ont une perte plus importante, ils sont utilisés comme condensateurs de couplage ou de découplage. Les valeurs vont de 180 pF à 47 nF. Au-delà de 1nF, seule la série E3 (10, 22, 47, 100,...) est employée.



La tension de service va de 63 à 500 V selon les modèles. Le pas de montage est de 2,54 ou 5,08 mm.

2.2.7.5. Les condensateurs au papier

Il serait plus exact de parler de condensateur au papier imprégné, car le papier en lui-même n'est pas un très bon diélectrique, mais on dit généralement "condensateur au papier" pour simplifier. Le papier est donc imprégné de certaines cires, de paraffine ou d'huiles minérales ou végétales. Il s'agit d'une des premières technologies de fabrication de condensateur qui est actuellement abandonnée.

2.2.7.6. Les condensateurs au papier métallisé

Il est formé de deux feuilles d'aluminium pur séparé par une feuille de papier imprégné à la cire ou avec des huiles synthétiques. Un autre procédé consiste à métalliser le papier par une mince couche d'Al ou de Zn. Ces condensateurs ne sont pratiquement plus utilisés.

2.2.7.7. Les condensateurs à film plastique métallisé

Il s'agit d'une famille de condensateurs utilisant un film diélectrique de plastique métallisé.



Code DIN des condensateurs MKx:

M	K	x	<u>usage</u>
= métallisé	= film plastique	S = polystyrol P = polypropylène C = polycarbonate T = polytereftalate U = acétate de cellulose	circuit d'accord et filtres couplage et découplage

2.2.7.8. Les condensateurs électrolytiques

On les appelle aussi condensateurs électrochimiques. Le symbole d'un condensateur électrolytique ou électrochimique est un peu particulier (voir figure ci-contre).

On trouve le symbole c sur des schémas plus anciens.

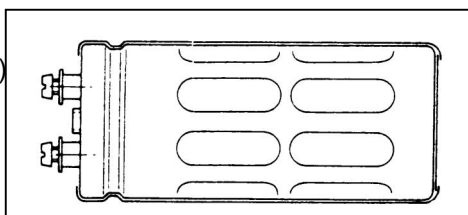
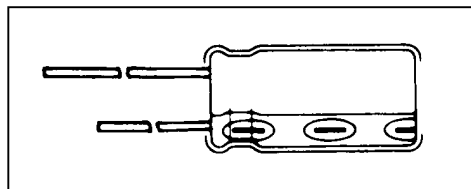
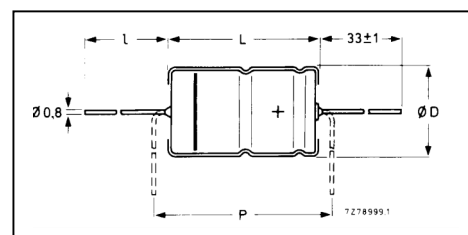
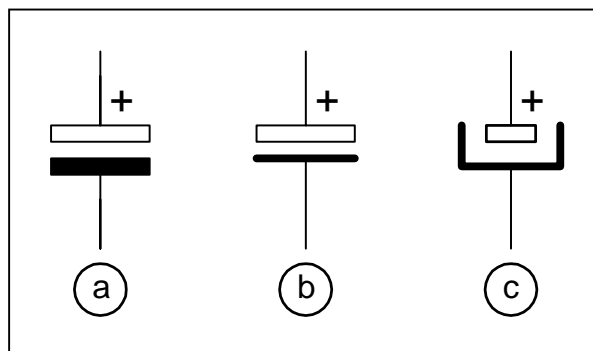
Pour réaliser un condensateur électrolytique, on commence par préparer une anode, celle-ci est constituée d'une feuille d'aluminium de 20 à 40 μ , que l'on fait passer dans un bain d'acide borique, la feuille est portée à un potentiel positif par rapport à la cuve et il y a formation d'une couche d'alumine (Al_2O_3) sur l'aluminium. L'anode peut être lisse ou gaufrée, cette dernière solution permet d'augmenter la capacité par unité de volume. On enroule ensuite cette anode avec une première couche de papier très absorbant, une feuille d'aluminium pur et une deuxième couche de papier très absorbant. Le papier absorbant est alors imprégné de

Si un condensateur électrolytique est resté longtemps sans être utilisé, le courant de fuite peut être important, et ce courant peut provoquer la surchauffe, le claquage ou même carrément l'explosion.

Valeur de 1 μ F à 220.000 μ F. Tension de service : de 6 V à 500 V

On trouve

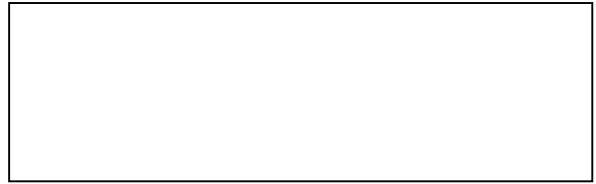
- des condensateurs électrolytiques à sorties axiales,
- des condensateurs électrolytiques à sorties radiales (les deux sorties du même côté), le fil le plus long correspond au "+"
- des condensateurs de très grosse capacité (10.000 μ F et plus) condensateurs disposent de bornes à visser





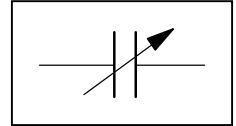
2.2.7.9. Les condensateurs au tantale

Le diélectrique est du Ta_2O_5 , qui est peu sensible aux impuretés et a un faible courant de fuite. Le symbole est le même que pour les condensateurs électrolytiques. Faible encombrement, grande stabilité et durée de vie, courant de fuite très faible,



2.2.7.10. Les condensateurs variables

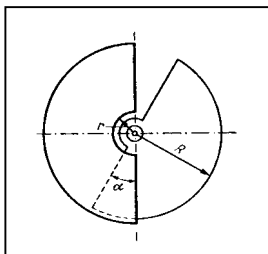
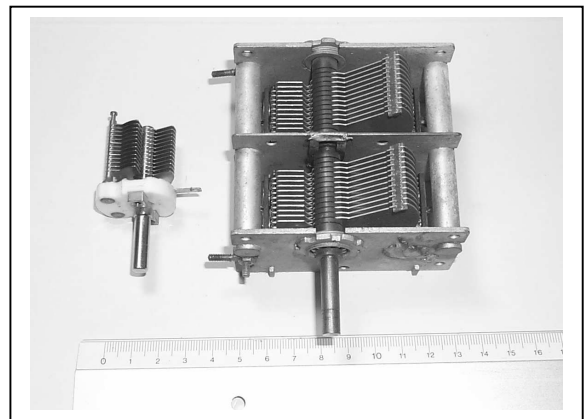
Pour indiquer que le condensateur est variable, le symbole du condensateur est accompagné d'une flèche.



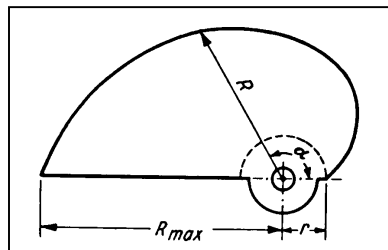
On distingue deux façons de réaliser la variation de capacité: la variation de surface et la variation de diélectrique.

Un condensateur variable est caractérisé par sa capacité maximum, sa capacité minimum, et la loi de variation de la capacité en fonction de l'angle de rotation.

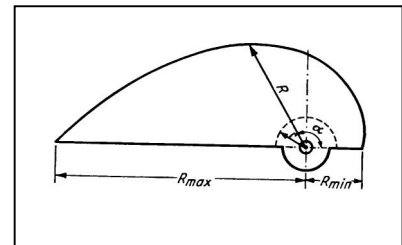
Suivant la forme des plaques, on distingue donc les condensateurs variables à variation linéaire de ...



...capacité ou les lames sont en forme de demi cercle



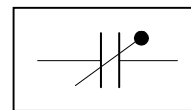
... longueur d'onde



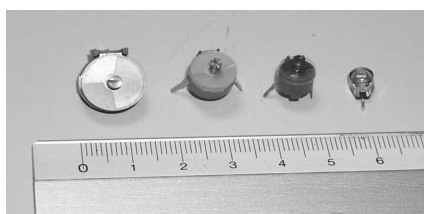
... fréquence

2.2.7.11. Les condensateurs ajustables

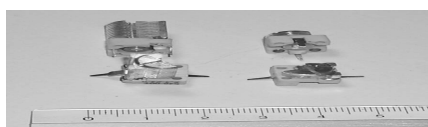
Pour indiquer que le condensateur est ajustable, le symbole du condensateur est accompagné d'un trait avec un point. Ils servent à régler les circuits accordés, les transfo à FI, etc



La photo ci-dessous représente des condensateurs avec diélectrique en plastique.



La photo ci-dessous montre des condensateurs ajustables à air, principalement utilisés dans les amplificateurs de puissance en VHF-UHF

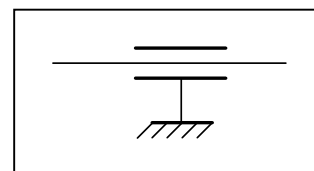


Et la dernière photo représente des condensateurs ajustables à piston, en verre ou en céramique utilisé dans les amplificateurs de puissance en UHF-SHF.



2.2.7.12. Les condensateurs de passages

Ici aussi, le symbole est un peu particulier, il évoque en fait le petit tube qui fait capacité et qui passe "au travers" d'un châssis.



Ces condensateurs sont destinés à filtrer des signaux continus ou BF lorsqu'ils passent d'un milieu généralement quelconque vers l'intérieur d'un boîtier blindé. Ils se présentent sous forme d'un boulon que l'on fixe sur la paroi ou sous forme d'un tube de céramique métallisé que l'on soude sur la paroi. Le choix des valeurs est assez restreint et s'étend de 100 pF à 10 nF environ. La tension de service peut atteindre plusieurs centaines de Volt, et la tolérance et le coefficient de température sont sans grande importance pour cette application.



2.2.7.13. Les condensateurs CMS

Lorsque nous avons parlé des résistances, nous avons mentionné la technologie CMS. Tous les condensateurs n'existent pas en technologie CMS, par exemple les gros condensateurs de filtrage n'ont pas besoin d'être dans cette technologie miniature, de même que les condensateurs de démarrage, les condensateurs de passage, etc ...

Par contre on trouve dans cette technologie CMS des condensateurs

électrolytique de 1 à 68 μ F
céramique de 0,47 pF à 10 nF



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

2.2.7.14. Résumé

Pour spécifier un condensateur, il faut donner sa valeur (en μF , en nF ou en pF), la tolérance sur cette valeur, sa tension de service, et son type selon le tableau suivant :

condensateur		les plus utilisés
à air	faibles pertes et courant de fuite négligeable. condensateurs variables applications HF spéciales	
au mica	circuits d'accords où la fréquence doit être très stable	
styroflex	circuits d'accords, en basse fréquence et jusqu'à 500 kHz environ.	
céramique	2 classes: • classe 1 : assez stables et précis : pour oscillateurs et les filtres. • classe 2 : cond. de couplage ou de découplage. Valeurs de 180 pF à 47 nF.	xx
au papier		
au papier métallisé		
film plastique métallisé M K x	S = polystyrol pour circuit d'accord et filtres P = polypropylène C = polycarbonate pour couplage et découplage T = polytereftalate U = acétate de cellulose	xx
électrolytiques	Valeur de $1\mu\text{F}$ à $220.000\mu\text{F}$. Tension de service : de 6 V à 500 V	xx
tantale		
ajustables		x
passage		
CMS	électrolytique : de 1 à $68\mu\text{F}$ céramique : de 0,47 pF à 10 nF	xx

2.2.8. Le condensateur en alternatif

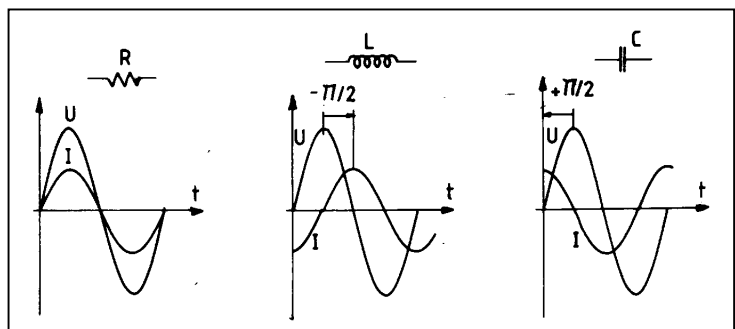
Lorsqu'un condensateur est utilisé en courant alternatif, on définit sa réactance comme le rapport entre la tension appliquée et le courant qui passe par le condensateur. La réactance d'un condensateur vaut

$$X_c = \frac{1}{\omega C}$$

avec ω = pulsation = $2\pi f$

Mais ce n'est pas tout, car il y a encore un déphasage entre le courant et la tension de $\pi/2$, on dit aussi que le courant est en avance de $\pi/2$ et, en anglais on emploie le terme 'lagging'.

Par convention l'angle de déphasage se mesure en prenant la tension comme référence.





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC



3. Les bobines

3.1. Généralités

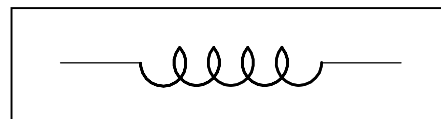
Les bobines sont des éléments qui sont principalement utilisés dans les circuits à courants alternatifs basse fréquence, audio fréquence ou en haute fréquence dans les émetteurs et dans les récepteurs.

Une bobine est constituée par un conducteur isolé ou non, enroulé sur un support muni ou non, d'un noyau magnétique et entouré ou non d'un blindage.

Une bobine est caractérisée par son inductance c'est-à-dire la propriété d'un circuit électrique d'engendrer une force électromotrice (f.é.m.) lorsqu'on la fait varier le courant qui la traverse.

L'inductance d'une bobine est en relation avec son nombre de spires, son diamètre, sa forme, sa longueur, mais la présence d'un noyau et la nature de ce noyau peut fortement influencer la valeur de l'inductance.

Le symbole général de la bobine est représenté ci-contre.



L'unité d'inductance est le **henry**, symbolisé par **H**. Une bobine d'inductance de un Henry est une bobine dans laquelle une variation de 1 ampère à la seconde produirait une force électromotrice de 1 volt.

Mais les inductances utilisées habituellement sont assez faibles et on utilise les sous multiples

- le **millihenry**, symbolisé par mH, $1\text{mH} = 1 \cdot 10^{-3}$ Henry,
- le **microhenry**, symbolisé par μH , $1\mu\text{H} = 1 \cdot 10^{-6}$ Henry, et,
- le **nanoenry**, symbolisé par nH, $1\text{nH} = 1 \cdot 10^{-9}$ Henry.



3.2. Les facteurs qui déterminent l'inductance

L'inductance d'une bobine détermine certaines conditions du circuit. L'une de ces conditions est l'opposition au changement de courant. L'autre est la quantité d'énergie emmagasinée sous forme de champ magnétique. La f.é.m. induite dépend aussi de l'inductance. L'inductance d'une bobine dépend de quatre facteurs :

- le nombre de tours de la bobine,
- le diamètre de la bobine
- la longueur de la bobine
- et le type de noyau ou mieux dit de la perméabilité magnétique du noyau.

Calculer l'inductance d'une bobine n'est pas une chose aisée, il existe une série de formules (empiriques) qui ont chaque fois un domaine d'application limité :

Pour une bobine à une seule couche, la formule de Nagaoka, donne la valeur de la self :

$$L_{\text{uH}} = k n^2 d_{\text{(cm)}} 10^{-3}$$

dans cette formule

D est le diamètre moyen en cm

k est un coefficient qui dépend du rapport d/l de la bobine et vaut $k = (100 \times d) / (4d + 11l)$

Pour une bobine à plusieurs couches :

$$L_{\text{(\mu H)}} = \frac{(0,08 \times d_{\text{(cm)}}^2 \times n^2)}{(3 d_{\text{(cm)}} + 9 l_{\text{(cm)}} + 10 e_{\text{(cm)}})}$$

avec d est le diamètre moyen en cm

l est la largeur en cm

e est l'épaisseur de la bobine en cm

La formule de base qui régit les inductances est

$$L = \mu_0 \mu_r S n^2 / l$$

dans laquelle μ_0 est la perméabilité du vide ou de l'air ($\mu_0 = 1,25 \mu\text{H/m}$)

μ_r est la perméabilité relative

S est la section de la bobine

l est la longueur

n est le nombre de spires

Ce qu'il faut surtout retenir c'est que

la self varie en fonction du carré du nombre de spires

Donc

- si on double le nombre de spires, la valeur de l'inductance va être multipliée par 4,
- si on supprime la moitié des spires, la valeur de l'inductance va être divisée par 4, mais ce facteur de 4 x n'est qu'approximatif en effet en enlevant la moitié des spires ou en doublant le nombre de spires, on affecte aussi le facteur de forme de la bobine, c.-à-d. qu'on modifie la valeur diamètre/longueur.

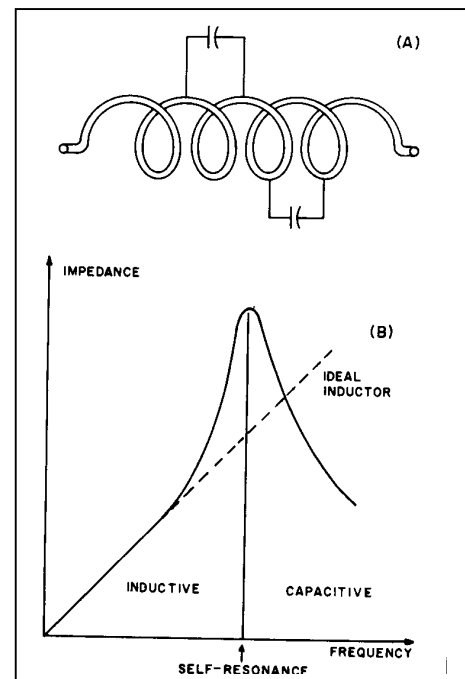
La plupart des bobines sont réalisées sur des supports (ou mandrin), mais on peut aussi utiliser des "bobinages en l'air" c'est-à-dire sans support.

Comme les résistances, les bobines sont imparfaites : toute bobine présente en effet une résistance, celle de son fil.

Mais ce n'est pas tout : on sait aussi que deux morceaux de fils placés l'un à côté de l'autre présente une certaine capacité. Dans le cas d'une bobine les spires de celle-ci forment entre-elle des petites capacités. Toutes ces petites capacités parasites mises ensemble peuvent former une "certaine capacité" appelée de la capacité parasite de la bobine. Cette capacité parasite associée à l'inductance produit un circuit résonnant.

A la fréquence de résonance, l'impédance apparente de la bobine sera beaucoup plus grande que l'impédance théorique calculée (c.-à-d. plus grande que $Z_L = \omega L$). Cette fréquence est appelée fréquence de résonance propre. Il faut toujours utiliser une bobine pour une fréquence de fonctionnement en dessous de sa fréquence de résonance propre.

Pour une fréquence supérieure à la fréquence de résonance propre, l'impédance apparente de la bobine sera beaucoup plus faible que l'impédance théorique calculée (c.-à-d. plus grande que $Z_L = \omega L$)



En d'autres termes la self devra être utilisée en dessous de sa fréquence de résonance propre.

Pour des self très importantes, on peut remédier à ce phénomène en bobinant la self en plusieurs paquets et en écartant ces paquets les uns des autres.

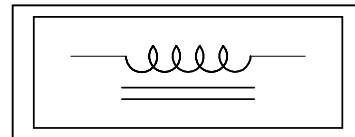
Les bobines ont aussi un coefficient de température, et comme le cuivre se dilate, la surface de la bobine a tendance à augmenter, et la self aussi, le coefficient d'une bobine constituée par du fil de Cu est donc positif !



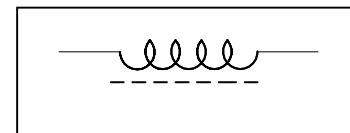
3.3. Influence du noyau

Afin de régler la valeur de l'inductance, les bobines sont généralement munies d'un noyau ferrite ou d'un noyau en aluminium. Mais l'utilisation d'un noyau permet aussi d'augmenter considérablement la valeur de l'inductance.

Le symbole ci-contre représente une bobine avec un noyau en feuille d'acier



tandis que le symbole ci-contre représente une bobine avec un noyau en poudre de fer ou en ferrite



3.3.1. Les noyaux à poudre de fer

La firme américaine Amidon produit un large éventail de tores en poudre de fer.

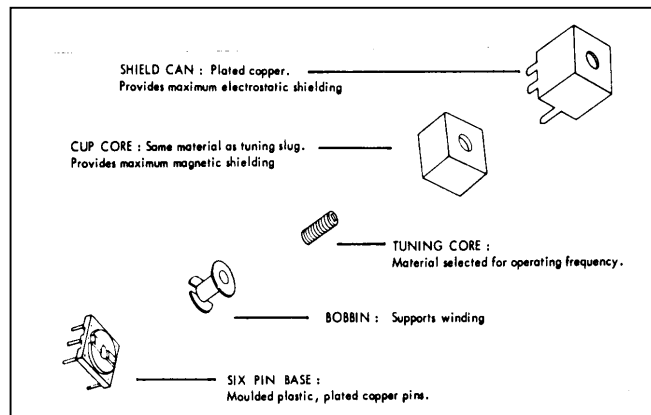
Toute la série T-12 à T-520 utilise des poudres de fer. Le nombre indique le diamètre extérieur en 1/100^{ème} de pouce, un T-200 aura un diamètre extérieur de 2" soit env. 5,08 cm.

Dans le catalogue on trouve la liste des caractéristiques des matériaux suivants :

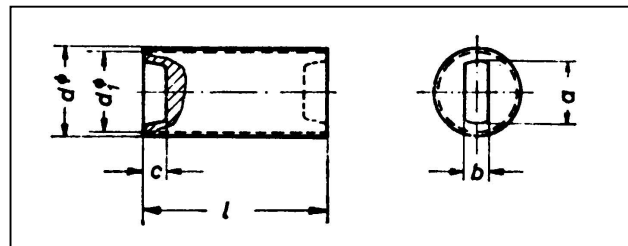
matériau	$\mu =$	couleur	gamme de fréquence	coeff t° (ppm/°C)
#0	1	Mg-Zn	> 200 MHz	
#1	20	Ni-Zn		280
#2	10	rouge	1 à 30 MHz	95
#3	35	gris	50 kHz à 500 kHz	370
#6	8	jaune	20 MHz à 50 MHz	35
#10	6	noir	40 MHz à 100 MHz	150
#12	3	vert-blanc	50 MHz à 100 MHz	170
#15	25	rouge-blanc		190
#17	3	vert-blanc		50
#26	75	jaune-blanc		822

En ce qui concerne les formes, on trouve :

- des **noyaux** possédant un pas de vis et destiné à être mis dans les mandrins en plastics. Ces noyaux possèdent un "frein" constitué d'un tout petit morceau de feutre ou de mousse plastique et qui empêche le noyau de glisser une fois qu'on aura fait l'accord. Ces noyaux sont en outre munis d'une fente pour le réglage. Pour le réglage proprement dit on devra utiliser un tournevis amagnétique (= qui possède dont un μ_r égal à celui de l'air !) sinon le réglage sera faussé.



On peut se demander quelle est la plage de réglage disponible, mais il est difficile de donner un chiffre exact, car l'influence du noyau dépend de sa nature (la nature du matériau ferrite), de la position dans le mandrin, de son volume, de la quantité de matière isolante présente entre le mandrin et la bobine, mais empiriquement on peut dire qu'un noyau ferrite permet d'obtenir par rapport à une fréquence moyenne une variation de fréquence d'accord de $\pm 15\%$. Evidemment en enfonçant le noyau (en le mettant plus au centre de la bobine...) la fréquence diminue. La figure donne une vue éclatée de tout un support pour réaliser une bobine ou un transfo à FI.



- des **tores**



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

3.3.2. Les noyaux ferrites

Les ferrites sont des oxydes de la forme MFe_2O_4 dans lequel M représente un métal tel que le nickel, le manganèse le zinc ou le cuivre. Les principales caractéristiques de ces ferrites sont

- le coefficient de perméabilité relative μ_r (c.-à-d. en prenant comme référence la perméabilité de l'air ou du vide) qui vont de 60 à 3000 environ, et,
- la plage de fréquence où ils sont utilisables, au-delà de cette fréquence les pertes deviennent importantes.

Les firmes Philips/MBLE/RTC proposent ainsi dans son catalogue les composants ferrites suivants :

matériau	$\mu =$	gamme de fréquence	utilisation
3D8	68	0,2 à 2 MHz	
3E1	2500		
3E2	> 5000		
3H1	220	1 à 700 kHz	
3H2	2300		
4C6	>100		

La firme américaine Amidon produit un large éventail de matériaux ferrites. Dans le catalogue on trouve la liste des caractéristiques des matériaux suivants :

matériau	$\mu =$	composition	gamme de fréquence	coéff. t° (% entre 20 et 70°C)	utilisation
#33	850	Mg-Zn	1 kHz à 1 MHz		bâtonnet pour antenne
#43	850	Ni-Zn	30 MHz à 400 MHz	1	tore et perles ferrites
#61	125	Ni-Zn	0,2 à 200 MHz	0,15	tore, bâtonnet, baluns à 2 trous
#63	40		15 MHz à 25 MHz	0,1	tore
#64	250	Ni-Zn	jusque 4 MHz		perle
#67	40	Ni-Zn	10 MHz à 80 MHz	0,13	
#68	20		80 MHz à 180 MHz	0,06	tore
#72	2000		0,5 MHz à 50 MHz	0,6	tore
#73	2500		0,5 MHz à 50 MHz		perle
#75	5000		1 kHz à 1 MHz	0,9	transfo, tore et perle
#77	2000		0,5 MHz à 50 MHz	0,6	tore , pot, perle

Code Amidon :

FT xx yy	Ferrit Toroid = tore ferrite	xx = diamètre en centièmes de pouce , yy = matériau
FB yy zz	Ferrit Bead = perle ferrite	yy = matériau , zz = numéro de la forme
R yy dd ll	Rod = bâtonnet	yy = matériau, dd = diamètre ,

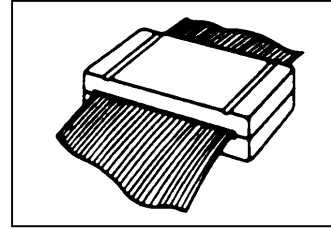
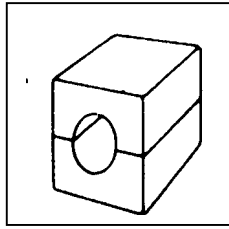
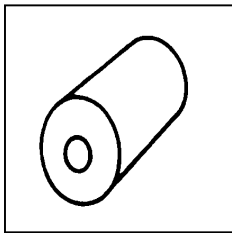


Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

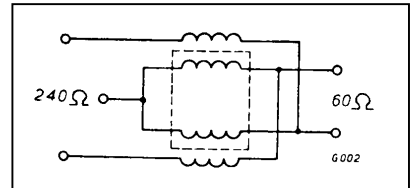
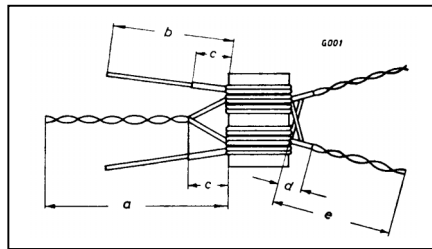
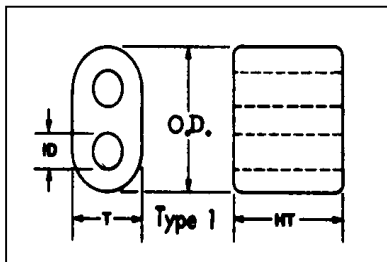
Il = longueur en centièmes de pouce

Parmi les formes des matériaux ferrites, on trouve principalement :

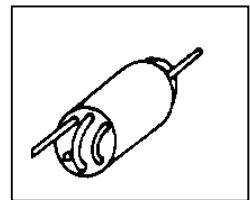
- des **perles de ferrites** à glisser sur un fil d'alimentation par exemple et qui constituera une self de choc pour un domaine de fréquence qui va de 30 MHz à 1 GHz. On peut aussi trouver des blocs en deux parties destinés à être mis au dessus de câbles existants et déjà équipés de connecteurs, on peut aussi trouver des blocs prévus pour être mis au dessus de câbles plats (câbles en nappe). Ces perles peuvent aussi être utilisées pour bobiner un transformateur HF ou VHF.



- des noyaux à deux trous que l'on utilise principalement comme transformateur pour des fréquences allant de 100 kHz à quelques 300 MHz. Les 3 figures montrent le noyau, le bobinage et le schéma électrique qui y correspond. Cette forme de transfo présente moins de pertes que la simple perle ferrite décrite ci-dessus.



- des noyaux à 6 trous utilisés comme self de choc (ce sont les fameuses "**VK200**" des schémas !). On peut faire 1,5 ou 2,5 tours. L'inductance est de l'ordre de 2 à 12 μH et ces selfs servent essentiellement de self de choc dans le domaine de 10 MHz à 1000 MHz.



- des **bâtons de ferrites** utilisés dans les antennes des récepteurs portatifs pour les OM et les OL
- des **tores de ferrites** qui permettent de réaliser des inductances relativement importantes sous un petit volume ou de réaliser des transformateurs. Pour déterminer l'inductance d'un tore on utilise un coefficient A_L qui est exprimé en mH par 1000 tours ou en μH par 100 tours. Donc on applique les formules suivantes :



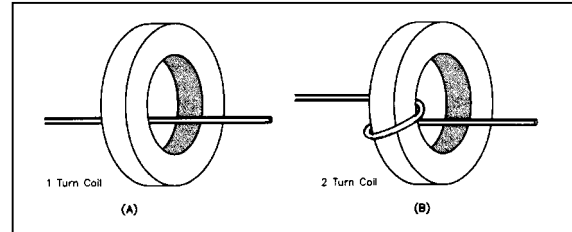
Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

$$L_{(mH)} = n^2 \times A_L \times 10^{-6} \quad \text{si } A_L \text{ est en mH par 1000 tours}$$

ou

$$L_{(\mu H)} = n^2 \times A_L \times 10^{-4} \quad \text{si } A_L \text{ est en } \mu H \text{ par 100 tours}$$

où n représente bien sûr le nombre de spires
Mais il faut encore bien savoir compter le nombre de spires, sur la figure (A) ci-contre il y a 1 spire, et sur la figure (B) il y a 2 spires !!



Exemples:

- 1) On a un tore ferrite de la marque Amidon, ce tore est du type FT-50, et en matériau 43 (c'est un numéro donné par le fabricant !). Quelle est l'inductance si on fait une bobine de 10 tours ?

Dans le catalogue Amidon, on trouve que $A_L = 523$ en mH par 1000 tours donc
 $L_{(mH)} = A_L n^2 \cdot 10^{-6} = 523 \times 100 / 1000000 = 0,0523 \text{ mH} = \text{en } 52,3 \mu H$

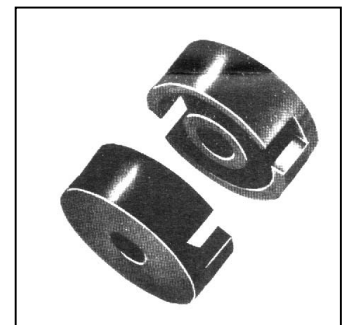
- 2) On a un tore Amidon du type T-50 et en matériau 6. Combien faut-il de tours pour obtenir une self de $500 \mu H$?

Dans le catalogue on trouve $A_L = 40$ en μH par 100 tours.
 $n = 100 \sqrt{500/40} = 100 \sqrt{12,5} = 100 \times 3,5 = 350$ tours

- 3) On veut faire une bobine dont l'impédance soit plus grande que 50Ω sur la bande des 160 m. On dispose d'un tore T-200 avec un matériau 6 dont $A_L = 100 \mu H / 100$ spires. Combien de spires faut-il bobiner ?

$Z = \omega L \gg 50 \Omega$ d'où $L \gg 50 / \omega = 50 / (2 \pi \cdot 1,8 \cdot 10^6) = 4,4 \mu H$, prenons 10 x supérieur donc $L = 50 \mu H$. Par conséquent $n = 100 \sqrt{50/100} = 100 \sqrt{0,5} = 100 \times 0,71 = 71$ tours

- les **pots ferrites** permettent de réaliser des bobines de fortes inductances avec relativement peu de spires, avec une faible fuite. Les pots ferrites sont principalement utilisés pour les alimentations à découpage, les convertisseurs de tensions (DC-AC-DC), pour les transformateurs en audio fréquence (filtres et oscillateurs), pour les transformateurs en moyenne fréquence jusque 10 MHz environ. La figure ci-contre représente un pot en ferrite, il manque le mandrin en plastique pour réaliser le bobinage et l'armature métallique qui va maintenir le pot fermé.



Remarque :

- les noyaux en **poudre de fer** sont TOUJOURS utilisés lorsque valeur de la self est critique (par exemple un circuit oscillant)
- les **ferrites** sont toujours utilisées lorsque ????



3.3.4. Les noyaux en aluminium et en laiton

Pour un noyau en aluminium, la variation est de l'ordre de $\pm 8\%$, mais contrairement aux noyaux ferrites, si on enfonce le noyau la self diminue et par conséquent la fréquence augmente.

3.3.5. La saturation des noyaux

On se souviendra du cours d'électricité où on atteignait la saturation d'un noyau magnétique lorsque le bobinage était traversé par un courant important. Il en est de même pour les bobines à noyau utilisées en électronique et en radioélectricité, toutefois lorsque les signaux manipulés sont faibles (circuits FI, oscillateurs, ...) on sera généralement en dessous du seuil de saturation. Toutefois il faudra tenir compte de ce phénomène pour les puissances élevées (étages de sortie, coupleurs d'antennes et baluns).

3.3.6 L'effet de pelliculaire ou "skin effect"

Nous avons déjà parlé de cet effet de peau lorsque nous avons étudié les résistances. Revoir le paragraphe 1.6.

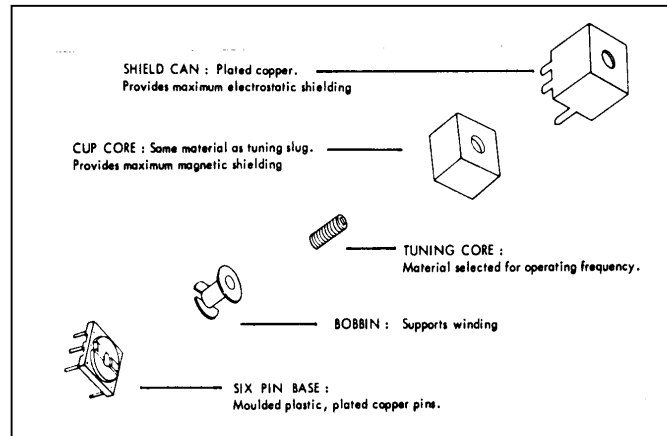
L'effet de peau va augmenter la résistance et par conséquent va faire diminuer le facteur de qualité Q de la self. Pour obtenir des circuits aussi sélectifs que possible et donc avoir des bobines avec des grands facteurs de qualités on peut par exemple utiliser du fil de cuivre argenté.

3.4. Influence du blindage

Pour éviter les couplages magnétiques et capacitifs entre un circuit d'accord, on blinde les bobines.

On réalise un blindage électrostatique en mettant simplement un morceau de tôle entre les deux bobinages et en mettant celle-ci à la masse.

Blinder un bobinage contre l'induction magnétique est un problème plus délicat, car si nous mettons autour de la bobine un capot, tout se passe comme si on mettait autour de la bobine une spire en court-circuit. Avec un blindage électromagnétique, on va donc ainsi augmenter les pertes dans le bobinage (Q va diminuer) et on diminue le coefficient de self induction. Pour réaliser un bon blindage magnétique sans affecter les qualités de la self, on doit donc réaliser un grand capot.



3.5. Fils pour la réalisation de bobinage

On utilise du

- fil de **cuivre nu argenté** : pour tous les bobinages à spires NON-jointives et pour des fréquences allant de 10 MHz à 1 GHz. Etant donné que l'argent est le meilleur conducteur et que seul la couche superficielle participe réellement à la conduction on recouvre les fils de Cu avec 5 à 20 microns d'argent.
- fil de **cuivre émaillé** pour les bobines à plusieurs couches dont le diamètre va de 0,02 à 2 mm. Le fil émaillé est utilisé pour les bobines de 100 kHz à 30 MHz.
- fil de **cuivre émaillé à verni soudable** : Les vernis soudables évitent de devoir dénuder le fil pour réaliser la connexion, cette opération constitue une perte de temps dans l'industrie et un risque de cassure à cause des outils tranchants qui laissent toujours un point de rupture sur le fil. Les vernis soudables fondent en fait à une température de l'ordre de 150°C. L'emploi de ce fil n'est pas recommandé pour les transformateurs où les températures peuvent être relativement élevées et où le risque de claquage est alors beaucoup plus important
- fil de **cuivre guipé** c.-à-d. du fil de cuivre entouré de soie
- fil de **Litz** qui se compose d'un certain nombre de fils de cuivre isolés les uns des autres et que l'on a entortillés.

Il existe plusieurs formes de bobinages, c'est-à-dire plusieurs façon d'enrouler le fil qui forme le bobinage :

- spires jointives ou espacées



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

- bobinages à une ou à plusieurs couches
- bobinages en nid d'abeille
- bobinages en fond de panier

3.6. Technologie des bobinages

3.6.1. Les bobinages en l'air

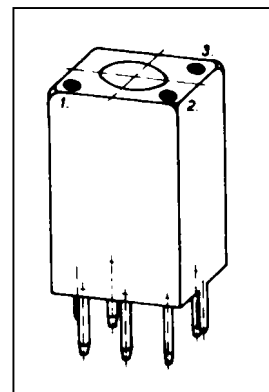
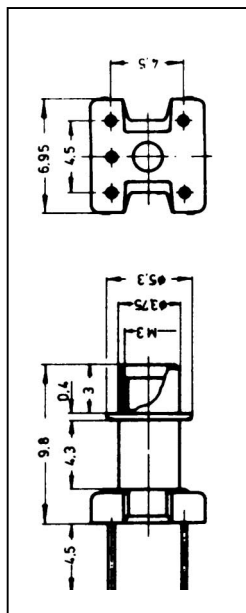
Ils sont principalement utilisés en VHF et en UHF, lorsqu'il y a peu de spires (1 à 10 spires) et lorsque le fil est assez rigide pour assurer une certaine solidité de la bobine.

3.6.2. Les bobinages sur mandrin, avec ou sans noyau, avec ou sans blindage

Ils sont utilisés dans les circuits amplificateurs accordés, ils comportent habituellement un noyau plongeur ajustable, ce qui permet de faire varier l'inductance dans un rapport de 3 environ.

Pour la gamme de fréquence de 100 kHz à 100 MHz, on utilise généralement des noyaux ferrites. Pour les circuits VHF et UHF, l'introduction d'un noyau magnétique peut augmenter les pertes, c'est pourquoi on préfère utiliser un noyau de cuivre ou d'aluminium.

Afin de réduire les influences extérieures (couplage et bobines peuvent être équipées de blindages en cuivre



rayonnement) les
ou en aluminium.

3.6.3. Inductance d'un morceau de fil, microstrip et bobinages imprimés

Un morceau de fil placé à une certaine distance d'un plan de masse possède une certaine inductance mais pour les UHF-SHF cette inductance peut déjà être suffisante pour réaliser un circuit accordé. Cette structure peut être réalisée en circuit imprimé, ce qui permet de réaliser des "microstrip" ou morceau de ligne, cette technique permet d'obtenir une reproduction aisée et précise dans les chaînes de fabrication. Pour les VHF, la ligne peut devenir trop longue, on "l'enroule" alors sur elle-même.

3.6.4. Les bobinages avec noyau en oxydes magnétiques

Les bobinages avec noyau en oxydes magnétiques sont très utilisés pour les circuits à FI dans les récepteurs.

3.6.5. Les pots ferrites

Les pots ferrites sont essentiellement utilisés pour réaliser des bobines (ou des transfos) pour les basses fréquences et pour des fréquences atteignant quelques MHz au maximum.

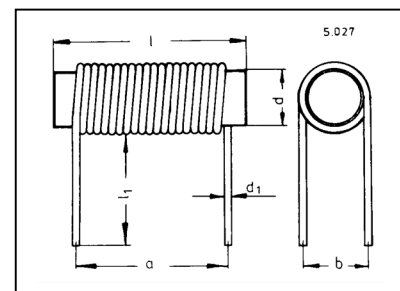
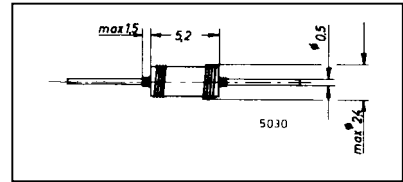
3.6.6. Les selfs de choc ou "RF chokes"

Leur but est de constituer une résistance assez faible afin de laisser passer le courant continu, (pour assurer la polarisation d'un tube ou d'un transistor), mais de présenter une impédance assez forte pour le courant alternatif (c.-à-d. pour le signal utile).

Les selfs de chocs peuvent aussi se présenter sous la même forme qu'une résistance (voir figure ci-contre). Valeurs généralement disponibles : de $0,4 \mu\text{H}$ à 10 mH . Elles peuvent être marquées selon le code de couleur, et la valeur exprimée en μH .

En VHF et en UHF, les selfs sont généralement bobinées en l'air, 2 à 5 tours de fil de $0,3 \text{ mm}$ bobiné en l'air avec un diamètre de 3 mm sont généralement suffisants.

Ci-contre une self de choke utilisée pour arrêter les flancs raides dans une alimentation à découpage. Le centre est un bâtonnet en ferrite. Ces selfs supportent de 1 à 10 A . Valeurs disponibles $0,5$ à $10 \mu\text{H}$.





3.7. La self en alternatif

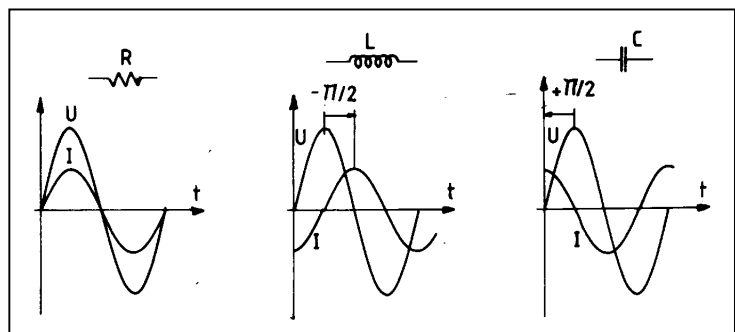
Lorsqu'une self est utilisée en courant alternatif, on définit sa réactance comme le rapport entre la tension appliquée et le courant qui passe par le condensateur. La réactance d'une self vaut

$$X_L = \omega L$$

avec ω = pulsation = $2 \pi f$

Mais ce n'est pas tout, car il y a encore un déphasage entre le courant et la tension de $-\pi/2$, on dit aussi que le courant est en retard de $\pi/2$ et, en anglais on emploie le terme 'leading',

Par convention l'angle de déphasage se mesure en prenant la tension comme référence.



3.8. Que faut-il connaître pour l'examen HAREC ?

Le programme HAREC prévoit les points suivants :

- self induction
- l'unité : le henry
- l'effet du nombre de tour, du diamètre de la longueur et d'un noyau sur l'inductance
- la réactance $X_L = \omega L$
- phase entre la tension et le courant
- facteur de surtension Q
- effet de peau
- pertes dans les noyaux

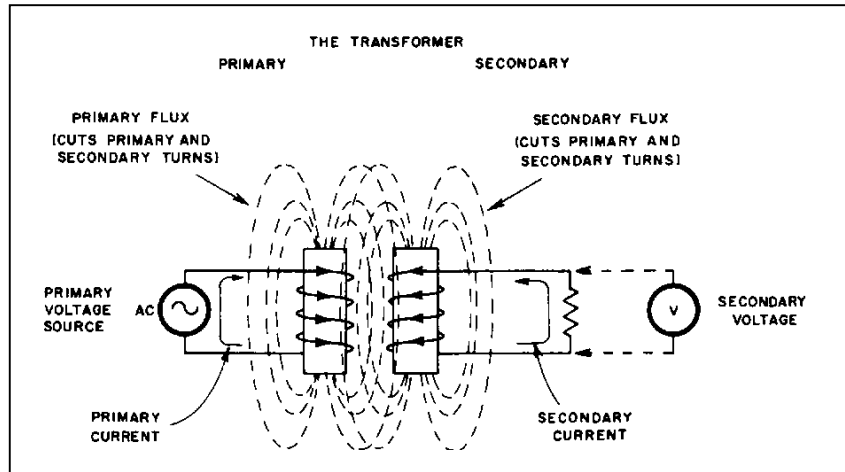
4. Les transformateurs

4.1. Généralités

Si nous branchons une bobine sur une source de courant alternatif, il y aura un courant alternatif dans la bobine et un champ magnétique alternatif.

Si nous disposons une seconde bobine dans ce champ magnétique, une tension y sera induite. C'est le principe du transformateur.

Lorsque deux bobines se trouvent ainsi l'une près de l'autre, on dit alors que les deux bobines sont couplées, et qu'il existe entre elles une **inductance mutuelle**.



Le rapport entre l'inductance mutuelle et l'inductance mutuelle maximale obtenue lorsque tout le flux magnétique traverse l'autre bobine est appelé **coefficient de couplage**.

Dans un transformateur on essaie que ce facteur de couplage soit le plus élevé possible, c.-à-d. qu'il soit voisin de 1. C'est pour cette raison que les deux bobinages sont sur un noyau magnétique. Ce noyau magnétique peut être constitué de tôles ou de matériaux magnétiques (voir les bobinages).

Tout transformateur possède donc au moins deux enroulements : un enroulement primaire et un enroulement secondaire (raccordé à l'utilisation).

Dans un transformateur, l'énergie peut être transférée d'un circuit vers un autre sans connexion galvanique, c.-à-d. sans contact.

On dit d'un transformateur est un transformateur parfait si toute la puissance du primaire se retrouve au secondaire, c.-à-d.

$$\text{transformateur parfait} \rightarrow P_{\text{primaire}} = P_{\text{secondaire}}$$



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

Il faut toutefois savoir qu'en réalité il n'en est pas exactement ainsi dans un transformateur réel :

- une partie de la puissance est perdue par l'effet Joule, en effet le courant I_p qui circule dans le bobinage primaire de résistance interne r_p produit une puissance thermique gale à $r_p I_p^2$. Il en est de même au secondaire où on a $r_s I_s^2$. Les pertes totales sont donc égales à $r_p I_p^2 + r_s I_s^2$ et sont appelées des "pertes dans le cuivre".
- une autre partie de la puissance est perdue par les courants de Foucault. Le champ magnétique coupe également le noyau et induit des courants dans les tôles du noyau. Ce courant produit aussi une certaine quantité de chaleur qui chauffe les tôles. C'est pour réduire ces pertes que le noyau est constitué de tôle. Ces pertes dépendent de la nature des tôles utilisées pour le noyau, ou de la nature du noyau ferrite. Ces pertes sont appelées les "pertes dans le fer".

Le rendement d'un transformateur ($P_{\text{sec}} / P_{\text{prim}}$) traduit donc les effets de ces pertes.

- les tout petits transformateurs ($< 10 \text{ W}$) ont des rendements de l'ordre de 50 à 60 %.
- les transformateurs de 20 à 200 Watts ont des rendements de 70 à 80 %
- les transformateurs de forte puissance ($> 500 \text{ W}$) ont des rendements de l'ordre de 90 à 95 %

Pour un transformateur réel on a donc

$$P_{\text{primaire}} = P_{\text{secondaire}} + \text{pertes}_{\text{fer}} + \text{pertes}_{\text{cuivre}}$$



4.2. Relations entre les tensions, les courants et les impédances

La formule de base qui régit les transformateurs

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{n_1}{n_2}$$

mais un transformateur permet aussi d'adapter l'impédance c.-à-d. que l'impédance vue du côté primaire du transformateur ou d'une façon encore plus générale.

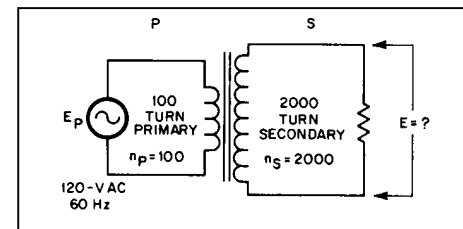
$$\frac{Z_1}{Z_2} = \sqrt{\frac{n_1}{n_2}}$$

Exemples :

- 1) Un transformateur d'alimentation (50 Hz ou 60 Hz) possède 100 spires au primaire et 2000 spires au secondaire. Ce transformateur est alimenté par 120 V. Calculez la tension au secondaire ?

$$U_s = U_p (n_s / n_p) = 120 (2000/100) = 120 \times 20 = 2400 \text{ V}$$

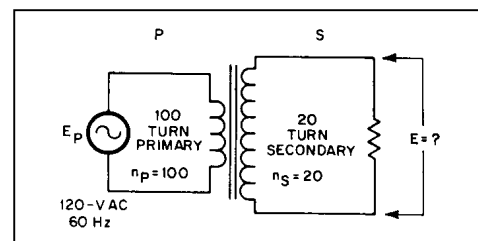
Dans ce cas nous avons un transformateur élévateur (sous en tension de tension)



- 2) Un autre transformateur d'alimentation (50 Hz ou 60 Hz) possède 100 spires au primaire et 20 spires au secondaire. Ce transformateur est alimenté par 120 V. Calculez la tension au secondaire ?

$$U_s = U_p (n_s / n_p) = 120 (20/100) = 120 \times 0,2 = 24 \text{ V}$$

Dans ce cas nous avons un transformateur abaisseur (sous en tension de tension)





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

- 3) On a un transformateur 220 V / 24 V. Du côté secondaire (24 V), le courant est de 10 A. Quel est le courant au primaire ?

$$I_p = I_s (n_s / n_p) = 10 (220/24) = 91,66 \text{ A}$$

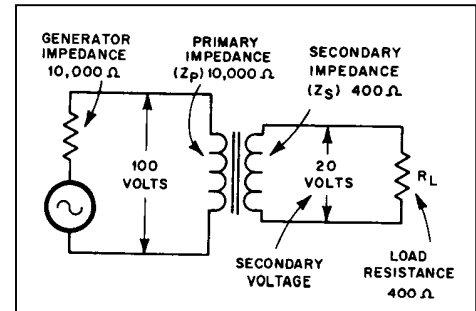
- 4) On a un transformateur 220 V / 3500 V. Du côté primaire (220V), le courant est de 25 A. Quel est le courant au secondaire ?

$$I_s = I_p (n_p / n_s) = 25 (220 / 3500) = 3,9 \text{ A}$$

- 5) On a un générateur qui fournit 100 V et sa résistance interne est de 10.000 Ω. On doit adapter ce générateur à une impédance de 400 Ω. Calculez le rapport de transformation et calculez la tension au secondaire.

$$n_p / n_s = \sqrt{Z_p / Z_s} = \sqrt{10000 / 400} = \sqrt{25} = 5$$

La tension au secondaire sera donc de $100 / 5 = 20 \text{ V}$



- 6) On a un transformateur audio dont l'impédance du primaire est de 2000 Ω et le rapport de transformation est de 24. Calculez l'impédance du secondaire.

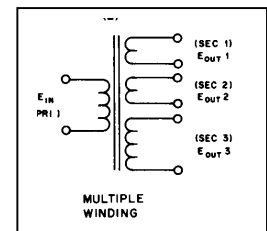
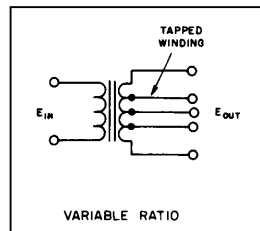
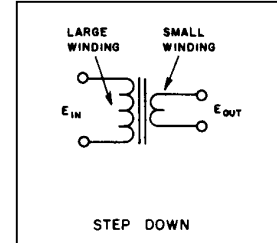
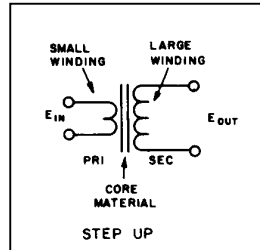
$Z_s = Z_p (n_s / n_p)^2 = 2000 (1 / 24)^2 = 3,47 \text{ Ω}$. En pratique on pourra donc brancher un haut parleur de 4 Ω, entre 3,47 et 4 il ne devrait pas y avoir une trop grande désadaptation.

4.3. Les différents types de transformateurs ou la technologie des transformateurs

4.3.1. Classification d'après les enroulements

On peut distinguer

- le transformateur élévateur de tension où $n_2 > n_1$
- le transformateur abaisseur de tension où $n_2 < n_1$
- le transformateur à prises multiples
- le transformateur à enroulements multiples
- le transformateur à prise médiane
- l'autotransformateur



4.3.2. Les transformateurs à la fréquence du secteur

Les transformateurs à la fréquence du secteur (50 Hz ou 60 Hz) ont des noyaux en minces tôles de fer. Un transfo conçu pour 60 Hz aura un noyau magnétique un peu moins important que celui qui aura été conçu pour 50 Hz.

Si on applique du 50 Hz à un transformateur conçu pour 60 Hz et qu'on essaye d'en "tirer" la puissance nominale, ce transformateur va chauffer. A la longue ce transformateur peut même brûler. Au contraire si on applique du 60 Hz à un transformateur conçu pour 50 Hz, il n'y aura aucun problème et on pourra en "tirer" la puissance nominale.

Dans les avions, la fréquence est de 400 Hz, ce qui veut dire que dans ces transformateurs il y a encore moins de fer et que leur fonctionnement sur 50 ou 60 Hz est totalement incompatible.

Les formes les plus classiques de noyau sont

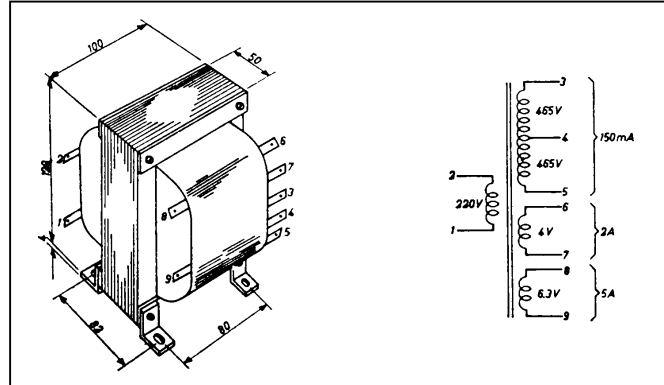
- double C
- les tôles dites E-I
- les transformateurs toriques
- les transfos surmoulés



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence HAREC

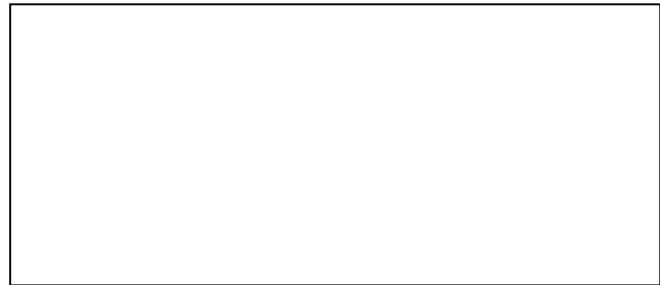
- **transformateur d'alimentation** : La tension du secteur (généralement 220V~) ne convient pas directement pour alimenter un montage, pour les équipements à tubes, elle est trop faible et pour les équipements à transistors, elle est trop élevée.

La figure ci-contre représente un transformateur utilisé pour les petits montages à tubes (ampli, récepteurs, appareils de mesure, etc ..). On y remarque deux enroulements à 455 V utilisés pour faire la haute tension après un redressement bi-alternance et un filtrage adéquat. On y remarque aussi deux enroulements pour les filaments, l'enroulement de 4 V sert au filament du tube redresseur, l'autre enroulement à 6,3V sert aux filaments des autres tubes.



Pour l'alimentation des circuits à transistors, on a besoin de tension beaucoup plus faible ...

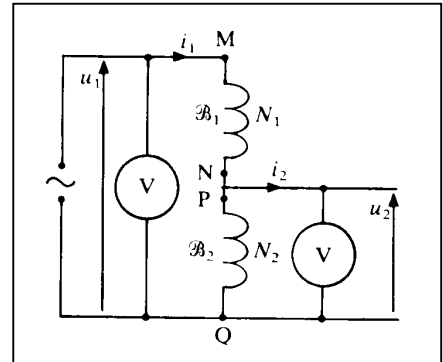
Les transformateurs utilisés en électronique et dans le domaine des radioamateurs vont de quelques watts à quelques centaines de watts.



- **transformateur d'isolement** : Un transformateur d'isolement permet de résoudre les problèmes de d'isolation galvanique. Si par exemple il faut mettre un des conducteurs à la masse, il est préférable de passer par un transfo d'isolement. Les transfos d'isolement sont aussi utilisés dans les laboratoires, pour permettre de raccorder par exemple la masse de l'oscilloscope à la terre et pour ne pas de devoir le laisser à un potentiel flottant. Les transfo d'isolement permettent aussi d'adapter la tension (110, 220 ou 380 Volt)

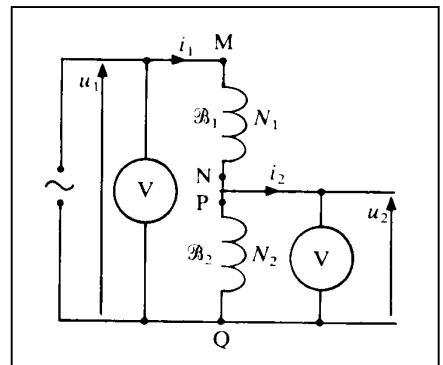


- **autotransformateur** : Dans un autotransformateur le primaire et le secondaire du transformateur utilisent une partie du bobinage en commun. L'autotransformateur peut être élévateur de tension (1ère figure) ou abaisseur de tension (2ème figure). Les propriétés de l'autotransformateur sont :
 - le primaire et le secondaire ne sont pas isolés,
 - à puissance égale un autotransformateur est plus petit qu'un transformateur. L'autotransfo sera plus léger et moins coûteux.

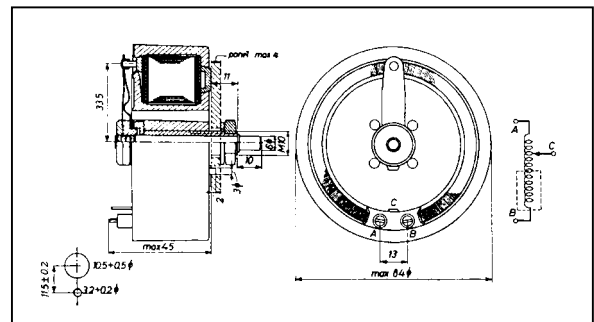


On utilise essentiellement des autotransformateurs :

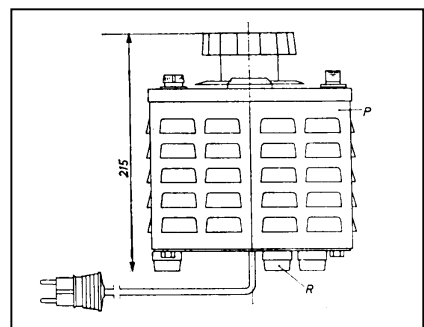
- pour alimenter des appareils électriques qui étaient prévus pour une autre tension: par exemple pour alimenter des vieux appareils 110V à partir du 220 V ou inversement.
- on peut aussi utiliser un autotransformateur en voyage pour alimenter un rasoir électrique qui ne marche qu'en 220 V sur un réseau à 110 V.
- pour rattraper la tension en bout de ligne. Supposons que l'on soit très loin de la cabine de transformation de la compagnie d'électricité et que la tension soit de 190 V au lieu de 220 V. Dans ce cas on peut utiliser un autotransfo pour "regagner" ces quelques 30 Volts.



- **autotransformateur variable** : il s'agit d'un autotransformateur qui possède un curseur. Le bobinage est réalisé sur un noyau cylindrique et le fil est dénudé pour former une piste sur laquelle glisse un curseur (un peu comme le curseur d'un potentiomètre).



L'autotransformateur variable est utilisé dans les laboratoires pour faire des tests d'alimentations par exemple. Ils sont le plus souvent encastrés dans des boîtiers tels que représentés ci-contre





4.3.2. Les transformateurs audio

Pour les fréquences audio, on utilise soit des transformateurs avec des noyaux de fer ou avec des noyaux en ferrites. La principale caractéristique est la bande passante à transmettre. Un transfo audio pour la Hi-Fi doit par exemple laisser passer de 20 Hz à 20000 Hz.

En audio on utilise essentiellement les transfos

- pour adapter l'impédance, par exemple l'impédance d'un amplificateur audio de puissance à l'impédance du haut parleur
- pour isoler galvaniquement un montage d'un autre, par exemple la sortie d'un récepteur avec l'entrée de la carte son d'un ordinateur

4.3.3. Les transformateurs HF ou FI

Pour les hautes fréquences ou pour les fréquences intermédiaires les transfos sont réalisés sur des noyaux en ferrites ou alors il n'y a pas de noyau

- transformateur HF :
- pertes - saturation du noyau

4.4. Un problème classique : mesurer la température à l'intérieur d'un transfo

Pour mesurer la température à l'intérieur du bobinage on peut faire deux mesures

- on mesure la résistance de l'enroulement à froid (20°C) , on a $R_1 = R_0 (1 + \alpha t_1)$
- après une longue période de fonctionnement, on débranche rapidement le transfo et on mesure la résistance de l'enroulement à chaud on a $R_2 = R_0 (1 + \alpha t_2)$

Sachant que α du cuivre vaut 1/234,5 (0,004264) on en déduit $R_2/R_1 = (234,5 + t_2) / (234,5 + t_1)$

4.5. Que faut-il connaître pour l'examen HAREC ?

Le programme HAREC prévoit les points suivants :

- transformateur idéal [$P_{prim} = P_{sec}$]
- la relation entre le rapport du nombre de spires et
- le rapport des tensions : $U_{sec}/U_{prim} = n_{sec} / n_{prim}$
- le rapport des courants : $I_{sec}/I_{prim} = n_{prim} / n_{sec}$
- le rapport des impédances (aspect quantitatif uniquement)
- les transformateurs



Chapitre 2 : Les composants

(suite)

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Dans un document précédent nous avons vu

- 2.1. Les résistances
- 2.2. Les condensateurs
- 2.3. Les selfs
- 2.4. Les transfos

nous continuons maintenant avec les composants actifs....

2.5. Les diodes

2.5.1. Généralités

Un peu d'histoire : on pourrait dire que l'histoire de la radio commence avec la découverte de la diode... en effet, les premiers postes de radio n'utilisaient qu'un simple circuit accordé (bobine et condensateur) et une galène (c'est-à-dire du sulfure de plomb naturel, PbS). Avec une pointe métallique on recherchait alors avec la pointe l'endroit le plus favorable pour entendre la station désirée.

En 1883 Edison, invente la diode à vide (ou 'valve'), il découvre qu'une cathode chauffée dans un tube où on a fait le vide s'entoure d'un nuage d'électrons. Si on place dans ce tube une 'plaque', les électrons sont attirés vers celle-ci si elle est portée à un potentiel positif par rapport à la cathode, il circule alors un courant dans le tube.

En 1907, Lee de Forest a l'idée de placer entre la cathode et la 'plaque', une plaque trouée ou 'grille' pour contrôler le flux d'électrons et ainsi naît la triode....

Actuellement, il n'est plus question ni de galène, ni de diode à vide, mais bien de diodes semi-conductrices, elles se présentent sous formes de minuscule boîtier, muni de deux connexions métalliques (ou des fils) que l'on raccorde au circuit.

Dans ce paragraphe nous ne considérons que les diodes à semi-conducteur, mais il faut simplement savoir qu'à côté de ces diodes à semi-conducteurs il y a aussi les diodes à vides, les diodes à gaz, les diodes à vapeurs métalliques (diodes à vapeur de mercure) etc. ...

*Tous comme pour les galènes, les premières formes de diodes semi-conductrices étaient des **diodes à pointe**, un fil métallique était en contact avec une pastille de germanium.*

*Mais on peut aussi réaliser une **diode à jonction** en joignant une pastille de semi-conducteur du type n avec une pastille de semi-conducteur du type p.*

Les diodes qui servent à redresser le courant alternatif sont généralement plus grandes, certains modèles sont mêmes équipés d'un boulon afin d'être fixées sur un refroidisseur.



2.5.2. Les semi-conducteurs

Les semi-conducteurs présentent des propriétés physiques situées entre celles des conducteurs et celles des isolants.

En général les semi-conducteurs sont composés de **germanium** (dont le symbole chimique est **Ge**) ou de **silicium** (**Si**). Les semi-conducteurs sont caractérisés par le fait qu'ils ont 4 électrons de valence. Afin de contrôler les propriétés conductrices on part d'un cristal de semi-conducteur très pur et on y ajoute des impuretés. Ce processus s'appelle de **dopage**.

Si un semi-conducteur est dopé avec un élément qui a plus que 4 électrons de valence, il y aura un électron libre et le semi-conducteur est dit du **type N**. Si le semi-conducteur est dopé avec un élément qui a moins de 4 électrons de valence, il y aura un électron libre manquant ou un trou excédentaire et le semi-conducteur est dit du **type P**. On n'utilise jamais un semi-conducteur à l'état pur, mais bien des "morceaux" de semi-conducteur du type N ou des "morceaux" de semi-conducteurs du type P.

Imaginons donc un semi-conducteur de type N, avec

- ses électrons libres majoritaires, et,
- ses trous liés¹

et un semi conducteur de type P avec

- ses trous libres majoritaires, et,
- ses électrons liés

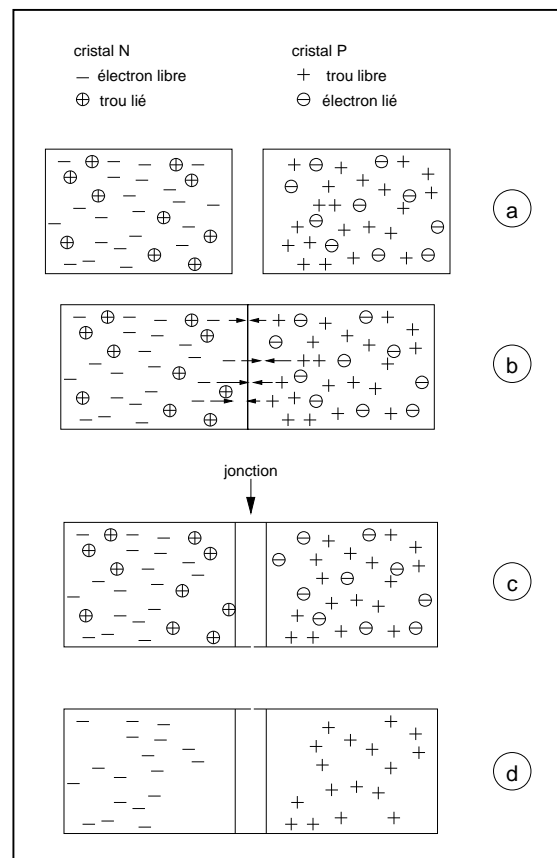
Avant la formation de la jonction nous avons la situation de la figure a. A l'instant précis où on accole les deux morceaux de semi-conducteurs, les électrons libres du cristal N vont migrer et annuler les trous libres du cristal P (figure b).

De sorte qu'il se forme une zone sans porteur appelée jonction (figure c). La largeur de cette zone est de l'ordre de $1\mu^2$ soit 0,001 mm

Comme les charges liées n'interviennent pas dans les mécanismes, nous pouvons simplifier le dessin (figure d).

Le côté P de la diode est appelé **anode**, alors que le côté N est appelé **cathode**. Dans un usage normal, et dans un circuit, l'anode est connectée au côté positif de la source d'alimentation, la cathode est connectée au côté négatif.

Le courant passe de la cathode vers l'anode, c.-à-d. que l'excès d'électrons de la couche N circule vers la couche P qui possède des trous.



Les trous sont en fait des "vides d'électrons", c'est un emplacement qui manque pour y mettre un électron. Par conséquent un trou possède une charge positive égale, mais de signe contraire, à celle de l'électron.

Les électrons et les trous sont appelés les porteurs de charges parce qu'ils constituent le courant d'un côté à l'autre de la jonction.

Lorsqu'on n'applique aucune tension à la jonction, la jonction entre les matériaux de type N et de type P agit comme une barrière qui empêche les porteurs de charges de voyager d'une couche à l'autre.

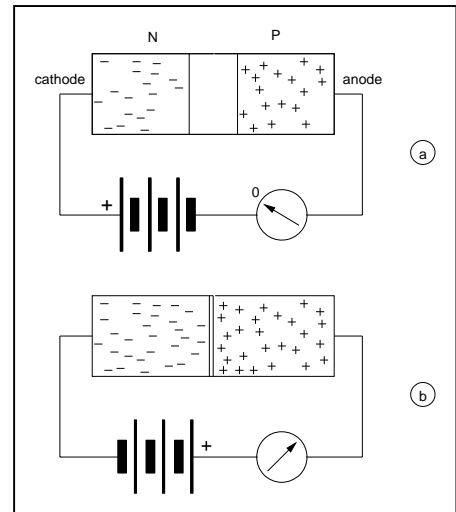
¹ Les éléments liés sont indiqués par des cercles.

² Lire "un micron".

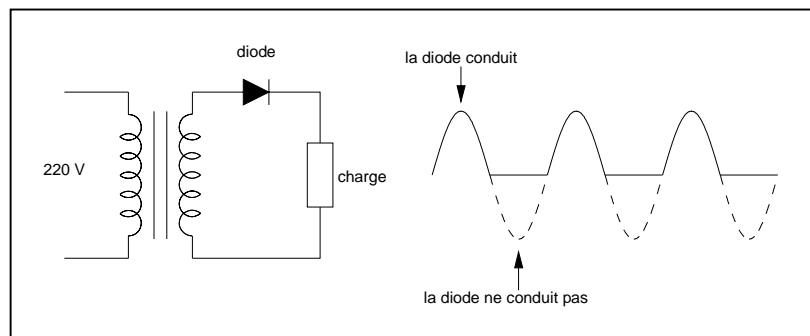


Par contre lorsqu'on applique une tension à une jonction, les porteurs de charges vont pouvoir traverser la barrière et la diode va conduire c.-à-d. que le courant va pouvoir passer au travers de la diode. Lorsque l'anode de la diode est portée à un potentiel positif par rapport à la cathode, les électrons sont attirés au travers de la barrière de potentiel de la couche N vers la couche P et vers la borne positive de la batterie. Comme les électrons voyagent au travers de la couche P, ils vont remplir certains trous et en laisser d'autres après leur passage, de telle sorte que les trous vont sembler se diriger dans l'autre sens vers la borne négative de la batterie. Lorsqu'une diode est connectée de cette manière, on dit qu'elle est polarisée dans le **sens passant**.

Si les polarités de la batterie sont inversées, l'excès d'électrons dans la couche N est éloigné de la jonction par la borne positive de la batterie. De la même manière les trous de la couche P sont éloignés de la jonction par la borne négative de la batterie. Par conséquent les électrons ne pourront pas franchir la jonction et il n'y aura pas de courant dans la diode. Lorsque l'anode est connectée à la borne négative et que la cathode est raccordée à la borne positive, la diode ne conduit pas, on dit qu'elle est polarisée dans le **sens bloquant**.

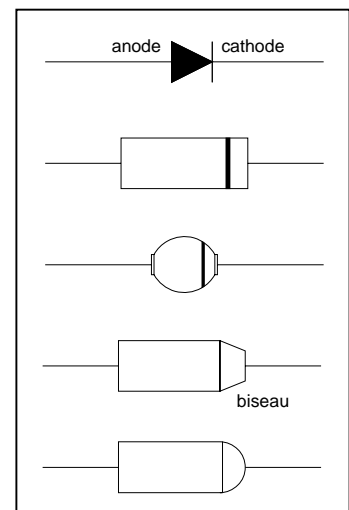


On voit maintenant que les diodes à jonction sont utilisées dans des circuits de redressement : ils ne permettent le passage que dans une seule direction. Lorsqu'un signal sinusoïdal est appliqué à la diode, la diode sera polarisée dans le sens passant pendant une alternance et dans le sens bloquant durant l'autre. Par conséquent le courant passera pendant une alternance et sera bloqué pendant l'autre. Le courant de sortie est un courant continu pulsé, mais le courant circule toujours dans la même direction.



Une diode est représentée par le symbole ci-contre. Sur le boîtier de la diode on trouve généralement un trait qui représente la cathode, mais il s'agit aussi parfois d'un biseau ou d'un côté arrondi.

On trouvera plus de détails sur la théorie des semi-conducteurs dans une annexe intitulée "Physique électronique et atomique"





2.5.3. Caractéristiques des diodes

Les diodes à jonction ont des tensions maximum et des courant maximum qu'il faut respecter si on ne veut pas les endommager (c.-à-d. les détruire).

La tension maximum est appelée **tension inverse** ou **peak inverse voltage (PIV)** : c'est la tension maximum que la diode supporte lorsqu'elle est dans le sens bloquant. Bien qu'une diode soit faite principalement pour laisser passer du courant, il y a des moments où elle sera polarisée dans le sens bloquant. La tension inverse que les diodes peuvent supporter va d'une centaine de volts à 1000 V et parfois beaucoup plus.

Dans le sens bloquant on remarque aussi que quelques électrons et trous sont formés par l'effet de la température. Ces électrons et ces trous produisent un très faible courant appelé **courant de fuite**. La valeur du courant de fuite dépend forcément de la température, puisque c'est elle qui en est l'origine. Si la tension inverse est trop grande, le courant de fuite augmente très vite et de façon pratiquement incontrôlable, ce courant peut alors produire la destruction de la diode. Le point où ce phénomène apparaît est appelé **point d'avalanche** et au delà de ce point on parle de la **zone d'avalanche**. Cette zone d'avalanche est mise à profit dans les diodes zéners (voir plus loin).

Le **courant maximum** que la diode peut supporter lorsqu'elle est polarisée dans le sens passant est également une caractéristique très importante de la diode. ce courant est de l'ordre de 100 mA pour les petites diodes utilisées pour détecter des signaux HF (voir plus loin) à des valeurs de 100 A et plus pour les circuits redresseurs industriels.

Le paramètre important est la **chute de tension dans le sens direct**, cette chute de tension dépend exclusivement du type de matériau, elle est de 0,6 à 0,7 V pour une diode au silicium et de l'ordre de 0,3 à 0,3V pour une diode au germanium.

Le dernier paramètre intéressant est la **puissance dissipable** que la diode peut dissiper, ainsi une diode appelée "signal diode" et destinée à détecter un signal modulé en amplitude ne sera traversée que par un très faible courant, disons 1 mA. La puissance dissipée est alors de 1 mA x 0,3 V soit 0,3 mW. Mais il faut encore pondérer ce facteur par le fait que le courant ne passe que pendant une alternance sur deux et que la modulation n'est pas toujours à son maximum. Par contre, dans un redresseur industriel, le courant peut atteindre 100 A il en résulte donc une puissance de 100 A x 0,6 V soit 60 W. Ici aussi le courant ne passe que pendant une fraction du temps (50% du temps).

2.5.4. Les fonctions des diodes

Dans les paragraphes précédent nous avons déjà évoqué quelques applications des diodes, nous allons y revenir plus en détails ici.

Les diodes sont utilisées pour traiter des signaux faibles, pour supprimer une alternance d'un signal, pour charger un condensateur avec un signal alternatif, etc. ... ou appelées ces diodes des **diodes de signal**. Elles se présentent sous forme d'une minuscule ampoule de verre de 1 mm de diamètre et d'une longueur de 3 mm environ. Elles peuvent aussi se présenter dans un boîtier en plastic ou comme diode CMS (composant à montage de surface).

Les diodes sont aussi utilisées pour transformer un signal HF modulé en amplitude en signal audio de cette façon, nous pouvons écouter la radio par exemple (broadcast, onde moyenne), la diode réalise ainsi la fonction de **détection**.

Comme les diodes possèdent une courbe caractéristique courant-tension qui n'est pas linéaire, on peut les utiliser comme **diodes mélangeuses** dans les circuits à changement de fréquence.

Les diodes sont utilisées pour transformer le courant alternatif en courant continu (ou mieux dit, en courant unidirectionnel). On dit aussi qu'une diode *redresse* le courant alternatif. Les **diodes redresseuses** sont



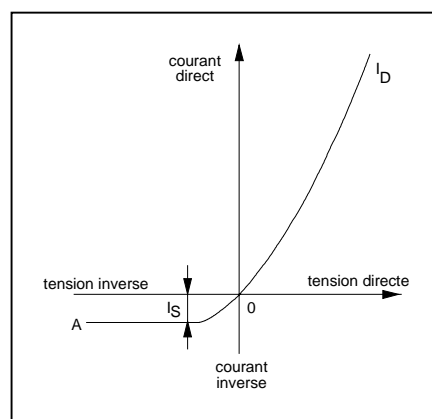
utilisées dans les alimentations, ces alimentations sont capables de débiter des courants de 100 mA à plusieurs dizaines d'ampères voire plusieurs centaines d'ampères dans le cas des redresseurs industriels. Pour des valeurs de courant entre 1 et 10 A, ces diodes se présentent dans un boîtier en plastic de 2 à 5 mm de diamètre et d'une longueur de 5 à 15 mm. Pour des redresseurs à partir de 6 A, les diodes peuvent se présenter elle se présente dans un boîtier avec un boulon, ce qui permet de les monter sur un refroidisseur pour mieux évacuer la chaleur.

Il faut encore mentionner des **diodes de redressement haute tension** utilisées dans les téléviseurs et les oscilloscopes par exemples, et qui vont supporter jusque 30 kV par exemple. Afin de supporter de telles tensions les diodes sont constituées de plusieurs diodes mises en série. Un des problème consiste à éviter les claquages au travers de la poussière qui pourrait se déposer sur le corps de la diode.

2.5.5. Courbe caractéristique de la diode

1. Sans tension extérieure il existe, d'une part, un **courant de diffusion I_d** dû aux électrons et aux trous d'énergie suffisante pour remonter la barrière de potentiel. Mais d'autre part, il existe un **courant dû aux trous et aux électrons I_s** et engendré par l'agitation thermique et qui descendent la barrière de potentiel. Donc sans tension, $I_d = I_s$

2. Si nous appliquons une tension inverse, elle élèvera la barrière de potentiel, et diminuera I_d , et dès que I_d deviendra négligeable (sous quelques dixièmes de volts), le courant se réduit au courant d'agitation thermique I_s , et ce courant est indépendant de la tension... c'est ce qui explique la partie OA de la courbe caractéristique de la diode.



3. Si nous appliquons une tension directe, elle diminuera la barrière de potentiel et le courant de diffusion sera de $I_d = I_s \exp (e V / k T)$
avec $e =$ charge élémentaire de l'électron = $1,6 \cdot 10^{-19}$ C
 $k =$ constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/°K,
 $T =$ température absolue

Le courant total est égal à $I_d - I_s = \exp (e V / k T - 1) \approx \exp (e V / k T)$

Exemple pratique: Calculez le rapport I_d/I_s pour 17°C et pour une tension de 0,3 V ?

$$I_d/I_s = \exp (e V / k T) = \exp (1,6 \cdot 10^{-19} \times 0,3 / 1,38 \cdot 10^{-23} \times 290) = \exp (11,994) = 161781$$

Un bref retour en arrière pour comparer les courbes de diodes au germanium et au silicium :

	seuil	courant de fuite
Ge	≈ 0,3 V	plus grand
Si	≈ 0,7 V	plus petit



2.5.6. Les types de diodes à semi-conducteurs

2.5.6.1. Les diodes à pointe³

Un cristal semi-conducteur est scié en disque de 1 mm d'épaisseur et il est soudé à l'étain sur un support métallique.

Un fil de platine iridié, de tungstène-molybdène de 0,1 mm de diamètre forme la pointe, est appliqué sur le cristal et soudé, et une brève surintensité crée une jonction, en effet le fil diffuse alors des impuretés dans le cristal.

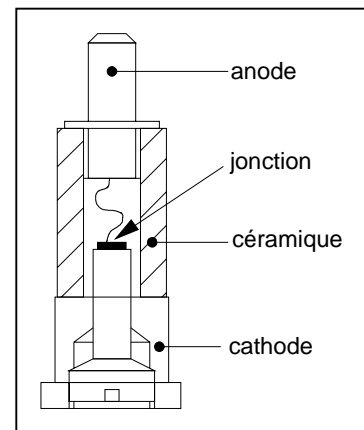
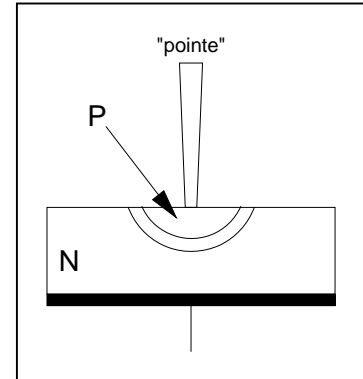
La capacité de la diode est très faible (de l'ordre du pF), et ces diodes sont principalement utilisées comme diodes détectrices en HF, VHF, UHF ou micro-ondes.

La figure ci-contre représente une diode genre 1N23 utilisée dans les micro-ondes. C'est une diode à pointe dans un "support" un peu particulier.

Dans les montages radioamateur et d'électronique générale, les diodes à pointe les plus populaires sont

type	caractéristiques
AA119	30 V , 30 mA
OA95	90 V , 50 mA

PHOTO
DIODES 1 DE



³ C'est le type de diode qui ressemble le plus à la galène de nos grands-parents.



2.5.6.2. Les diodes à jonction pour faible signal

C'est la diode telle que nous l'avons déjà décrite au § 2.5.2. Mais il existe deux façons de réaliser des diodes à jonctions pour faibles signaux :

- Fabrication d'une diode à jonction par **alliage** : Prenons l'exemple d'une diode au germanium : on commence d'abord à préparer du germanium très pur, puis on le contamine à l'antimoine. On débite le monocristal en tablettes de 2 mm d'épaisseur. On place au-dessus de la tablette de semi-conducteur une bille d'indium, puis on chauffe le tout à 550 à 700 °C. L'indium diffuse dans le haut du cristal, qui passe du type n au type p, d'où formation d'une jonction.
- Fabrication d'une diode par **diffusion** : Les impuretés sont amenées en contacts de plaquettes de silicium de quelques dixièmes de millimètre, le tout est porté à une température de l'ordre de 1200° C, les impuretés diffusent vers l'intérieur du cristal, le procédé exige plusieurs heures pour une pénétration de quelques microns.

Dans les montages radioamateur et d'électronique générale, les diodes à pointe les plus populaires sont

type	caractéristiques
1N4148	75 V , 75 mA
1N4448	75 V , 200 mA



2.5.6.3. Les diodes de redressement

Nous en avons aussi déjà parlé ci-dessus. Les diodes de redressement se caractérisent par le fait que les courants supportés sont plus importants et la surface de la jonction PN est donc plus importante, en conséquence une diode de redressement est "plus grosse" qu'une diode pour les faibles signaux.

On distingue d'abord

- une catégorie 1 à 6 A, où les boîtiers sont en plastic,
- une catégorie 6 à 400 A, où les boîtiers sont métalliques et de la forme d'un boulon.

Sélection de quelques diodes de redressement très utilisées :

type	caractéristiques
1N4001	50 V, 1 A
1N4007	1000 V, 1 A
BYW96E	1000V, 3A
1N5401	100 V, 3 A
1N5408	1000V, 3 A
MR752	200 V, 6 A

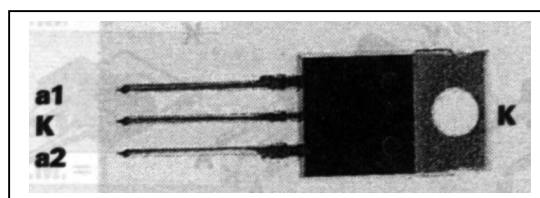
PHOTOS
DE
DIODES 2

2.5.6.4. Les diodes doubles et les ponts redresseurs

Comme nous le verrons plus loin (chapitre 3), dans certains montages redresseurs on utilise deux diodes (redresseur double alternance) ou quatre diodes (redresseur en pont) et par conséquent on trouve aussi deux diodes ou quatre diodes montées dans le même boîtier. Ces éléments simplifient le câblage et le montage.

Sélection des diodes doubles et des ponts redresseurs les plus employés

B250C1500R	250 Veff, 1,5A
B250C3700/2200	250 Veff, 3 A
B250C5000/3300	250 Veff, 5 A
B40C1500R	40 Veff, 1,5A
B40C3700/2200	40 Veff, 3 A
B40C5000/3300	40 Veff, 5 A
B80C1500R	80 Veff, 1,5A
B80C3700/2200	80 Veff, 3 A
B80C5000/3300	80 Veff, 5 A
BY164	60 Veff, 0,5 A
BY179	280 Veff, 0,5 A
BYV34-500	double diode 500 V, 10 A
BYV42-200	double diode 200 V, 15 A



2.5.6.5. Les diodes zéners

Les diodes zéners forment une catégorie spéciale de diodes à jonction, qui sont utilisées dans le morceau de la caractéristique dite **zone d'avalanche**. Le matériau semi-conducteur est fortement dopé ce qui donne une jonction très fine. Une diode zéner est donc toujours utilisée dans le sens bloquant. La tension d'avalanche encore appelée **tension zéner**, peut être contrôlée lors de la fabrication et il existe des diodes zéners allant de 3 à 200 V environ. Les diodes zéners sont utilisées comme source de référence de tension ou comme stabilisateur de tension.

La figure ci-contre montre la courbe caractéristique d'une diode zéner. La tension zéner est ici de 8,2 V. Notez que les échelles de tensions en sens direct et inverse sont différentes.

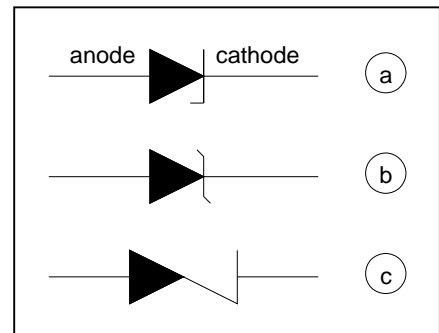
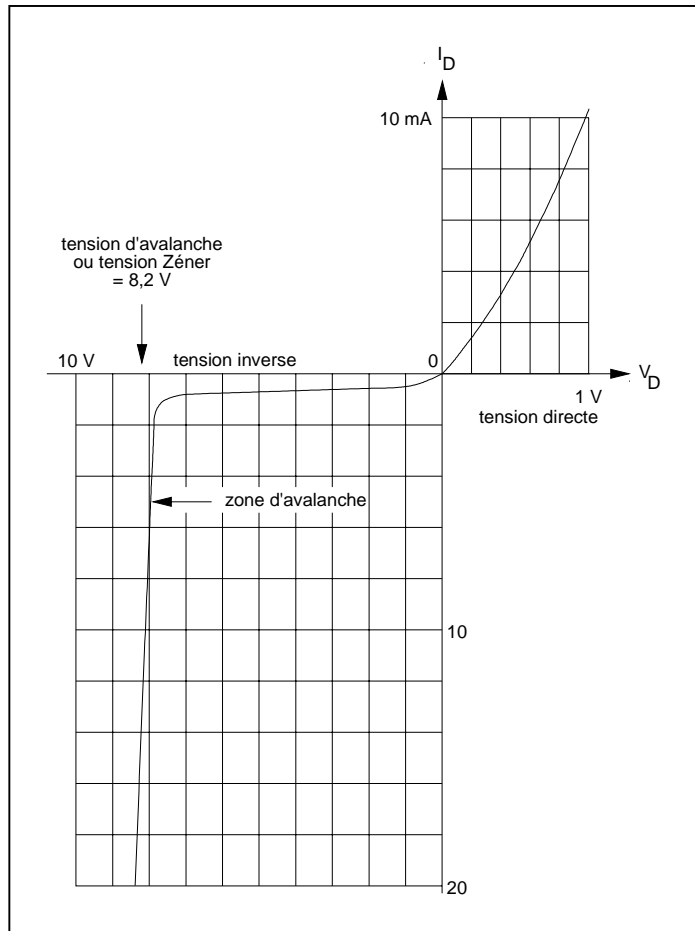
Il existe plusieurs symboles pour représenter une zéner, le premier symbole (fig. a) est le plus courant.

Les diodes zéners existent pour des puissances de 250 mW à 50 W, elles sont montées dans le même genre de boîtier que les diodes de signal ou de redressement, et pour des dissipations de plus de 5 W, elles sont souvent montées sur un boîtier métallique et muni d'un boulon, qui sera fixé sur un refroidisseur.

Les diodes zéners ont un coefficient de température qui dépend de la tension:

- pour des tensions inférieures à 5V, le coefficient de température est négatif,
- pour des tensions de 5 à 6 V, le coefficient de température est nul,
- tandis que pour des tensions supérieures à 6 V, le coefficient de température est positif.

Lorsqu'il faut construire une alimentation stabilisée dont la tension ne dépend pas de la température, il est conseillé d'utiliser des zéners de 6,2 V qui ont un coefficient de température presque nul.





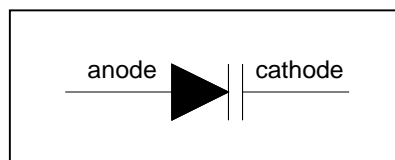
Sélection des diodes zéners les plus utilisées :

type	caractéristiques
BZD23-xx	2,5 W
BZT03-xx	3,25 W
BZV12, BZV13, BZV 14, 1N821	référence 6,5 V
BZV85-xx	1,3 W
BZW03-xx	6 W
BZX75-xx	400 mW
BZX79-xx	400 mW

Des applications pratiques des diodes zéners seront vues au paragraphe des alimentations.

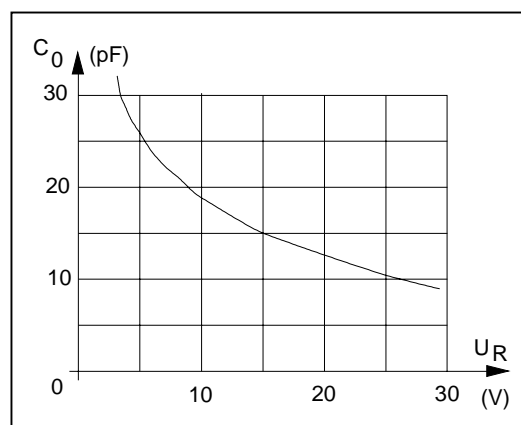
2.5.6.6. Les varicaps

Rappelons qu'il se forme entre les couches N et P d'une diode, une zone neutre. Cette zone se comporte comme le diélectrique d'un condensateur et puisque la largeur de cette zone peut être modifiée par l'application d'une tension inverse, on pourra faire varier la capacité. Une diode varicap s'utilise donc toujours dans le sens bloquant.

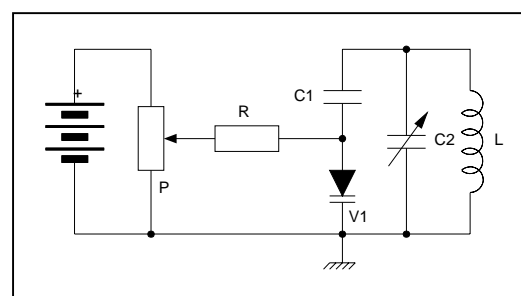


La varicap permet donc de remplacer un condensateur variable en éliminant du même coup tous les problèmes mécaniques qui y sont associés.

La figure ci-contre donne l'aspect de la variation de capacité en fonction de la tension. La capacité maximum d'une varicap varie de quelques pF à 150 pF maximum. Le rapport capacité maximum/capacité minimum est de l'ordre de 3/1. Le symbole de la diode varicap est donné ci-contre. L'aspect des diodes varicaps est semblable à celui des diodes pour faibles signaux.

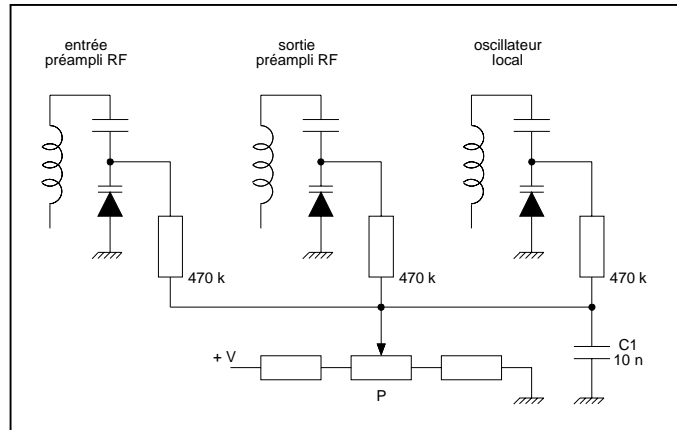


La figure ci-contre représente le schéma d'une application pratique, grâce à un potentiomètre P, on peut créer une tension variable, le circuit HF se compose donc de L et de C2 et de la varicap, le condensateur C1 bloque le courant continu et évite que celui-ci ne soit court-circuité par la résistance de la self L. C1 aura donc une valeur bien supérieure à la valeur de la capacité de la varicap La résistance R évite que le circuit LC soit chargé par le potentiomètre, elle a une valeur de l'ordre de 10 à 100 kΩ



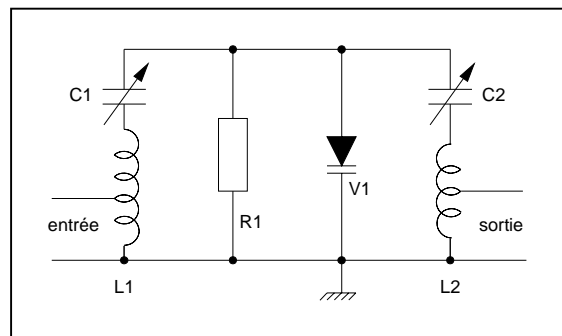


Un des avantages de la varicap est que l'on peut accorder plusieurs étages tels que le circuit d'entrée, l'amplificateur RF et l'oscillateur local simultanément grâce à une seule tension. Le schéma ci-contre montre un tel montage, mais nous n'avons représenté que le circuit accordé et non l'ensemble de l'amplificateur ou de l'oscillateur.



2.5.6.7 Les varactors

La diode varactor est fort semblable à une diode varicap. Un circuit typique d'utilisation est montré à la figure ci-contre. Le circuit d'entrée est composé de L_1 , C_1 , V_1 et le circuit de sortie est composé de L_2 , C_2 , V_1 et d'une résistance de polarisation R_1 . La polarisation apparaît lorsque la tension d'entrée rend la diode conductrice. Etant donné la caractéristique non linéaire de la diode, on retrouve des harmoniques dans le circuit secondaire.





2.5.6.8. Les diodes Schottky ou "hot carrier-diode"

Outre les 3 procédés de fabrications mentionnés ci-dessus (diode à pointe, à jonction par alliage et par diffusion), on rencontre peut aussi réaliser des diodes par le procédé planar.

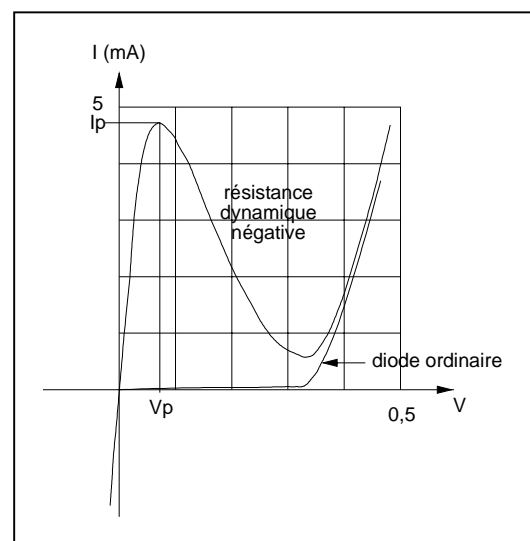
Le silicium est d'abord oxydé, puis, par un procédé photographique on découpe une petite fenêtre, et dans cette fenêtre on dépose du métal.

Elle peut supporter une meilleure surcharge, et offre d'excellente performance aux hautes fréquences, elle est utilisable jusque 50 GHz.

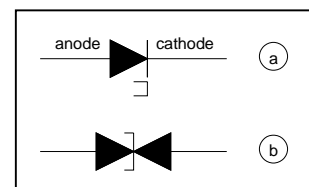
2.5.6.9. La diode tunnel ou la diode gunn

La diode tunnel a été inventée par Esaki en 1963. Une diode tunnel possède une concentration en impuretés 10^5 à 10^6 fois plus grande qu'une diode ordinaire. Elle possède une résistance dynamique négative et fonctionne à des fréquences très élevées. La caractéristique d'une telle diode est montrée à la figure ci-contre.

Les diodes tunnel encore appelées "**diode Gunn**" sont essentiellement utilisées comme oscillateur dans les circuits à micro-ondes, on l'utilise par exemple comme source pour les détecteurs de mouvements (ouvre portes).



La figure ci-contre donne les deux symboles pour une diode tunnel. Pour des applications générales ou $f < 1$ GHz, il existe toute la série 1N3712 à 1N3721.





2.5.6.10. Les diodes PIN

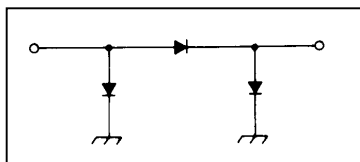
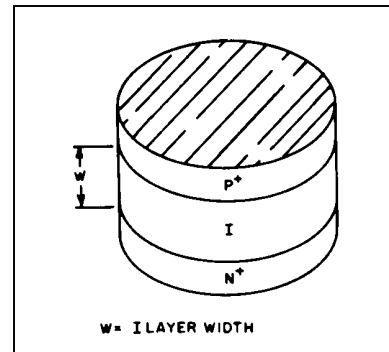
Une diode PIN est composée de 3 couches, une couche de semi-conducteur p, une couche de semi-conducteur n et entre les deux une couche de semi-conducteur pur ou 'i'. Le i signifie qu'il s'agit d'un semi-conducteur à conductibilité intrinsèque. Les caractéristiques de la diode PIN sont principalement fonction de l'épaisseur de cette couche i.

Les diodes PIN ont une résistance dans le sens direct qui varie inversement proportionnellement à la tension appliquée.

Lorsque la diode PIN est polarisée dans le sens bloquant, il n'y a pas de charge dans la zone i, et celle-ci peut être considérée comme un diélectrique à faibles pertes.

Les diodes PIN sont habituellement utilisées pour la commutation de signaux RF (voir chapitre 5). Les diodes PIN sont plus rapides, plus petites et plus fiables que les commutateurs mécaniques.

La figure ci-dessous représente un atténuateur à diode PIN



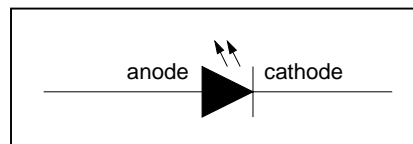
2.5.6.11. Les photodiodes

Si on éclaire la jonction d'une diode, elle fournit un faible courant inverse. Au fait en l'éclairant on produit quelques paires électrons/trous. Les photodiodes sont montées dans des boîtiers transparents. Les photodiodes sont utilisées pour la mesure d'éclairement ou pour des systèmes d'automatisation (détection d'objets par coupure d'un faisceau lumineux).



2.5.6.12. Les diodes LED

Les diodes LED sont composées d'une jonction d'arséniure de gallium ou de phosphate de gallium, et sont capables d'émettre une lumière visible (rouge, vert, jaune, bleu) ou infrarouge. Le mot LED signifie **Light Emitting Diode**, dans les livres français on trouve parfois le terme DEL pour Diode ElectroLuminescente. Les diodes LED sont utilisées dans le sens passant. Le symbole de la LED est représenté ci-contre.



Puisqu'elles émettent de la lumière, le boîtier des LED est constitué d'une matière plastique transparente ou translucide. Ces diodes sont donc utilisées dans le sens direct, la chute de tension est variable selon le type de matériau, c.-à-d. selon la couleur.

couleur	λ (nm)		matériau	tension
rouge	650	GaAlAs	arséniure de gallium	1,75 V
jaune	590	GaPAs		2,1 V
vert	565	GaP		2,1 V
bleu				
infra-rouge				

Les LED sont fort employées comme indicateur, comme témoin de présence de tension, etc. Les modèles les plus courants ont un diamètre de 3 mm et de 5 mm. Outre ces deux dimensions standards, il existe aussi des "jumbo leds" d'un diamètre de 20 mm.

Généralement les longueurs des fils de connexions sont inégales : le fil le plus long est long est l'anode et va au pôle positif.

Une LED normale doit être parcourue par un courant de 5 à 20 mA pour produire une lumière nominale. Il existe toutefois des LED à haut rendement qui donnent leur pleine lumière sous un courant de 1 mA.

La résistance en série se calcule simplement par la loi d'Ohm :

$$R = \frac{E - U_{LED}}{I_{LED}}$$

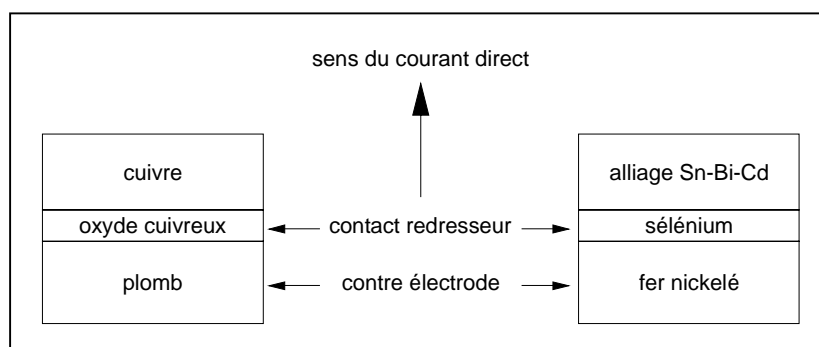
Les LED peuvent aussi être montées de façon à réaliser des afficheurs 7 segments, des afficheurs ou alphanumériques.

2.5.7. Les autres types de diodes

Nous avons évoqué les diodes en abordant uniquement les diodes à semi-conducteurs, mais il faut savoir qu'il y a encore d'autres types de diodes. Ces diodes ont toutes la même propriété : elles ne laissent passer le courant que dans un seul sens.

2.5.7.1. Les redresseurs à l'oxyde cuivreux et les redresseurs au sélénium⁴

La figure ci-dessous représente les deux types de redresseurs, le contact redresseur est généralement très mince.



Les "**redresseurs secs**", c-à-d les "redresseurs à l'oxyde cuivreux" et les "redresseurs au sélénium", ont été utilisés dans les années 1940 à 1960 principalement pour la charge des batteries et le redressement HT. Ce sont aussi des redresseurs semi-conducteurs. Ils ont un faible seuil de redressement (0,3 à 0,4 V pour le sélénium).

2.5.7.2. Les diodes à vide

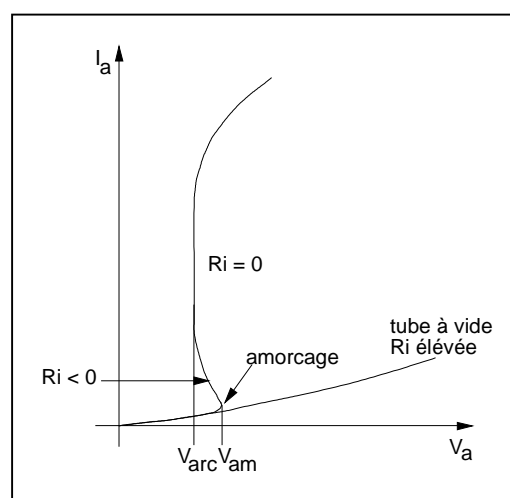
Nous aborderons ces diodes dans le paragraphe 2.6.

2.5.7.3. Les diodes à gaz

Les diodes à gaz contiennent de l'argon, du néon, du krypton, du xénon ou parfois de l'hydrogène. Ils présentent des avantages (par rapport aux diodes à vides ...) de permettre des débits importants.

Lorsque la tension anodique a atteint un seuil V_{am} , le tube s'illumine, le courant augmente considérablement, et la tension anodique diminue nettement. On dit que le tube est amorcé. A l'**amorçage du tube**, le gaz est ionisé.

Dans un tube à gaz il y a deux courants : celui des électrons qui va de la cathode vers l'anode et celui des ions positifs qui va de l'anode à la cathode. Les ions + sont beaucoup plus lents que les électrons. En cours de chemin, certains électrons peuvent se recombiner avec des ions, ce qui produit l'émission de lumière.

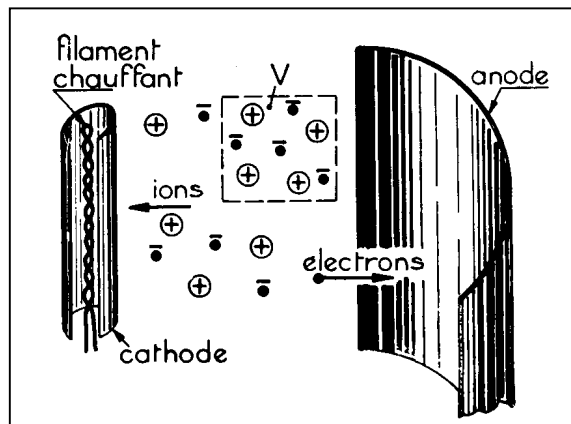


⁴ Karl Braun avait déjà découvert en 1874, qu'une plaque de fer recouverte d'une mince couche de sélénium ne laissait passer le courant que dans un seul sens.



La lumière est jaune orange pour le néon.

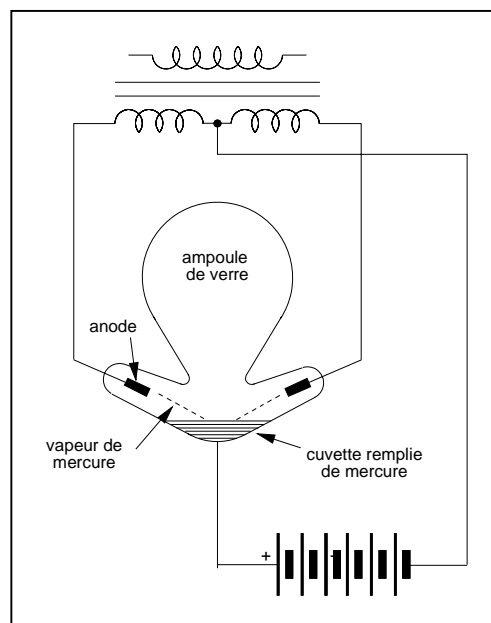
En fait après amorçage, les électrons sortant de la cathode atteignent plus facilement l'anode car il y a des charges positives dans le tube à gaz (par opposition, dans un tube à vide on a une charge d'espace qui freine les électrons !). D'où l'accroissement considérable du courant créé dans le gaz sont accélérés vers la cathode



2.5.7.4. Les redresseurs à vapeur de mercure

Il s'agit d'une ampoule où on amorce un arc électrique avec du mercure. La tache cathodique émet des électrons, ces électrons ionisent la vapeur de mercure. A l'endroit de cette tache cathodique il existe un champ électrique très intense. L'amorçage de l'arc demande moins de 30 Volts lorsque le mercure constitue l'électrode négative, et plusieurs milliers de Volts dans le cas contraire. L'arc dans le mercure présente donc un effet redresseur.

Ces soupapes sont (étaient) surtout utilisées pour le redressement de courant triphasé avec des intensités que quelques dizaines d'ampères à plusieurs kilo-ampères. L'arc produit dans la vapeur de mercure est tout à fait féérique ...



2.5.8. Contrôle des diodes à semi-conducteurs

Lorsqu'un montage est en panne et qu'on désire le dépanner on sera très certainement amené à contrôler les diodes. Il faudra dessouder la diode ou du moins dessouder un des deux côtés de façon à ne pas être influencé par le reste du montage. On utilise alors soit,

- un multimètre numérique sur la gamme 2000 Ω ou sur la position test de diodes et de transistors. On doit obtenir une valeur de l'ordre de "600" pour les diodes au silicium ou de l'ordre de "300" pour les diodes au germanium. Ces chiffres correspondent à la chute de tension de 0,6 V ou de 0,3 V, en effet dans cette position le multimètre se comporte comme une source de courant constant (sur la gamme 2000 Ω cela correspond à 1 mA) et on mesure la tension aux bornes de la résistance ou de la diode. En inversant les polarités on doit avoir une valeur infinie. Si dans les deux directions on obtient des valeurs très faibles c'est que la diode est en court-circuit et si dans les deux cas on obtient une valeur infinie c'est que la diode est ouverte ("claquée").
- un multimètre à aiguille sur le calibre où la valeur 2000 Ω apparaît presque en milieu d'échelle. Ici aussi on doit voir une différence en inversant les polarités.



Le test d'une diode zéner est un peut plus difficile, en effet il faut prendre une alimentation de laboratoire dont la tension est supérieure à la tension de la zéner à mesurer et il faut limiter le courant à 10 mA, par exemple au moyen d'une résistance. Avec un multimètre on doit mesure la valeur de la tension de zéner dans un sens et 0,7 V dans l'autre sens.



2.6. Les transistors

Le transistor fut découvert par J. Bardeen, W.H. Brattain en 1948, la théorie du transistor à jonction fut élaborée par W.B. Shockley en 1949.

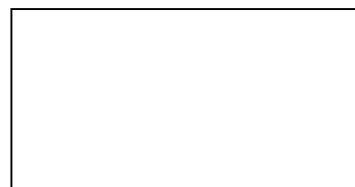
2.6.1. Généralités

Il existe plusieurs types de transistors, chaque type

- les transistors à jonction bipolaire à jonction
- les transistors à effet de champs (et à jonction) JFET
- les transistors Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor ou MOSFET

2.6.2. Les transistors bipolaires à jonction

Le transistor à jonction bipolaire est un dispositif basé sur des jonctions P-N et qui possède 3 bornes. Le transistor est capable d'amplifier des signaux électriques. Il est constitué de deux couches de semi-conducteur du même type avec une couche du type opposé entre les deux. S'il y a deux couches P et une couche N, on dit que le transistor est du type PNP. Dans l'autre cas il s'agira d'un transistor NPN. Un transistor pourrait donc être considéré comme deux jonctions PN dos à dos.



La figure ci-contre représente les symboles des transistors NPN et PNP. Les trois couches sont appelées **émetteur**, **base** et **collecteur**, ces trois couches sont repérées par les lettres **E**, **B** et **C**.



Reprenons notre premier schéma du transistor. Nous savons maintenant qu'il s'agit d'un transistor NPN, nous avons noté le nom des électrodes. Dans un transistor bipolaire, la couche centrale est plus mince que les deux autres. Comme indiqué dans la figure, la polarisation directe de la jonction émetteur base produit le passage d'un courant d'électrons de la base vers l'émetteur, mais également d'un courant de trous de l'émetteur vers la base.



Comme indiqué dans cette figure, le collecteur est raccordé à la borne négative par rapport à la base. En principe il ne circulera aucun courant dans la jonction base collecteur, puisqu'elle est polarisée en sens bloquant. Le collecteur possède maintenant un excès de trous à cause de ceux de l'émetteur qui ont traversé la base. Comme la source de tension connectée au collecteur produit une charge négative, les trous de l'émetteur vont être attirés par le collecteur.

La quantité de courant émetteur-collecteur est pratiquement proportionnelle au courant base-émetteur. A cause de la construction du transistor le courant de collecteur est sensiblement plus grand que le courant dans la base.

Lorsque la jonction base-émetteur d'un transistor est polarisé dans le sens passant, le courant du collecteur est proportionnel à la polarisation appliquée entre base et émetteur. Lorsque le courant de collecteur est à sa valeur maximum, on dit que le transistor est **saturé**. Une augmentation supplémentaire de la polarisation base-émetteur ne produira plus d'augmentation du courant collecteur. D'autre part si la jonction base-émetteur est polarisée dans le sens bloquant, il n'y a aucun courant dans le collecteur on dit que le transistor est **bloqué**.



Une **droite de charge** est une représentation graphique de la résistance du transistors pour un courant de collecteur qui varie entre la saturation et le blocage. En un point de cette droite le transistor présente une résistance infinie (le transistor est bloqué), à l'autre point le transistor a une résistance minimum (le transistor est saturé). Le transistor fonctionne en général sur un point situé entre ces deux extrêmes.

2.6.3. Caractéristiques des transistors bipolaires

Comme nous l'avons mentionné précédemment, le courant au travers du collecteur est pratiquement égal au courant dans l'émetteur. Ceci est caractérisé par le **facteur alpha** du transistor :

$$\alpha = I_C / I_E$$

Ce facteur alpha vaut environ 0,92 à 0,98 pour la plupart des transistors.

Le rapport entre le courant de collecteur et le courant de base est appelé **gain en courant** ou **facteur beta** :

$$\beta = I_C / I_B$$

Si on mesure un courant de base de 1 mA et un courant de collecteur de 100 mA, on dira que le gain en courant ou facteur beta est de 100 ! Les transistors de puissance ont des gains en courant relativement faibles, tandis que certains transistors peuvent avoir des gain de plusieurs centaines.

Les transistors ont également une caractéristique qui indique comment ils se comporte en fonction de la fréquence, il s'agit de la **fréquence de coupure beta** et de la **fréquence de coupure alpha**, qui sont les fréquences auxquelles, ces facteurs n'ont plus que 0,707 x la valeur qu'ils avaient à 1 kHz.

Les transistors peuvent avoir différentes formes ou présentations, selon qu'il s'agit de transistors pour petits signaux, transistors de haute puissance, suivant qu'il s'agit de transistors pour basse fréquence ou pour haute fréquence. Les boîtiers dans lesquels ils sont monté présentent également toutes une série d'aspects différents.

2.6.4. Les 3 montages amplificateurs

2.6.5. Les méthodes de polarisation

2.6.6. Contrôle des transistors bipolaires

Lorsqu'un montage est en panne et qu'on désire le dépanner on sera également amené à contrôler les transistors. Il faudra dessouder le transistor ou du moins dessouder des deux côtés de façon à ne pas être influencé par le reste du montage. On procède alors les deux jonctions, c.-à-d. que l'on mesure la jonction base-émetteur comme si c'était une diode, puis la jonction base-collecteur comme si c'était une autre jonction. On procède exactement comme pour les diodes, mais deux fois. Dans les deux cas on doit obtenir des différences en inversant les polarités.

Comment **reconnaître la base** des deux autres électrodes ? En fait on prend un des fils de l'ohmmètre, et on prend une première connexion du transistor au hasard, avec l'autre fils de l'ohmmètre on touche successivement les deux autres connexions du transistor. Si l'ohmmètre indique une faible valeur c'est que l'électrode commune est la base. S'il n'en est pas ainsi, on recommence l'essai pour un autre fil, puis s'il n'en est toujours pas ainsi, on inverse les polarités de l'ohmmètre.

Certains multimètres comportent également un transistormètre. Il suffit d'insérer le transistor pour mesurer son facteur beta (β).



Un autre test qui peut être réalisé sur un transistor, est de mesurer sa tension base-émetteur pendant qu'il fonctionne dans son circuit. Pour un transistor au silicium monté en amplificateur cette tension doit être de l'ordre 0,5 à 0,7 V. Si cette tension est nulle il se peut que le circuit de polarisation soit défectueux ou que le transistor soit défectueux.

Un dernier test qui peut être réalisé sur un transistor, est de mesurer la tension sur l'électrode de sortie :

- donc on mesure la tension sur le collecteur s'il s'agit d'un montage émetteur commun
- ou on mesure la tension sur l'émetteur s'il s'agit d'un montage collecteur commun

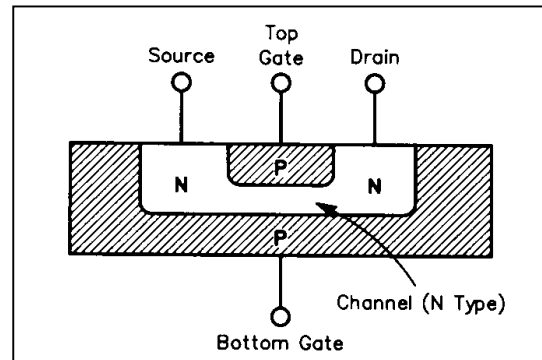
Si la tension est pratiquement nulle ou pratiquement égale à la tension d'alimentation c'est que le transistor est défectueux.



2.6.7. Les transistors à effet de champ à jonction (JFET)

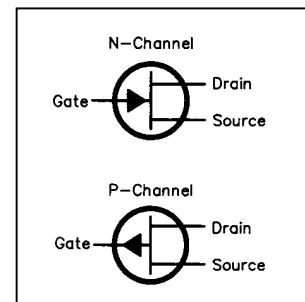
Les transistors à effet de champ diffèrent des transistors bipolaires à jonction par le fait que le mécanisme de la conduction est géré par un champ électrique, alors que dans un transistor bipolaire le mécanisme de conduction est géré par le courant appliqué à la base.

La construction de base d'un transistor à jonction à effet de champ (**JFET ou Junction Field Effect Transistor**) est donnée à la figure ci-contre. Le JFET peut être considéré comme un barreau de silicium qui agirait comme une résistance. La borne par laquelle les porteurs de charge entrent est appelée la **source**, la borne opposée est appelée **drain**. A l'aide d'un matériau semi-conducteur de l'autre type, on crée une jonction. Cette jonction constitue la **gâchette** (gate). On forme ainsi un **canal**. En fait il existe deux types de JFET, le JFET à canal N et le JFET à canal P, selon le type de matériau utilisé pour le matériau qui forme le drain-source.



Les symboles des deux types de JFET sont donnés par la figure ci-contre.

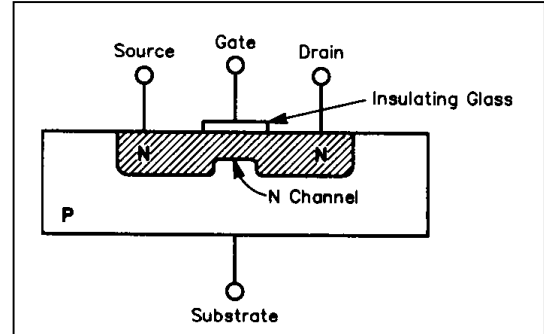
Lorsqu'on applique une tension inverse sur la gâchette, le champ électrique créé dans le canal influence le passage des électrons et diminue celui-ci.





2.6.8. Les transistors MOSFET

La construction de base d'un transistor **MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor)** est donnée à la figure ci-contre. Dans un MOSFET, la gâchette est isolée du canal source-drain par une fine couche diélectrique. De ce fait l'impédance d'entrée est beaucoup plus élevée que dans les JFET ou que dans les transistors bipolaires. Ici aussi il existe des MOSFET à canal N et des MOSFET à canal P

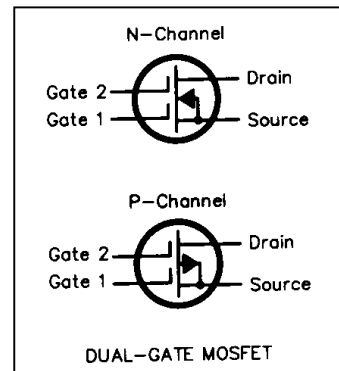
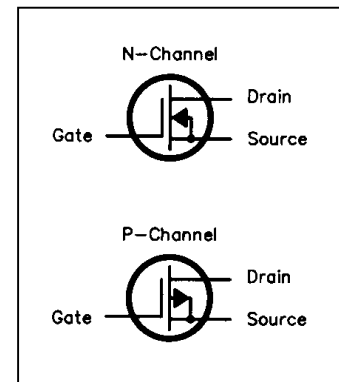


Les symboles des deux types de JFET sont donnés par la figure ci-contre.

Certains MOSFET possèdent deux gâchettes. Ce type de MOSFET est couramment utilisé comme amplificateur RF. Les symboles des deux types de JFET sont donnés par la figure ci-contre.

Dans d'autres cas un transistor MOSFET à canal P est associé à un transistor MOSFET à canal N, on dit alors qu'il s'agit d'un **transistor CMOS** (Complementary Metal-Oxide Semiconductor).

Pratiquement tous les MOSFET et les CMOS possèdent une protection interne contre les charges électrostatiques. En effet le diélectrique de la gâchette est tellement mince qu'une faible charge électrostatique conduirait à la destruction du CMOS. C'est la raison pour laquelle les MOSFET et les CMOS sont équipés de diodes zénères de protection incorporées.





2.6.9. Technologie des semi-conducteurs

Code des transistors européens

1ere lettre	2ème lettre	3ème lettre (facultatif)	numéro
A germanium B silicium	A diode basse puissance, varicap, etc ... B varicap C transistor audio faible puissance D transistor audio forte puissance E diode tunnel F transistor RF faible signal G divers H field probe K générateur à effet Hall L transistor RF de puissance M modulateurs à effet Hall P photo diode ou phototransistor R thyristor S transistor de commutation faible signal T thyristor haute puissance U transistor de commutation haute puissance X diode multiplicatrice Y diode de redressement haute puissance Z diode zéner		
exemple			
B	F	R	90

code des transistor japonais

chiffre	1ere lettre	2ème lettre	numéro	
nombre de connexions électrique moins un	semi-conducteur	A transistor PNP haute fréquence B transistor PNP basse fréquence C transistor NPN haute fréquence D transistor NPN basse fréquence E thyristor à gâchette type p G thyristor à gâchette type n H unijonction J FET à canal P K FET à canal N M triac	type	
exemple				
2	S	C	82D	A

Exercices:

- Que pouvez-vous dire d'un composant marqué AA119 ?
- Que pouvez-vous dire d'un composant marqué OA90 ?
- Que pouvez-vous dire d'un composant marqué BY100 ?
- Que pouvez-vous dire d'un composant marqué BC107 ?
- Que pouvez-vous dire d'un composant marqué 2N2222A ?
- Que pouvez-vous dire d'un composant marqué 2N3055 ?
- Que pouvez-vous dire d'un composant marqué 1N23 ?



2.7. Autres dispositifs semi-conducteurs

2.7.1. Introduction

Bien que le programme HAREC ne prévoise pas de connaître les matières suivantes, nous pensons qu'il est très important d'étudier les circuits intégrés.

Les **circuits intégrés** (IC ou Integrated Circuits) comprennent de nombreux transistors et diodes sur un seul morceau de silicium. Les circuits intégrés peuvent être analogique ou digitaux. La plupart des IC sont encapsulés dans des boîtiers en plastique, d'autres dans des boîtiers métalliques.

Les **circuits intégrés linéaires** sont appelés ainsi parce que la tension de sortie est proportionnelle à la tension d'entrée (fonction linéaire).

Ce qui est remarquable avec les IC c'est qu'on ne doit plus trop se préoccuper de ce qu'il y a à l'intérieur, il faut plutôt apprendre à les utiliser comme des "blocs", il faut apprendre à y mettre les quelques composants (généralement des R et des C) autour, il faut apprendre à lire les notes d'applications et on pourra ainsi réaliser les fonctions les plus complexes.

Nous verrons aussi les **MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits)**, les **thyristors**, les **triacs**, les **optocoupleurs** et les **relais statiques**

Dans ce chapitre devraient aussi venir les **circuits digitaux**, les circuits **TTL** et **CMOS**, mais comme ils font partie d'un point de l'examen HAREC, nous les traiterons à part au paragraphe 9.



2.7.2. Les amplificateurs opérationnels

Un **amplificateur opérationnel** ou **AO** (**op amp** ou **operational amplifier**) est un amplificateur à courant continu avec une entrée différentielle, un haut gain et une bande passante assez élevée. Comprendre ce qu'il y a à l'intérieur d'un AO n'a que peu d'intérêt, il faut plutôt considérer les AO comme des blocs avec lesquels on peut construire des fonctions électronique (un amplificateur, un oscillateur, un comparateur, etc ...).

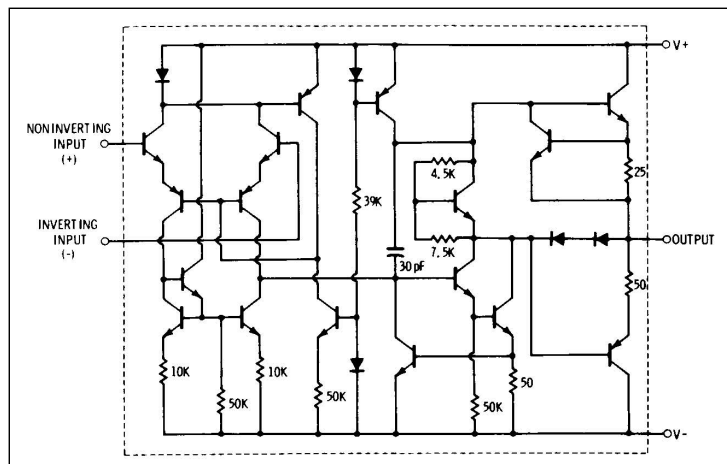
Un AO est un **amplificateur différentiel** ce qui veut dire qu'il possède deux entrées marquées "+" et "-". La figure ci-contre montre le symbole d'un A.O. Si on applique une tension positive à l'entrée "+", le signal de sortie va augmenter vers une valeur positive, si on applique une tension positive à l'entrée "-", le signal de sortie va augmenter vers une valeur négative. La tension de sortie est donc proportionnelle à la différence des tensions. Bien sûr si une des entrées est à la masse, la tension de sortie est proportionnelle à la tension d'entrée et la tension de sortie est en phase si le signal est appliqué à l'entrée "+" et en opposition de phase si le signal est appliqué à l'entrée "-".



En fait "l'intérieur" d'un AO est assez complexe, (voir figure ci-contre) mais heureusement, nous n'aurons pas à nous préoccuper puisque tout ceci est "intégré" sur une puce ...

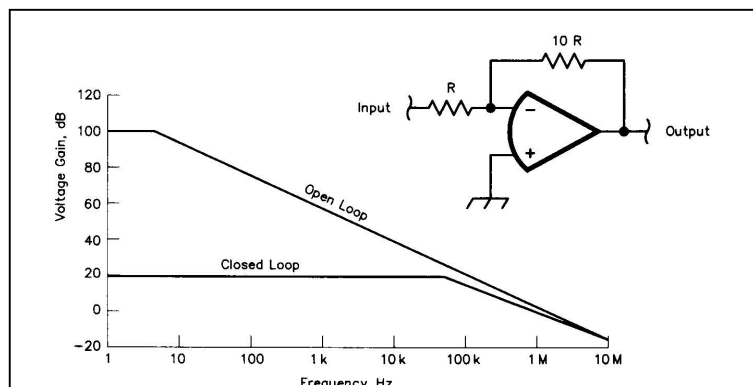
Comme l'entrée est symétrique, l'AO est également alimenté par deux tensions symétriques. Ces tensions vont de + et - 3 V à + et - 15 V habituellement.

Un AO est caractérisé par sa **haute impédance d'entrée** et sa **faible impédance de sortie**. Certains AO sont réalisés selon la technologie des JFET ou des MOSFET et alors l'impédance d'entrée est très élevée (quelques 10 MΩ).



La **bande passante** d'un AO idéal devrait être infinie. En pratique la bande passante va depuis le courant continu (puisque c'est un amplificateur à couplage direct) jusqu'à quelques MHz. Certains AO spécialement conçus pour la vidéo vont jusqu'à quelques dizaines de MHz, d'autres, conçus pour les RF vont jusqu'à quelques centaines de MHz.

Le **gain** des AO est idéalement infini, en pratique on atteint des gains maxima de l'ordre de 1 million de fois. Le gain sans aucun élément extérieur connecté, est appelé **gain en boucle ouverte (open loop gain)**. Utilisé avec un gain maximum, un AO a une trop faible bande passante et devient instable. C'est pourquoi on monte autour de l'AO quelques résistances qui réalisent la contre réaction. C'est ce qu'on appelle le gain en boucle fermée (**closed loop gain**).



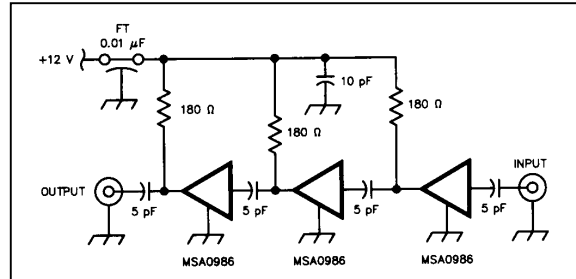
Sélections de quelques AO



741	"un ancêtre"
5558	= 2 x 741

2.7.3. Les MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits)

Ces IC sont relativement petits, ils ont quatre fils de connexion disposés en croix, deux connexions servent à l'alimentation (la masse et le +V) et il y a bien sûr une connexion d'entrée et une connexion de sortie. Les MMIC sont plus intéressants à utiliser que les transistors car ils requièrent moins de composants extérieurs et que leur stabilité est garantie jusqu'à quelques GHz. Les MMIC sont généralement utilisés avec des microstrip, c.-à-d. des circuits imprimés avec une face en cuivre plein et une autre face avec des lignes qui se comportent exactement comme des lignes coaxiales. L'alimentation se fait généralement au travers d'une résistance. Excepté cette résistance et deux condensateurs de liaison, il n'y a aucun autre élément extérieur.



Ces composants sont essentiellement utilisés dans des amplificateurs micro-ondes.



2.7.4. Les thyristors et les triacs

Un **thyristor** encore appelé **Silicon-Controlled Rectifier** ou **SCR** est un composant semi-conducteur qui possède trois connexions appelées anode, cathode et gâchette. C'est en fait une diode dont la conduction peut être commandée (on pourrait aussi dire peut être déclenchée) par la gâchette. Le thyristor ne conduit le courant que dans un seul sens. A l'état normal, un thyristor ne conduit pas tant que l'on n'a pas appliqué une certaine tension entre la cathode et la gâchette. Lorsqu'un thyristor conduit, il reste conducteur même si on supprime la tension entre la cathode et la gâchette. Le thyristor se comporte alors comme une diode. Pour supprimer alors la conduction du thyristor, il faut supprimer la tension entre l'anode et la cathode.

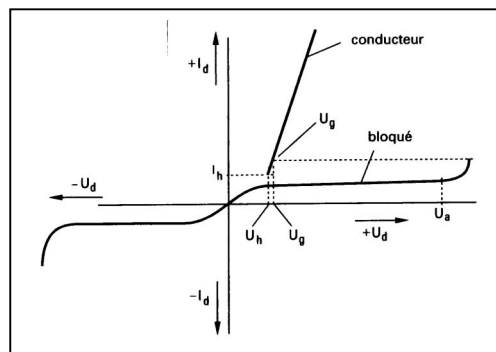
A 6-22

Les thyristors sont essentiellement utilisés pour

- les circuits de mise à la masse dans les montages de protection contre les surtensions (voir plus loin au Chapitre 7, le paragraphe ? qui traite des alimentations),
- les allumages électroniques (allumage de moteur à essence),
- les redresseurs industriels afin de réguler la tension de sortie,
- les régulations de vitesse des moteurs électriques.

Sélection des thyristors les plus courants :

BRX 49 400 V, 0,8 A
BT145 500 V, 25 A, TO-220
BT151 500V, 12 A, TO-220
BT152 500V, 20 A, TO-220
BT157 500V, 3,2 A, TO-220
TIC106 600 V, 5 A
TIC107 400 V, 4A
TIC116 400 V, 8 A





Le **triac** ressemble au thyristor, mais il s'agit d'un élément bidirectionnel. Le courant peut aussi bien passer dans un sens que dans l'autre. Il n'y a plus d'anode et de cathode, mais bien une anode 1 et une anode 2. La tension de commande doit être appliquée entre anode 2 et gâchette.

Les triacs sont essentiellement utilisés comme

- contrôleur d'éclairage ("light dimmer"),
- régulateur de vitesse de moteur AC.

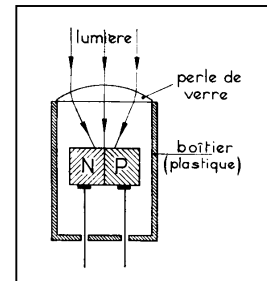
Sélection des triacs les plus utilisés :

BS-04A	400 V , 6 A
BT136	500 V , 4 A , TO-220
BT137	400 V , 8 A , TO-220
BT138	500 V , 12 A , TO-220
BT139	500 V , 16 A , TO 220

A 6-24

2.7.5. Les photodiodes et phototransistors

Les photons d'énergie suffisante créent des paires électron-trou. Le courant au travers de la barrière de potentielle est donc augmentée.



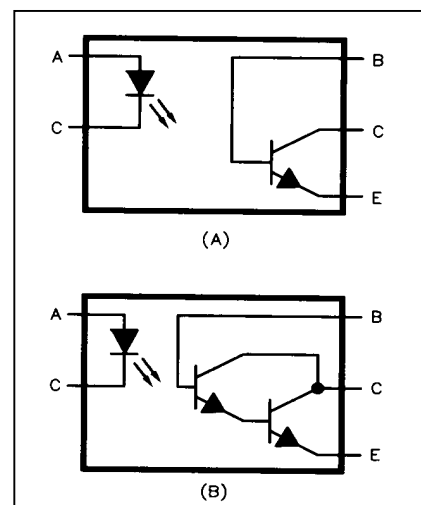
2.7.6. Les optocoupleurs

Un optocoupleur est une combinaison d'une LED et d'un phototransistor, dans un seul boîtier. Ces boîtiers DIL ont généralement 6 broches. Lorsqu'on envoie du courant dans la LED, celle-ci s'illumine et crée des paires électrons-trous dans la base du transistor, ce qui le fait conduire. Par le fait même que l'on utilise de la lumière et non du courant, l'optocoupleur permet de résoudre la plupart des problèmes d'isolation galvanique.

Au lieu d'un transistor (figure A), on peut aussi avoir un transistor Darlington (figure B), il faudra alors moins de courant dans la LED pour faire conduire le transistor.

Les caractéristiques essentielles des optocoupleurs sont :

- courant maximum dans la LED, qui varie de 25 à 100 mA selon le type
- courant collecteur maximum, qui varie de 8 à 100 mA
- tension émetteur-collecteur maximum qui varie de 15 à 70 V
- rapport de transfert de courant qui varie
 - de 0,1 à 1 pour les optocoupleurs normaux, à



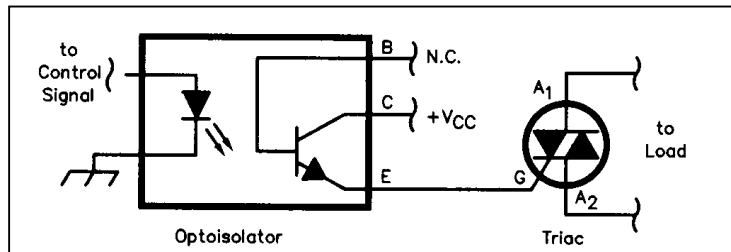


- env. 10 pour les montages darlingtonons
- tension d'isolation qui varie de 500 V à 10 000 V selon le type

2.7.7. Les relais statiques

En combinant un optocoupleur et un triac, on obtient un relais statique. Un relais statique peut remplacer un relais conventionnel il offre comme avantage une commutation plus rapide, pas de bruit, pas d'arc, pas de rebondissement de contacts.

Dans la plupart des cas l'optocoupleur comporte également la résistance de limitation de la LED ou un circuit de régulation du courant de la LED (avantage : plus grande plage de tension).



Un relais statique est caractérisé par

- le courant maximum du triac,
- la tension maximum du triac,
- la tension ou la plage de tension de la LED
- la tension d'isolation

2.7.8. Les régulateurs de tension

Les régulateurs de tension sont également des circuits intégrés qui permettent de stabiliser une tension d'alimentation. Nous verrons ces composants en détails avec l'étude des alimentations au chapitre 3.

2.7.9. Les circuits intégrés digitaux

Comme nous l'avons déjà dit dans l'introduction, les circuits intégrés digitaux font partie du programme HAREC et seront vu au paragraphe 2.9.



2.8. Les tubes électroniques

2.8.1. Généralités

Peu de temps après l'invention des postes à galènes, l'invention des tubes va donner un réel départ à la radio avec l'amplification.

En 1883 Edison, invente la diode à vide (ou 'valve'), il découvre qu'une cathode chauffée dans un tube où on a fait le vide s'entoure d'un nuage d'électrons, et, si on place dans ce tube une "plaque", les électrons sont attirés vers celle-ci, si elle est portée à un potentiel positif par rapport à la cathode, il circule alors un courant dans le tube.

En 1907, Lee de Forest a l'idée de placer entre la cathode et la "plaque", une plaque trouée ou "grille" pour contrôler le flux d'électrons et ainsi naît la triode...

Les tubes, les "postes à lampes", les amplis BF à tubes, les amplificateurs HF et les oscillateurs à tubes font partie de l'époque "héroïque" de la radio et de l'électronique, toutefois lorsqu'il s'agit de produire de l'énergie HF à forte puissance (disons plus de 1000 Watts), les tubes sont encore fortement utilisés. Dans le domaine d'application des tubes cathodiques de moniteur ou d'oscilloscopes, les "tubes" restent des composants fortement utilisés.

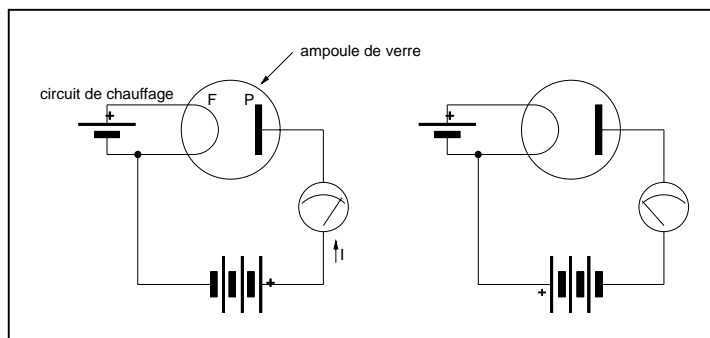
2.8.2. La diode

La diode à vide est le plus simple et le plus ancien des tubes électroniques. Il a permis d'étudier l'émission d'électrons par des corps incandescents et de mettre au point les différents types de cathodes. La diode constitue le point de départ de nombreux autres tubes.

8.2.1. L'émission thermoélectronique

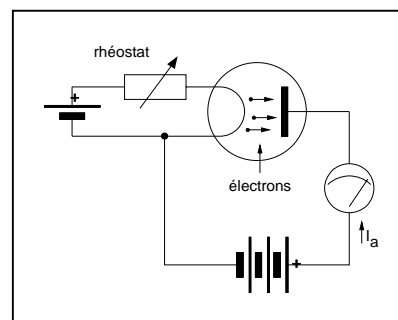
En 1883, Thomas Edison, en étudiant les premières lampes électriques à incandescence, y introduisit une plaque métallique (P) et fit les constatations suivantes :

- le courant I est dirigé, dans le vide, de la plaque vers le filament (F) chauffé (sens conventionnel du courant du + vers le -)
- le courant I disparaît si la plaque est négative par rapport au filament,
- le courant I disparaît aussi, si l'on cesse de chauffer le filament.



Du fait que ce montage ne laisse passer le courant que dans un seul sens, on l'a bien vite assimilé à une soupape, la diode est d'ailleurs parfois appelée "valve" en anglais, et certains auteurs ont même utilisé le terme "soupape".

Edison montra ainsi qu'un filament incandescent émet autour de lui des charges négatives qui atteignent une plaque à travers le vide de l'ampoule. Cette expérience fut confirmée par J.J. Thomson en 1892, et en 1901 Richardson identifia ces charges négatives à des **électrons**.



Si on supprime la source de tension, la plaque et le filament sont au même potentiel, on constate toutefois l'existence d'un courant beaucoup plus petit que si l'anode est positive, mais de même sens. Par conséquent on peut dire que l'émission d'électrons n'est pas due à l'attraction des électrons par la plaque.

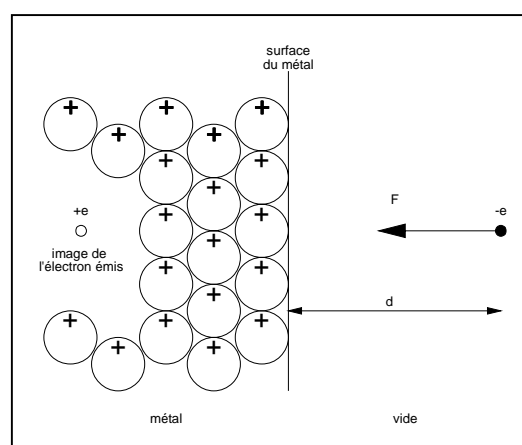


On peut faire une autre expérience, c.-à-d. maintenir la tension de la plaque constante et faire varier le courant de chauffage: on constate alors que le courant anodique varie avec la température du filament. L'émission d'électrons est donc due à la température du filament c'est pourquoi on l'appelle **émission thermoélectronique**.

Les premières expériences étaient faites à partir de lampes à incandescence, mais pour atteindre des rendements élevés sans destruction du filament on est conduit à utiliser d'autres matériaux. On emploie presque exclusivement le tungstène, le tungstène thorié (tungstène avec 1 à 2% d'oxyde de thorium) et des mélanges d'oxydes de baryum et de strontium.

Les faits précédents ont permis d'élaborer une théorie dont voici les grandes lignes :

- dans un métal, même électriquement neutre, il existe un grand nombre d'électrons libres qui s'agitent entre les ions positifs à la façon des molécules d'un gaz.
- lorsqu'un électron sort du métal, les ions positifs voisins exercent une force de rappel sur cet électron. Le travail de cette force est appelé travail d'extraction, il varie en fonction du métal et est indépendant de la température. Le travail d'extraction est l'énergie minimale qu'il faut communiquer à l'électron pour qu'il puisse être arraché du métal, donc pour qu'il puisse quitter le métal. Le travail d'extraction du tungstène (W) est de 4,5 eV⁵, celui du tungstène thorié est de 2,7 eV.
- à température ordinaire, la vitesse d'agitation thermique des électrons est trop faible pour pouvoir quitter le métal. Mais cette vitesse d'agitation thermique croît extrêmement vite avec la température. A température élevée les électrons possèdent donc une énergie cinétique qui peut dépasser le travail de sortie : il peut y avoir émission thermoélectronique.
- le potentiel de sortie peut être considéré comme la différence de potentiel de contact métal-vide. Le métal est positif par rapport au vide situé à son voisinage immédiat. On dit encore qu'il existe à la surface du métal une **barrière de potentiel** que les électrons doivent franchir pour quitter le métal.



métal	Li	Na	K	Cs	Ca	Ba	Mg	Al	Zn	Fe	Ni	Mo	Hg	Ag	Au
Ws (en eV)	2,2	1,9	1,8	1,8	3,2	2,4	3,5	3,0	3,4	4,7	5,0	4,4	4,5	4,7	4,9

Puisque nous avons parlé de l'histoire, nous avons conservé le terme "plaque", mais comme la plaque est portée à un potentiel positif on préfère utiliser un terme plus scientifique : l'anode. L'autre électrode est par conséquent la cathode, et on peut distinguer deux cas :

- soit le filament qui sert en même temps d'électrode négative, c'est en fait la **cathode à chauffage direct**,
- soit le filament peut chauffer un autre métal qui lui-même émettra les électrons, on parle alors de **cathode à chauffage indirect**.

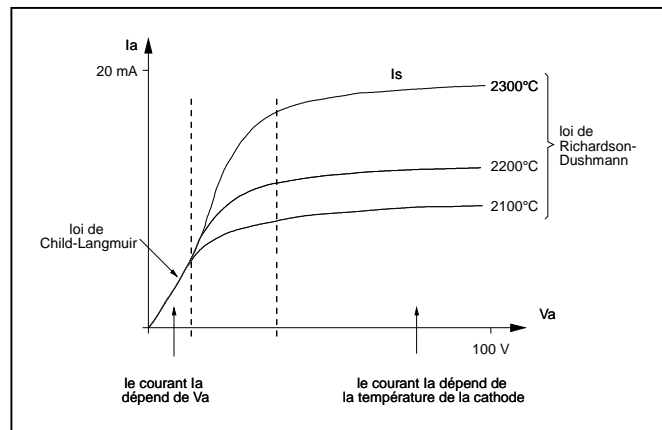
⁵ L'électron-volt est l'énergie communiquée à l'électron par une tension d'accélération d'un volt : $1 \text{ eV} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ joule}$.



2.8.2.2. La courbe caractéristique de la diode

En faisant varier la tension d'anode et en mesurant le courant d'anode, on peut tracer la courbe caractéristique d'une diode, c'est-à-dire la courbe $I_a (V_a)$.

Si maintenant on trace la même courbe pour un courant filament plus important, on constate que la première partie de la courbe reste commune. Donc pour des tensions faibles, le courant ne dépend pas de la température, il dépend seulement de la tension anodique. Dans cette zone, le courant suit la loi de Child-Langmuir :



$$I_a = G V_a^{3/2}$$

où G est une constante appelée **pervéance** et est une caractéristique de la géométrie de la diode.

Si la tension anodique est faible, l'anode capte seulement une partie des électrons émis; les autres retournent dans la cathode, tandis que d'autres électrons en sortent au même instant. Il existe constamment entre la cathode et l'anode un essaim d'électrons. Cette charge négative est appelée la **charge d'espace**.

Les courbes caractéristiques $I_a (V_a)$ montrent que le courant n'augmente plus lorsque la tension anodique dépasse une certaine valeur : la diode fonctionne alors en régime de saturation. Le courant de saturation correspond au nombre total d'électrons émis par la cathode par seconde, c.-à-d. au pouvoir émissif de la cathode.

La résistance interne d'une diode est représentée par l'inverse de la pente de la caractéristique et varie avec le point de fonctionnement choisi : $R_i = \Delta V_a / \Delta I_a$

2.8.2.3. Rôle de la température

Donnons à V_a une valeur fixe assez grande et faisons varier la température de la cathode. Traçons I_s en fonction de I_f . On constate une rapide variation de l'émission thermoélectronique en fonction du chauffage I_f .

Il pourrait sembler avantageux de faire travailler les cathodes à la température la plus élevée permise par leurs propriétés mécaniques et physiques (fusion, émission de vapeur) afin d'obtenir un fort pouvoir émissif. Mais la durée de vie varie en raison inverse de la température.

Une faible variation de température provoque une importante variation de l'émission et de la durée de vie du tube : la tension de chauffage indiquée par le constructeur doit être respectée avec une tolérance de $\pm 5\%$.

Les cathodes les plus avantageuses ne sont pas nécessairement celles qui possèdent le travail d'extraction le plus faible.

Richardson et Dushman ont établi l'équation de la courbe qui donne la densité du courant d'émission :

$$J_s = A T^2 e^{-b/T}$$

- avec
- J_s la densité du courant en A/cm^2
 - A une constante universelle ($120 A/cm^2 (^\circ K)^2$)
 - T la température absolue de la cathode
 - e la base des logarithmes népériens ($e = 2,718\dots$)
 - b constante caractéristique de la nature de la cathode
 - T la température absolue de la cathode.

Cette loi est la base fondamentale de l'émission thermoélectronique.

2.8.2.4. Les types de cathodes

Les tubes à cathode chauffée constituent la catégorie la plus nombreuse des tubes électroniques (soupape à vide et à gaz, tubes amplificateurs et oscillateurs, thyratrons, tubes à rayons cathodique, etc.).

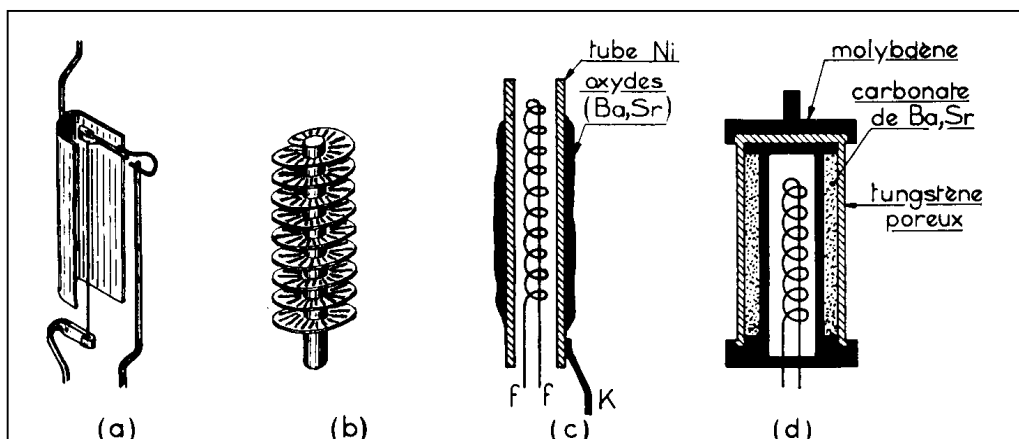
Les propriétés de ces tubes dépendent fortement de leur cathode. Il en est de même de leur durée de vie ; ils sont mis hors service par une baisse notable de leurs performances due à l'affaiblissement progressif de l'émission.

Une cathode doit avoir un pouvoir émissif élevé, avoir une durée de vie suffisante, un bon rendement (nombre d'ampères émis par watt dépensé pour le chauffage), une résistance mécanique élevée, une résistance aux bombardements par les ions positifs, une très faible tension de vapeur afin de ne pas contaminer les autres électrodes.

	A	b	V_s (V)	t° (°C)	J_s (A/cm ²)	rendement (A/W)	usage
tungstène	≈ 60	5260 0	4,4 à 4,6	2200 à 2400	1	0,005	diodes et triodes à haute tension ou de grande puissance. tubes à rayons X. durée de vie 1000 à 1500 heures
tungstène thorié	3 à 15	3050 0	2,6 à 2,9	1500 à 1700	2	0,07	Tubes de moyenne puissance. durée de vie de 10.000 heures.
cathodes oxydes	à 10^{-3} à 1	1160 0	0,8 à 1,2	700 à 950	0,5	0,2	Tubes de petite puissance et à faible tension. Radio, amplificateurs,... Tubes à gaz à cathode chauffée
cathodes diffusion	à 1 à 15		1,6 à 2	1000 à 1200	300 (en impulsions)	10	Tubes modernes pour hyperfréquences. Tubes de puissance.

La figure ci-dessous représente quelques types de cathodes :

- une cathode de tungstène en (a)
- une cathode à oxydes (BaO, SrO, CaO) à chauffage direct en (b)
- une cathode à oxyde à chauffage indirect en (c)
- une cathode à diffusion en (d)





Lorsqu'on met un appareil à tube sous tension, il faut attendre que la cathode soit suffisamment chaude avant de faire débiter les tubes. Dans le cas contraire on risque de voir "l'arrachement de la cathode".

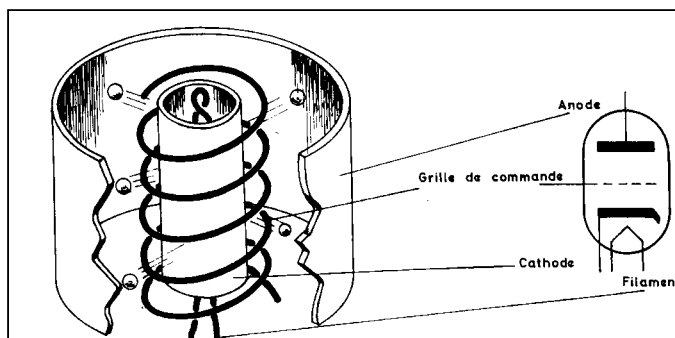
La tension des filaments est EXTREMEMENT IMPORTANTE : si la tension des filaments est 3% plus grande que la valeur nominale, il en résulte une augmentation de la température de la cathode de 20°C et une diminution du temps de vie du tube de 50 % !

2.8.3. La triode

C'est en 1907 que Lee de Forest ajouta à la diode une grille de commande et obtint la triode, le tube fondamental de l'électronique pendant plus d'un demi-siècle !

La grille est un fin fil métallique enroulé sous forme d'hélice et interposée entre la cathode et l'anode.

La triode a toutes les propriétés de la diode, mais son intérêt provient du contrôle du courant d'anode par le potentiel de grille, avec une dépense d'énergie infime et souvent pratiquement négligeable.

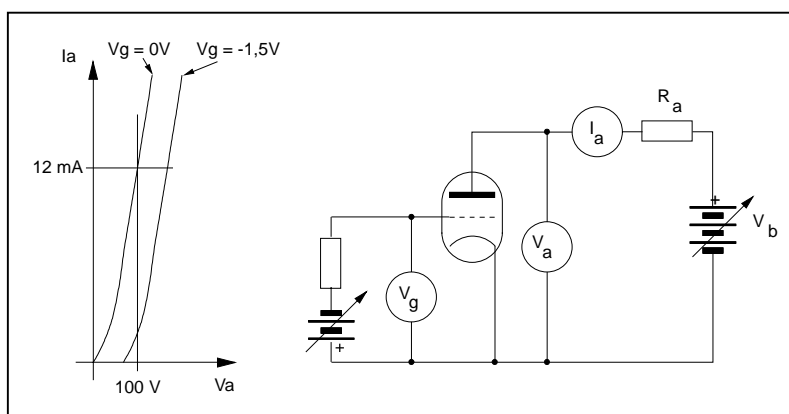


2.8.3.1. Le réseau $I_a(V_a)$ de la triode

La triode possède le même effet redresseur que la diode et la caractéristique $I_a(V_a)$ pour $V_g = 0$ est identique à celle d'une diode. Comme la diode, la triode est donc aussi une "soupape".

Lorsque la grille devient négative, la courbe caractéristique $I_a(V_a)$ subit une translation. Tout comme pour la diode on définit la résistance interne d'une triode par le rapport

$$\rho = \Delta V_a / \Delta I_a$$

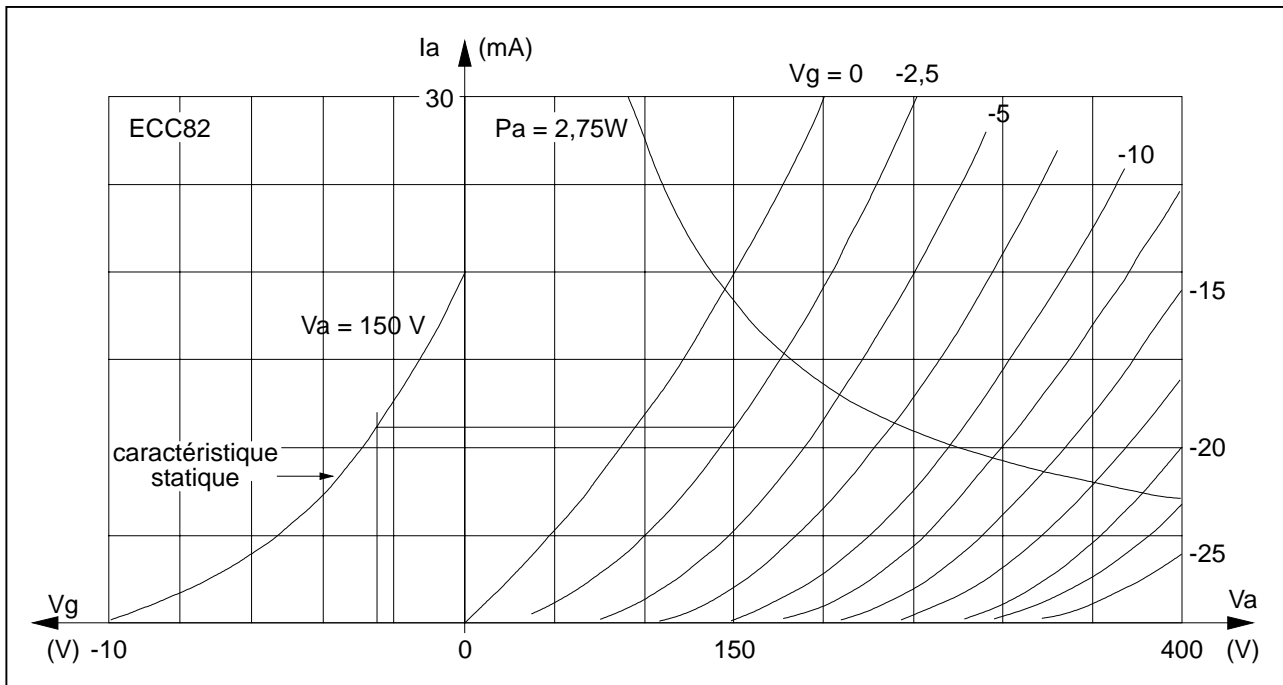


La résistance interne d'une triode varie selon le type de triode de quelques centaines d'ohms à plusieurs dizaines de milliers d'ohms.

Il ne faut pas confondre ρ avec la résistance équivalente du tube (celle-ci est simplement le rapport entre la tension d'alimentation et le courant qui passe au travers du tube).

Une autre courbe caractéristique est également fort utilisée, c'est celle qui représente $I_a(V_g)$ pour une valeur de V_a donnée.

La figure suivante représente les courbes caractéristiques d'une triode qui a été fort utilisée pour des applications audio et pour des applications de mesure, il s'agit des courbes du tube ECC82 ou son équivalent américain 12AU7.



L'ensemble des courbes caractéristiques $I_a (V_a)$ pour différentes valeurs de V_g constitue les courbes caractéristiques du tube. On appelle dissipation d'une électrode la puissance qu'elle dissipe sous forme de chaleur ; cette chaleur provient d'un bombardement électronique ; elle correspond à $V_a \times I_a$ watts et ne doit pas excéder la puissance maximale P_a que l'anode peut dissiper. Cette puissance est représentée par une hyperbole de dissipation maximale.

En aucun cas on ne peut utiliser un tube dans des conditions telles que

- la tension dépasserait la tension maximum,
- le courant d'anode dépasserait le courant d'anode maximum, ou
- dont la puissance dissipable par l'anode serait supérieure au maximum indiqué par le constructeur.

2.8.3.2. Commande du courant d'anode par la grille

La tension de grille a une influence considérable sur le courant d'anode. La grille "commande" vraiment le courant d'anode, c'est ce que montre le réseau $I_a (V_a)$ déjà tracé. En fait une faible variation du potentiel de grille provoque une importante variation du courant anodique. Si la grille est suffisamment négative, elle parvient même à repousser tous les électrons émis par la cathode et le courant anodique s'annule. On appelle cette tension la **tension de blocage**, ou "**cut-off**" en anglais, la tension de la grille de commande en dessous de laquelle le courant anodique est annulé.

La commande par la grille ne consomme pas d'énergie. Il est possible d'utiliser la triode avec la grille négative par rapport à la cathode ; la grille ne capte pas d'électrons : le générateur qui produit la tension de commande ne débite pas (ou seulement un courant extrêmement faible dû à la résistance de fuite et/ou à l'existence d'une capacité d'entrée), et donc ne fournit pas d'énergie.

La triode constitue donc un relais (dans le même sens qu'un relais électromécanique) sensible et sans inertie. Si V_g est un peu inférieur à la tension de blocage I_a est nul, si nous rendons V_g supérieur, il va débloquent la triode et peut actionner un compteur, un dispositif électromagnétique de commande, etc.; la

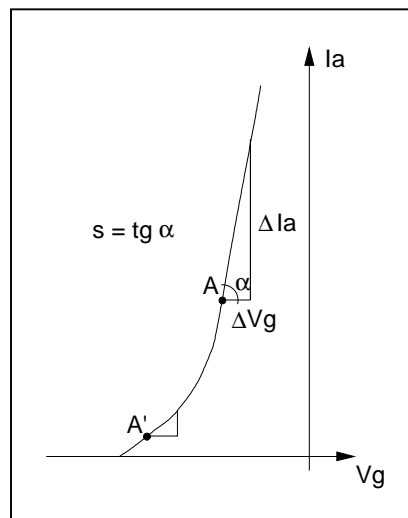


triode constitue donc un relais. Ce relais est sensible, car le signal appliqué à la grille de commande consomme très peu (ou pas) d'énergie ; il est aussi sans inertie, c'est-à-dire à temps de réponse très court, car le courant anodique obéit instantanément aux variations de potentiel de la grille.

La pente exprime numériquement la propriété fondamentale de la triode. La pente est le quotient d'une petite variation du courant anodique par la variation correspondante de la tension de grille, à tension d'anode fixe

$$s = \Delta I_a / \Delta V_g \text{ pour } V_a = \text{constante}$$

La pente des triodes est généralement exprimée en mA/V, elle va de quelques dixième de mA/V jusqu'à plusieurs dizaines de mA/V pour les tubes de puissance. La pente peut se calculer sur la courbe $I_a(V_g)$.



La grille de commande commande le courant mieux que l'anode elle-même. On définit ainsi un facteur d'amplification comme étant le rapport des variations de la tension d'anode sur la variation de la tension de grille ou

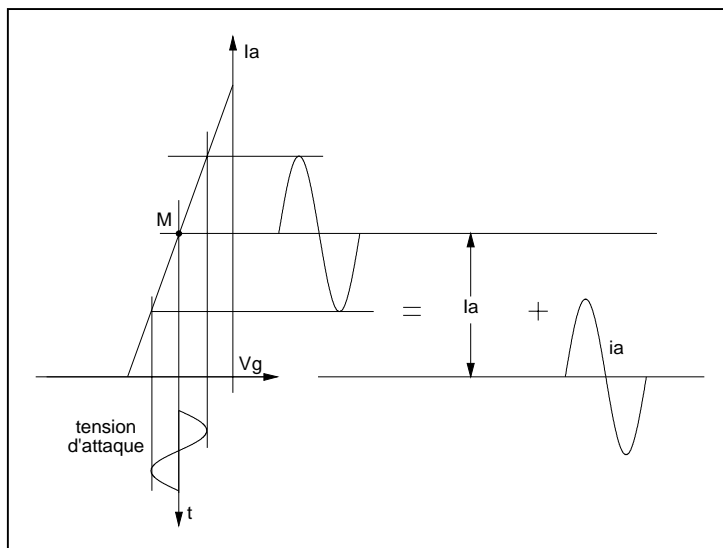
$$\mu = \Delta V_a / \Delta V_g \text{ pour } I_a = \text{constante}$$

Le facteur d'amplification des triodes est généralement de l'ordre de quelques dizaines, mais atteint exceptionnellement 100 pour quelques types.

La tension de blocage ou cutt-off est voisine de $-V_a / \mu$

Les tensions continues V_a (tension d'anode) et V_g (tension de polarisation de grille) placent en fait la triode dans des conditions favorables à son fonctionnement (en tant qu'amplificateur ou oscillateur). Aux valeurs V_a , V_g correspond un certain courant d'anode I_a , ce point M est appelé point de repos.

Lorsqu'on appliquera un signal alternatif, le courant anodique va varier de part et d'autre du point de repos. Le courant anodique sera la somme d'un courant continu I_a et d'un courant alternatif i_a .



2.8.3.3. Polarisation par la résistance de cathode

La tension de polarisation V_g peut être obtenue grâce à une source de tension externe (une pile par exemple). Mais habituellement on évite l'emploi de cette source en introduisant une résistance R_k qui parcourue par le courant de repos, produit la polarisation désirée. R_k se calcule par la loi d'Ohm.

Exemple: Si $I_a = 4 \text{ mA}$ et que l'on veut une tension V_g de -6 V , on utilisera une $R_k = 6/4 = 1,5 \text{ k}\Omega$.

Le condensateur C_k , en parallèle sur la polarisation, évite les variations de la tension de polarisation qui seraient dues à la modulation du courant anodique. C_k se charge davantage pendant les crêtes de courant



puis se décharge dans R_k quand le courant diminue. En d'autre terme la composante continue du courant anodique s'écoule par R_k et y produit la tension de polarisation, tandis que la composante alternative s'écoule par C_k . La résistance R_k joue également un effet régulateur : si pour une raison accidentelle, le courant moyen d'anode I_a augmente, la chute de tension $R_k \times I_a$ augmente aussi et la grille devient plus négative, s'opposant ainsi à l'augmentation du courant moyen. C'est pourquoi on appelle aussi ce procédé **polarisation automatique**.

Exemple: On reprend l'exemple précédent ($R_k = 1,5 \text{ k}\Omega$), et, supposons que l'amplificateur fonctionne en BF (de 20 à 15 kHz), quelle sera la valeur de la capacité C_k ? idem pour un amplificateur à FI à 455 kHz ?

$Z_{ck} \ll R_k$, disons $Z_{ck} < 10 \times R_k$ donc $Z_{ck} < 150 \Omega$.

- pour l'ampli BF, la condition doit déjà être réalisée pour la plus basse des fréquences donc $C > 1 / (150 \times \omega) = 1 / (150 \times 2 \pi \times 20) = 53 \mu\text{F}$, pratiquement on prendra donc un condensateur de 100 ou 150 μF
- pour l'ampli à FI de 455 kHz cela devient $C > 1 / (150 \times \omega) = 1 / (150 \times 2 \pi \times 455\text{k}) = 2,33 \text{ nF}$, on prendra donc un condensateur de 10 nF.

Puisque la cathode est à un potentiel (légèrement) positif par rapport à la masse, le fait de connecter la grille à la masse par une résistance R_g rend cette grille négative par rapport à la cathode. La valeur de R_g est habituellement de 100 k Ω à 1M Ω pour les tubes de faible puissance. Elle est de l'ordre de 10 k Ω à 100 k Ω pour les tubes de forte puissance.

2.8.3.4. Propriétés des paramètres

Le facteur d'amplification, la pente et la résistance interne ne sont pas indépendants. Considérons les variations ΔV_a et ΔV_g correspondant à un même accroissement ΔI_a et formons le produit ρs

$$\rho s = (\Delta V_a / \Delta I_a) (\Delta I_a / \Delta V_g) = \Delta V_a / \Delta V_g = \mu \quad \text{donc}$$

$$\rho s = \mu$$

Les paramètres fondamentaux sont surtout fonction de I_a . Lorsque V_a varie, les caractéristiques $I_a (V_g)$ se déduisent sensiblement l'une de l'autre par translation horizontale ; par la suite, pour une valeur donnée de I_a , la pente est la même sur toutes ces caractéristiques. On peut donc représenter les variations de s en fonctions de I_a .

Cette remarque est également valable pour la caractéristique $I_a (V_a)$ pour $V_g < 0$; par suite, ρ est fonction de I_a . Les réseaux de caractéristiques conduisent aux résultats essentiels suivants :

- la pente croît avec le courant anodique ;
- la résistance interne varie en fonction inverse de I_a ;
- le facteur d'amplification varie beaucoup moins que ρ et s ; il reste approximativement constant dans un large domaine autour du point de repos.

Lorsque la tension d'anode croît seule de ΔV_a , le courant anodique croît de $\Delta V_a / \rho$ (c'est la définition même de ρ !); la tension de grille croissant seulement de ΔV_g , le courant anodique croît de $s \Delta V_g$ (c'est la définition même de s). Lorsqu'on produit simultanément les petits accroissements ΔV_a , et ΔV_g , l'accroissement ΔI_a est égal à la somme des accroissements $\Delta V_a / \rho$ et $s \Delta V_g$ ou

$$\Delta I_a = \Delta V_a / \rho + s \Delta V_g$$

que l'on peut encore écrire :

$$\rho \Delta I_a = \Delta V_a + \mu \Delta V_g$$

C'est l'équation fondamentale de la triode qui s'applique quelles que soient les origines des variations ΔV_a et ΔV_g (générateurs, chutes de tensions dans les impédances). C'est l'équation de départ pour l'étude de tous les montages: il suffit de lui adjoindre les expressions de variations ΔV_a et ΔV_g tenant compte, dans chaque cas particulier, des circuits associés au tube.



Notion de réseau idéalisé : Lorsque les variations de ΔV_a et ΔV_g sont de faibles amplitudes, l'équation fondamentale permet le calcul de ΔI_a et de l'amplification du montage. Par contre, dans le cas de signaux de grande amplitude, l'équation fondamentale ne convient plus car ρ et μ ne restent pas constant dans un domaine étendu. On a alors recours aux méthodes graphiques.

Cependant, pour dégrossir de façon simple certaines questions et parce que, pour éviter la distorsion, les constructeurs se sont efforcés d'obtenir des tubes à caractéristiques rectilignes dans le plus grand domaine possible, on peut utiliser un réseau idéalisé du tube. On appelle réseau idéalisé un réseau formé de caractéristiques rectilignes, parallèle, équidistantes, pour des valeurs régulièrement échelonnées du paramètre. On obtient son équation en étendant l'équation aux variations $\rho \Delta I_a = \Delta V_a + \mu \Delta V_g$ aux grandeurs I_a , V_a et V_g elles-mêmes; toutefois, pour la plupart des triodes, il est nécessaire de retrancher du second membre une certaine tension U_0 :

$$\rho I_a = V_a + \mu V_g - U_0$$

Cette relation représente :

- l'équation d'une caractéristique $I_a(V_g)$ si l'on considère V_a comme constante ;
- l'équation d'une caractéristique $I_a(V_a)$ si l'on considère V_g comme constante.

Dans le premier cas (axes V_g et I_a) on trouve en faisant $I_a = 0$ la tension de blocage V_{g0} lorsque U_0 est négligeable $V_{g0} = -V_a / \mu$. On trouve sensiblement cette valeur en prolongeant la partie rectiligne d'une caractéristique, pour certaines triodes à caractéristiques peu coudées.

Les paramètres d'une triode varient avec la géométrie des électrodes. Les caractéristiques des tubes sont normalisées et on trouve par exemple :

- les triodes amplificateur de tension avec un coefficient d'amplification μ élevé, une résistance interne ρ élevé et une pente s faible,
- les triodes amplificateur de puissance, avec un I_a élevé, une résistance interne ρ faible, ce qui a pour conséquence une pente s assez élevée et un coefficient d'amplification μ moyen ou petit
- entre ces deux extrêmes, il y a toute une série d'autres triodes.



2.8.3.5. La caractéristique en charge - Amplification

Les applications de la triode utilisent les variations du courant anodique provoquées par une tension de commande appliquée à la grille ; une impédance d'utilisation ou impédance de charge est disposée en série dans le circuit d'anode.

Il est instructif de tracer des caractéristiques en charge, en régime continu ; toutefois, ces caractéristiques ne doivent pas être confondues avec les caractéristiques dynamiques pour lesquelles la réactance de la charge intervient.

Une caractéristique dynamique est une caractéristique en régime alternatif, à une impédance de charge non nulle. Nous ne considérons ici que le cas le plus fréquent où l'impédance de charge est une résistance pure.

Le courant anodique I_a diminue lorsque la charge augmente : On vérifie facilement ce phénomène avec le montage de la figure 2.8.6. auquel on ajoute une résistance réglable R_a dans le circuit d'anode. Laissons V_a et V_g constants et augmentons R_a , nous constatons que I_a décroît.

Exemple: Soit une triode ECC82 (12AU7), pour $V_a = 150\text{ V}$, $V_g = -5\text{ V}$, $R_a = 0$, $I_a = 5\text{ mA}$

- Si $R_a = 10\text{ k}\Omega$ ($R_a = \rho$) alors I_a tombe à une valeur de 2,8 mA, et,
- si $R_a = 20\text{ k}\Omega$ ($R_a = 2\rho$) alors I_a tombe à une valeur de 2 mA.

La tension d'anode V_a est inférieure à la tension d'alimentation V_b : Dans le cas où $R_a = 20\text{ k}\Omega$, il faudrait porter la tension à $V_b = 250\text{ Volts}$ pour rétablir le courant à la valeur de 5 mA. Si le tube est alors traversé par le même courant qu'avec $R_a = 0$, c'est que la tension d'anode est la même, soit $V_a = 150\text{ V}$; la différence $250 - 150 = 100\text{ V}$ s'explique par la chute de tension dans la résistance de charge, en effet :

$$R_a I_a = 20 \times 5 = 100\text{ V}$$

La relation

$$V_a = V_b - I_a R_a$$

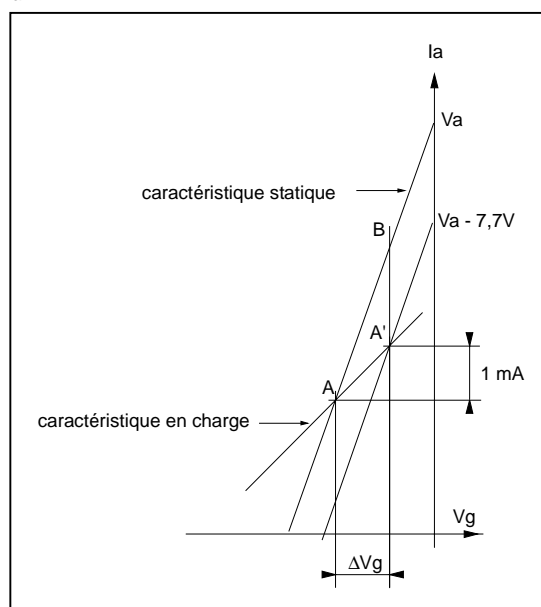
s'applique donc à la triode comme à la diode. Pour la triode, I_a varie avec V_g lorsque I_a croît, V_a décroît. A tension d'alimentation V_b et charge R_a constantes, la tension d'anode varie en sens inverse du courant d'anode lorsque V_g varie.

En particulier, la tension de repos de l'anode est la tension à laquelle se stabilise l'anode, le tube étant en fonctionnement, mais en l'absence de signal. Si I_a croît de ΔI_a , à tension d'alimentation et résistance de charge constantes, la tension d'anode croît (algébriquement) de ΔV_a et on a :

$$V_a + \Delta V_a = V_b - R_a (I_a + \Delta I_a) \text{ et compte tenu de la relation } V_a = V_b - I_a R_a \text{ on trouve } \Delta V_a = - R_a \Delta I_a$$

Exemple: Pour un tube 6J5 (voir figure ci-contre), $R_a = 7700\ \Omega$; $\Delta V_g = +0,77\text{ V}$ entraîne un ΔI_a de $+1\text{ mA}$ d'où $\Delta V_a = -7700 \times (0,001) = -7,7\text{ V}$.

Lorsque sous l'action de la grille, le courant anodique augmente de 1 mA, la tension d'anode diminue de 7,7 V. Le point de fonctionnement passe d'une caractéristique statique à une autre caractéristique statique correspondant à 7,7 V de moins pour V_a . Notons au passage que $|\Delta V_a| = 10 \Delta V_g$, c'est l'amplification en tension.





Calcul de l'accroissement ΔI_a produit par un signal d'entrée ΔV_{er} :

A tension d'alimentation et charge constantes, appliquons entre grille et cathode du montage de la figure ci-contre la tension d'entrée ΔV_e . Associons à l'équation fondamentale de la triode

$$\rho \Delta I_a = \Delta V_a + \mu \Delta V_g,$$

les expressions de ΔV_a c.-à-d. $\Delta V_a = - R_a \Delta I_a$

et $\Delta V_g = \Delta V_e$ on a

$$\rho \Delta I_a = - R_a \Delta I_a + \mu \Delta V_e$$

$$(R_a + \rho) \Delta I_a = \mu \Delta V_e$$

$$\text{ou } \Delta I_a = \mu \Delta V_e / (R_a + \rho)$$

Par conséquent :

- la variation du courant anodique est proportionnelle au signal d'entrée,
- il y a amplification car la variation ΔV_a peut être plus grande que ΔV_e :

$$\Delta V_a = - R_a \Delta I_a = - \mu \Delta V_e R_a / (R_a + \rho) = - \mu \Delta V_e / (1 + \rho / R_a)$$

L'amplification $A = \Delta V_a / \Delta V_e$ vaut donc :

$$A = \Delta V_a / \Delta V_e = - \mu / (1 + \rho / R_a)$$

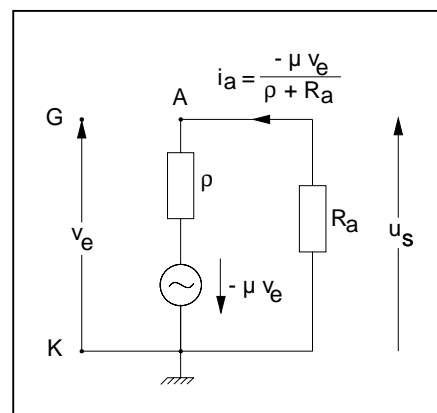
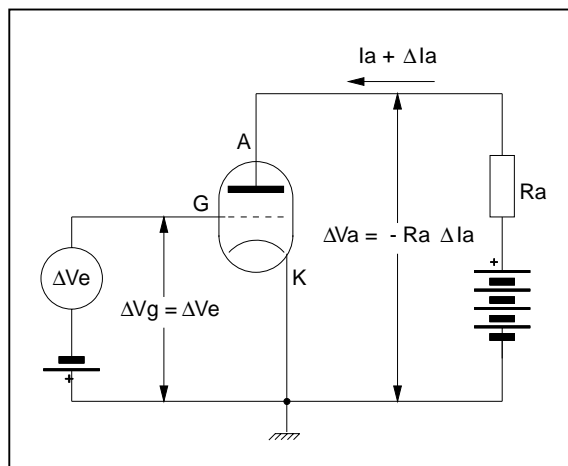
C'est la formule fondamentale de l'amplification des triodes. Cette formule est également valable pour les tétrodes et les pentodes. Le signe - traduit l'inversion de phase.

Exemple: Pour une ECC82 (12AU7) avec $\mu = 18$ et $R_a = 20 \text{ k}\Omega$ et $\rho = 10 \text{ k}\Omega$ on a
 $= - 18 / (1 + 10/20) = - 12$, ce montage amplifiera donc de 12 x !

Nous avons trouvé ci-dessus la relation $\Delta I_a = \mu \Delta V_e / (R_a + \rho)$ dans laquelle nous avons utilisé la notion d'accroissement ($\Delta \dots$) mais la relation est encore valable si on utilise la notion de valeur instantanée, dans ce cas

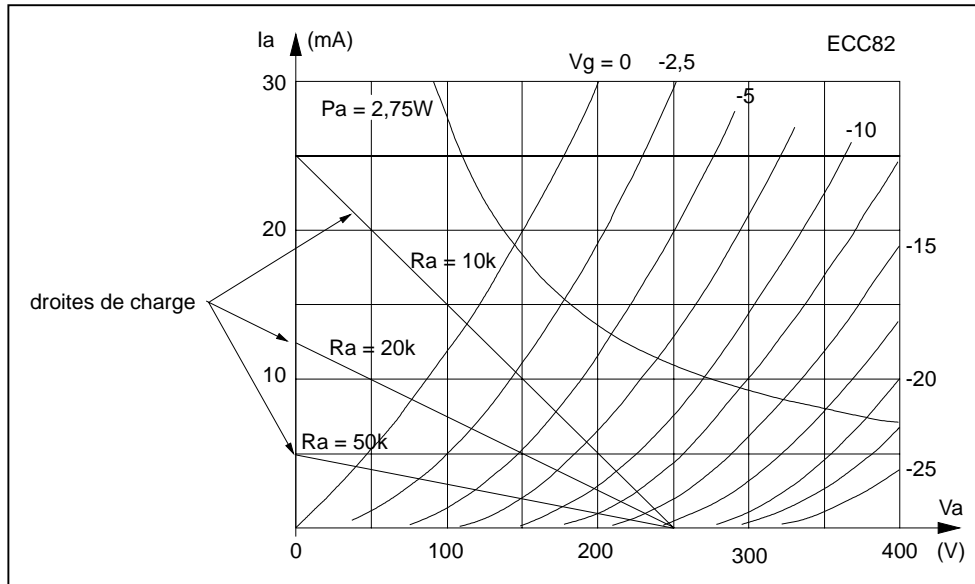
$$i_a = \mu v_e / (R_a + \rho)$$

On arrive ainsi au schéma équivalent de la triode (voir figure ci-contre). Le signal d'entrée v_e est appliquée à une grille qui est à résistance d'entrée très élevée (on la dessine "en l'air"). Entre anode et cathode on a un générateur de tension $-\mu v_e$ et dont la résistance interne est ρ et la résistance interne est R_a . Dans le bas on trouve la cathode commune.





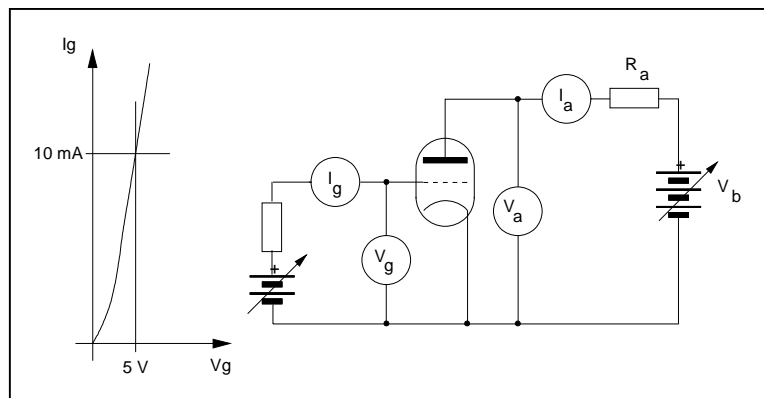
Droite de charge: R_a et la tension V_b sont constant. la relation $V_a = V_b - R_a I_a$ montre que la tension d'anode V_a est une fonction linéaire du courant anodique ; la droite représentative est appelée droite de charge. Lorsque I_a est nul $V = V_b$ lorsque V_a est nul, $I_a = V_b / R_a$.



2.8.3.6. Courant de grille

Qu'arrive-t-il si la grille devient positive?

En fait alors la grille et la cathode constituent un dispositif analogue à une diode, et il apparaît un courant de grille. Tout comme le courant d'anode produit une élévation de la température de l'anode, le courant de grille produit une élévation de la température de la grille. Tout comme la dissipation anodique doit être limitée, la dissipation de grille doit être limitée.



Comme la structure de la grille est plus fine, et qu'elle a une masse moins importante, la dissipation de la grille est bien inférieure à la dissipation d'anode. Un courant de grille exagéré peut provoquer :

- la fusion partielle de la grille
- une déformation de la grille
- une émission thermoélectronique de la grille qui, par exemple, prolonge le courant anodique lorsque le tube devait être bloqué.

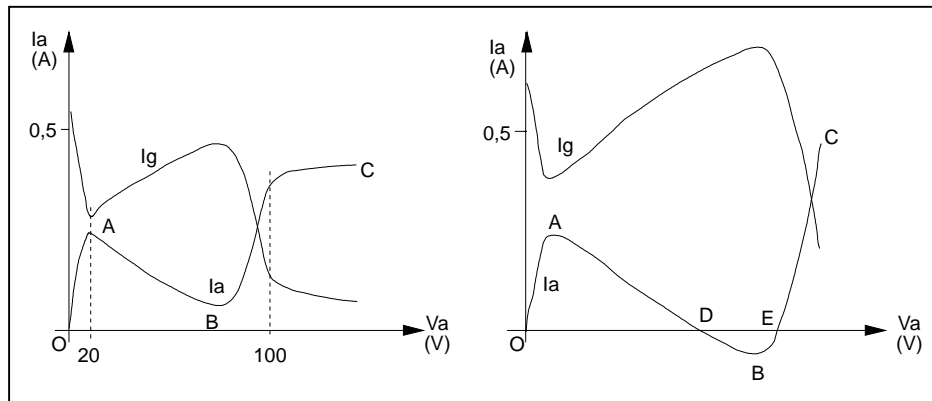
On peut limiter le courant de grille en disposant en série, une résistance dans le circuit de grille ; la source de grille peut alors atteindre plusieurs centaines de volts sans que la tension positive effectivement appliquée à la grille dépasse quelques volts. Il y a alors écrêtage par courant de grille

La caractéristique du courant de grille s'obtient comme la caractéristique $I_a(V_a)$ d'une diode ordinaire.



2.8.3.7. L'émission secondaire de l'anode

Soit le montage de la figure ci-dessus. Si nous augmentons progressivement V_a , on constate que I_a et I_g varient toujours en sens inverse. On constate aussi une courbe en forme de crochet. Quand le courant anodique est inversé, l'anode perd des électrons ; or il est impossible qu'elle n'en reçoive pas puisqu'elle en recevait auparavant : il faut donc admettre que l'anode émet davantage d'électrons qu'elle n'en reçoit. Ce phénomène s'appelle émission secondaire de l'anode.



Dans la région OA, l'anode reçoit des électrons dont la faible énergie cinétique se transforme en chaleur sur l'anode.

Au-delà de ce point A, l'énergie cinétique des électrons incidents devient suffisante pour extraire par choc des électrons de l'anode : ces électrons sont alors attirés par la grille, plus positive que l'anode. Les électrons incidents sont appelés électrons primaires et les électrons émis par la surface bombardée s'appellent électrons secondaires.

On appelle taux d'émission secondaire d'une surface le nombre d'électrons secondaires arrachés à cette surface par le choc d'un électron primaire

$$\delta = \text{taux d'émission secondaire} = \text{nombre d'électrons secondaires} / \text{nombre d'électrons primaires}$$

L'émission secondaire semble diminuer et disparaître lorsque V_a se rapproche de V_g ; ce n'est qu'une apparence : les électrons secondaires sont de plus en plus nombreux mais retournent à l'anode de plus en plus positive.

L'émission secondaire passe inaperçue dans les montages usuels parce que la grille, négative ou de potentiel très inférieur à celui de l'anode, ne peut capter les électrons secondaires : ceux-ci retournent à l'anode et le courant anodique est le même que si ces électrons n'en sortaient pas.



2.8.4. La tétrode

On améliore le fonctionnement des triodes par une **grille écran** que l'on place entre la grille de commande et l'anode. On obtient ainsi une tétrode, mais cette grille écran capte l'émission secondaire de l'anode, ce qu'on évite par une grille d'arrêt, on obtient ainsi la pentode que nous verrons plus tard. Tétrode et pentode sont des tubes multi grilles ; il existe des tubes multi grilles plus complexes (hexode, heptode) dont les applications sont du domaine des télécommunications.

La grille de commande est désignée par G1, tandis que la grille écran est désignée par G2.

2.8.4.1. Les inconvénients de la triode

Dans une triode, il existe des capacités inter électrodes, celles-ci augmentent avec la puissance- ou encore avec les dimensions - des tubes. Ces capacités sont de l'ordre du pF à quelques dizaines de pF.

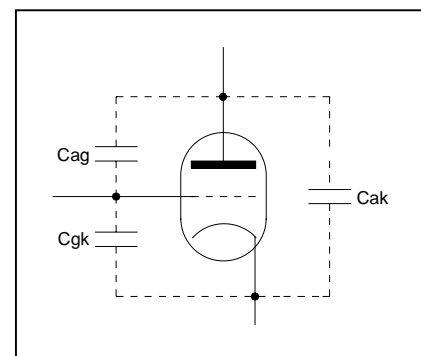
Malgré qu'elles soient faibles, les capacités inter électrodes ne sont pas négligeables au-dessus d'une certaine fréquence et limitent les performances des tubes.

- La capacité grille-cathode C_{gk} oblige le générateur de commande à débiter et par conséquent affaiblit le signal appliqué à la grille.
- La capacité anode-grille C_{ag} joue un rôle analogue à C_{gk} . On montre que dans un montage à cathode commune la capacité d'entrée dynamique vaut :

$$C_{\text{entrée}} = C_{gk} + (1 + A) C_{ag}$$

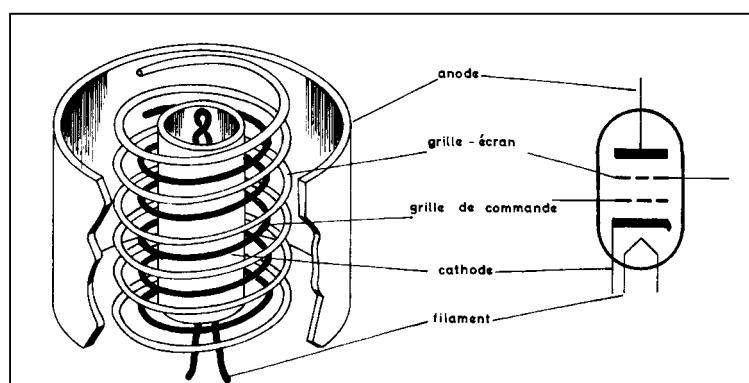
La capacité anode-grille provoque des oscillations parasites. En effet il existe un véritable couplage circuit d'anode - circuit de grille, analogue au couplage réalisé volontairement dans les oscillateurs ; L'amplificateur peut donc devenir le siège d'oscillations spontanées qui le rendent impropre à l'amplification.

- La capacité anode-cathode C_{ak} shunte l'impédance de charge, d'où une diminution de l'amplification aux fréquences élevées.



2.8.4.2. La tétrode

L'écran diminue beaucoup la capacité anode-grille. Comparons les C_{ag} de deux tubes de puissances voisines:



Triode	E 1300	puissance utile 3,3 kW	$C_{ag} = 21 \text{ pF}$
Tétrode	QBW 5-3500	puissance utile 4,0 kW	$C_{ag} = 0,26 \text{ pF}$

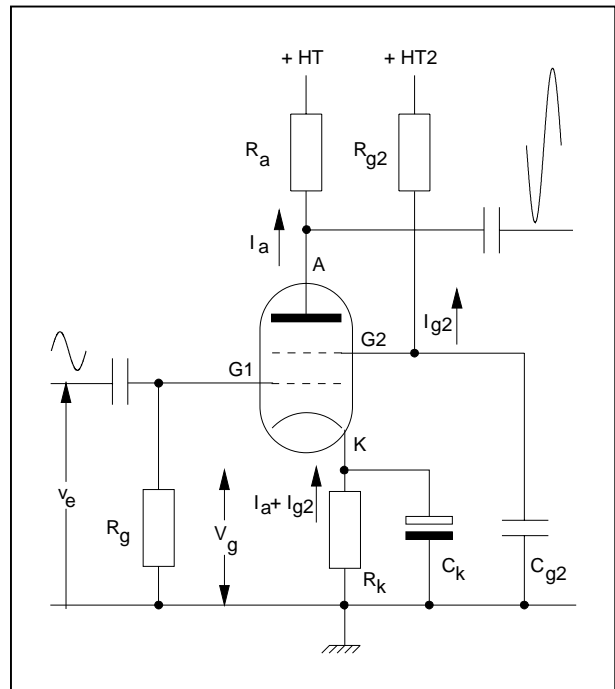
2.8.4.3. La grille-écran capte une partie du courant cathodique.

La tension de grille-écran est comprise entre $V_a/2$ et V_a , elle est donc du même ordre de grandeur que la tension d'anode. On obtient la tension de grille écran soit par une résistance R_{g2} , soit par un diviseur de tension sur la source d'anode.

La grille-écran, fortement positive, capte une partie des électrons : le courant d'écran I_{g2} est de l'ordre du cinquième du courant d'anode I_a . On limite ce courant à la résistance R_{g2} (voir figure ci-contre).

Les hautes tensions (+HT et +HT2) peuvent être identiques ou provenir d'alimentations séparées.

La grille de commande agit sur I_{g2} comme sur I_a , par conséquent le courant d'écran varie. Or pour pouvoir agir comme "écran" il faut que le potentiel soit fixe. On dispose donc un condensateur de découplage C_{g2} . Notez qu'il faudra tenir compte que la résistance R_k est maintenant traversée par $I_a + I_{g2}$.



Qu'arrive-t-il si on débranche l'anode d'une tétrode ? Tout le courant retourne par la grille écran, donc la dissipation augmente considérablement. Dans la plupart des cas il s'ensuit soit une fusion de l'écran soit une déformation. Pour les amplificateurs de puissance, il est conseillé de prévoir un dispositif de sécurité (un fusible par exemple) pour éviter la détérioration du tube en pareille circonstance.

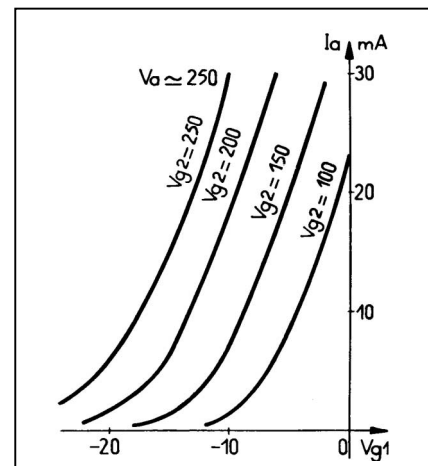
2.8.4.4. Caractéristiques $I_a(V_{g1})$ d'une tétrode

La pente d'une tétrode est sensiblement la même que celle de la triode.

La résistance interne des tétrodes est beaucoup plus grande que celle des triodes correspondantes

C'est la grille écran, et non l'anode, qui puise les électrons dans la charge d'espace.

Si on garde V_a constant et qu'on modifie V_{g2} , la caractéristique $I_a(V_{g1})$ se déplace comme pour une triode dont la tension anodique varie. La grille-écran n'est pas seulement un écran électrique ; c'est aussi une électrode d'accélération : la grille-écran puise dans la charge d'espace et procure un courant anodique important, même pour une tension d'anode faible.

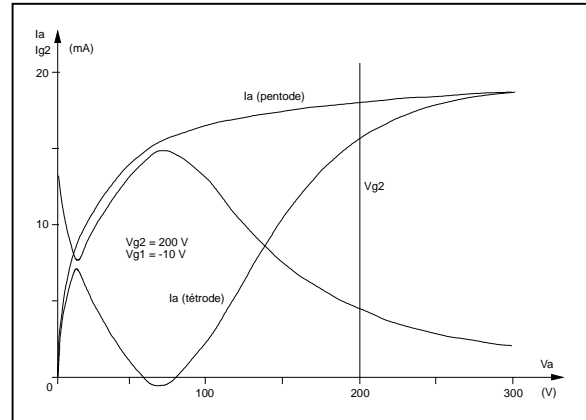


2.8.4.5. Caractéristiques $I_a(V_a)$ d'une tétrode

Les caractéristiques $I_a(V_a)$ présentent un crochet.

Pour $V_a > V_{g2}$, I_a n'augmente plus sensiblement, ce qui explique que ρ est très grande. Les caractéristiques $I_a(V_a)$ présentent un crochet de forme analogie à celui de l'effet dynatron dans les triodes. La grille écran capte l'émission secondaire d'anode.

Ce crochet est un inconvénient, en effet le potentiel d'anode peut s'abaisser en dessous du potentiel de l'écran et il s'ensuit une distorsion. cet inconvénient est supprimé dans la tétrode à faisceaux dirigés ou dans la pentode.

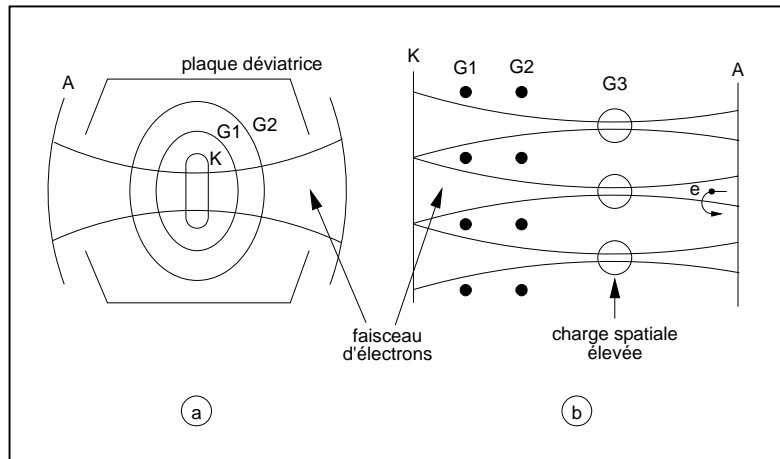


2.8.4.6. La tétrode à faisceaux dirigés

Dans une tétrode à faisceaux dirigés, la grille écran est alignée sur la grille de commande, de sorte que les faisceaux électroniques sont bien définis et fournissent une importante concentration de charges spatiales entre la grille-écran et l'anode.

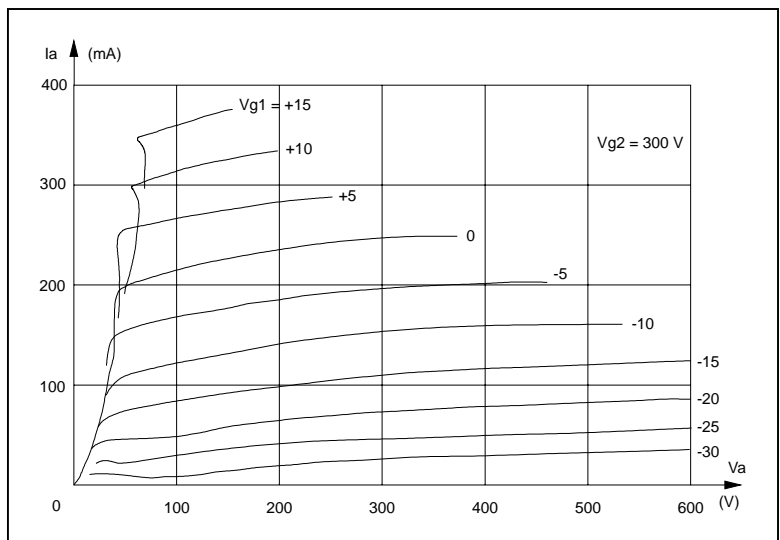
La figure a représente une coupe perpendiculaire à l'axe du tube, la figure b, une coupe dans le sens perpendiculaire.

Deux plaques latérales reliées à la cathode ont pour but de concentrer latéralement les faisceaux électroniques afin d'accroître l'effet précédent. La majeure partie des électrons secondaires d'anode est émise en face de charges spatiales considérables qui les repoussent dans l'anode.



Cette charge spatiale élevée est comparable à la grille G3 d'une pentode.

Une distance anode-cathode optimale (dite aussi distance critique) pour laquelle la forme des caractéristiques $I_a(V_a)$ est meilleure que pour toute autre distance. Le crochet dans la courbe n'existe pratiquement plus. Dans une tétrode à faisceaux dirigés, le courant de grille-écran n'est plus qu'un dixième du courant anodique.

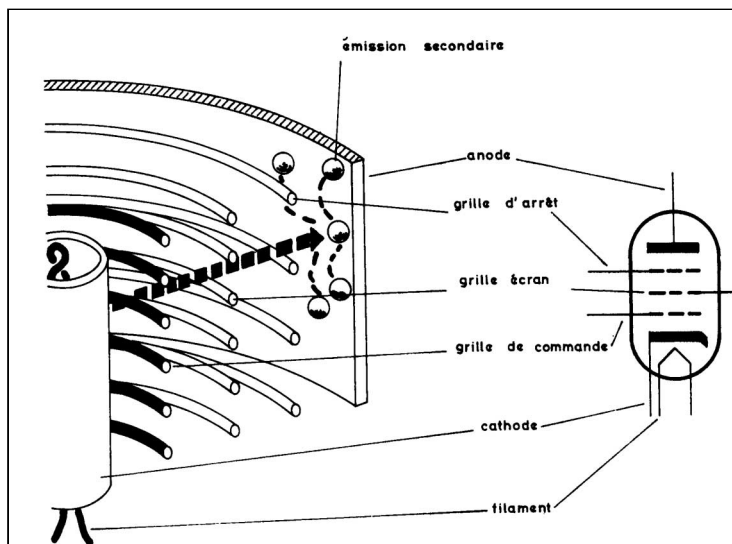


2.8.6. La pentode

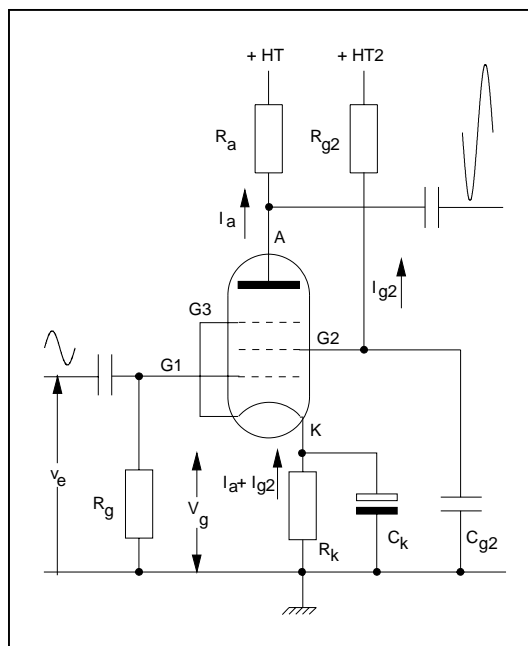
2.8.6.1. La pentode

Il est facile d'améliorer le fonctionnement d'une tétrode en lui ajoutant une troisième grille appelée **grille d'arrêt**. La grille d'arrêt est très lâche, elle est placée entre la grille-écran et l'anode. Dans certaines pentodes, elle est reliée à la cathode à l'intérieur du tube, dans d'autres, elle est sortie, ce qui permet de réaliser des montages spéciaux.

La grille d'arrêt supprime le crochet des caractéristiques $I_a(V_a)$. La grille d'arrêt renvoie sur l'anode les électrons secondaires émis par celle-ci : tout se passe comme si l'émission secondaire d'anode était supprimée. Les électrons venant de la cathode (courant I_a) traversent facilement la grille d'arrêt, car leur énergie est très supérieure à celle des électrons secondaires.



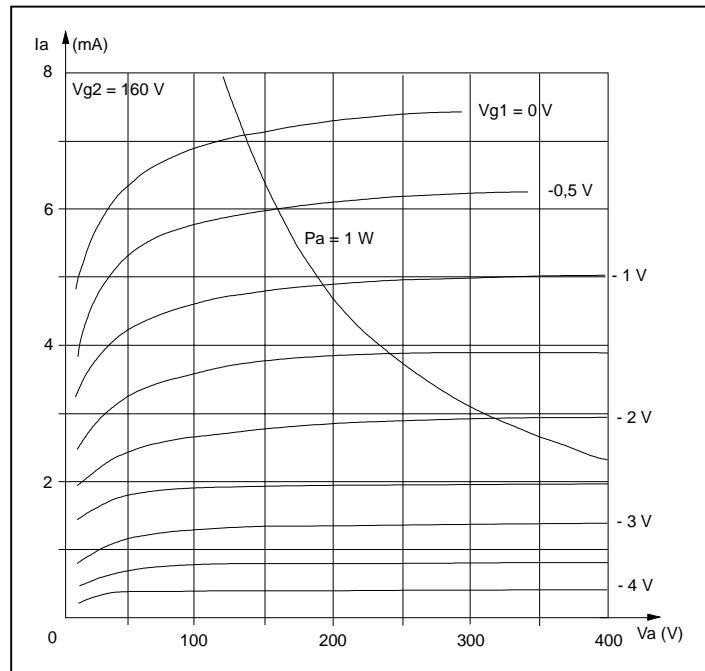
Le montage classique montrant les polarisations est indiqué à la figure ci-contre.





Par ailleurs, la pentode possède les mêmes propriétés que la tétrode

- la pente est égale à quelques mA/V comme pour les triodes,
- la grille écran
 - diminue la capacité entre anode et grille de commande.
 - accélère les électrons et les extrait de la charge d'espace au profit de l'anode
- l'anode a très peu d'influence sur le courant anodique
 - la résistance interne r est encore plus grande que pour la tétrode
 - le facteur d'amplification μ est très grand



2.8.6.2. Pentode à pente réglable

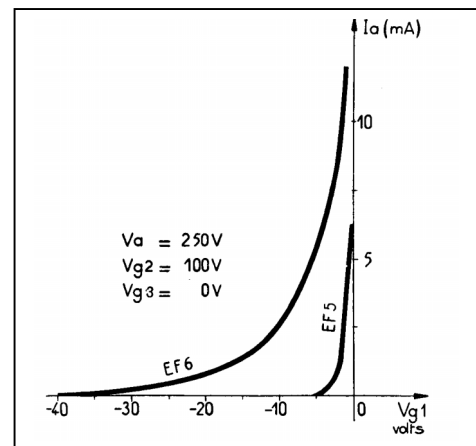
L'amplification en tension d'un montage à tube dépend de la pente du tube, en effet

$$i = s v \text{ et } u = -R_a i \text{ donc } A = u/v = -s R_a$$

donc pour avoir une forte amplification il faut que R_a soit élevé ou que s soit élevé.

Une pentode à pente variable comporte une grille de commande à pas variable : les spires sont plus ou moins serrées. La caractéristique $I_a(V_g)$ présente une partie courbe dans laquelle la pente varie, ce qui permet le réglage de l'amplification en tension selon la position du point de fonctionnement.

La figure 2.8.29 montre la caractéristique $I_a(V_g)$ pour une pentode à pente fixe (EF5) et pour une pentode à pente réglable (EF6).



La pentode à pente variable était surtout utilisée dans les amplificateurs à moyenne fréquence des postes de radio. Comme nous le verrons plus tard il faut atténuer les signaux forts et amplifier les signaux plus faibles, c'est ce que l'on appelle le contrôle automatique du gain ou CAG . Le CAG permet aussi d'atténuer les effets du fading. Ce sont précisément les pentodes à pente variables qui étaient utilisées dans ces montages afin de réaliser la fonction de CAG.



2.8.7. Les tubes à rayons cathodiques

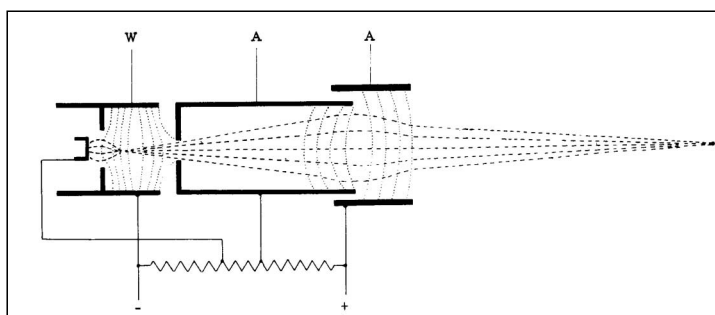
Un tube à rayons cathodiques comporte un canon électronique suivi d'un dispositif de déviation. L'ensemble est placé dans le vide à l'intérieur d'une ampoule de verre dont le fond est recouvert d'une substance luminescente et sert d'écran. L'intérieur de l'ampoule est tapissé d'une couche conductrice afin d'évacuer les électrons de l'écran. Cette couche est reliée à la dernière anode pour que le faisceau se meuve dans un milieu équipotentiel après le dispositif de déviation.

2.8.7.1. Le canon à électrons

Lorsque nous avons étudié la diode, la triode, la tétrode et la pentode, les électrons bombardaient une anode; par contre dans le cas qui nous préoccupe, on a besoin d'un faisceau d'électrons utilisables après lancement. On utilise pour cela une anode creuse. A la cathode habituelle, on ajoute un Whentel et une première anode.

Le Whentel est un diaphragme négatif qui

- élimine les électrons qui s'éloignent trop de l'axe
- fait converger le faisceau (par répulsion) à l'intérieur de la première anode, pour que les anodes puissent accélérer les électrons sans les capter ;
- règle l'intensité du faisceau (la brillance du spot sur l'écran par exemple) ; plus le Whentel est négatif par rapport à la cathode, moins il laisse passer d'électrons ;



Dans un tube de télévision le Whentel sert à reproduire en chaque point la brillance du point correspondant de l'objet pour reconstituer l'image.

Dans un TRC d'oscilloscope le Whentel peut servir à des applications spéciales.

La première anode, appelée "anode de concentration" et une deuxième anode appelée "anode d'accélération" forment une lentille électrostatique produisant la convergence du faisceau en un spot très fin.

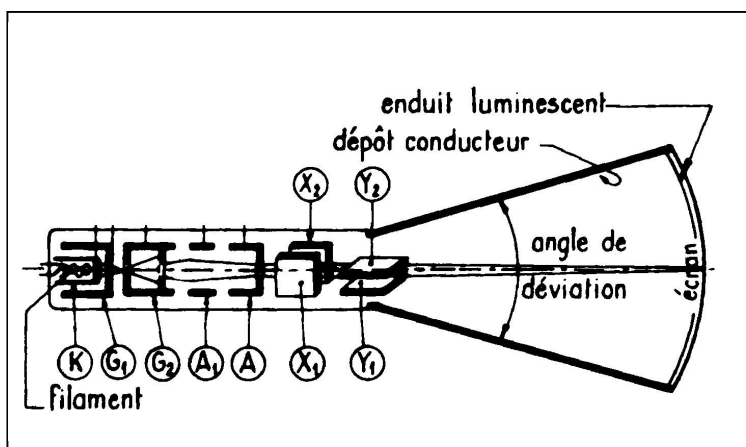
L'ensemble cathode, filament, Whentel et anodes ainsi constitués forment ce qu'on appelle un canon à électrons.

2.8.7.2. La déviation électrostatique

On dispose de part et d'autre du faisceau d'électrons des plaques X_1 X_2 et deux plaques Y_1 Y_2 . Afin de ne pas perturber le champ accélérateur, ces plaques doivent être au même potentiel que l'électrode A_2 . Si une tension est appliquée entre Y_1 et Y_2 , il y a création dans l'espace compris entre les deux plaques d'un champ électrique.

Un électron qui vient du canon à électron sera soumis à deux forces :

1. une force due au champ créé par la tension d'accélération, et,
2. une force créée par la tension appliquée entre les plaques de déflexion.



Il s'en suit une déviation de la trajectoire de l'électron qui est proportionnelle à la tension appliquée.

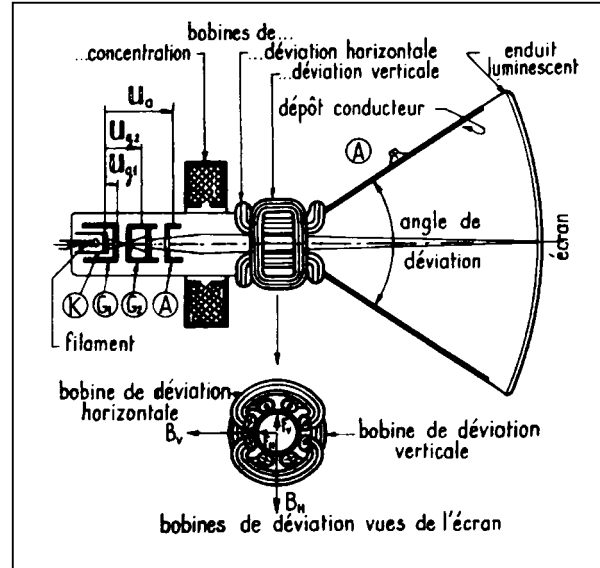
Les tubes à déviation électrostatique sont principalement utilisés pour les oscilloscopes.

2.8.7.3. La déviation magnétique

Pour obtenir une déviation magnétique du faisceau électronique, on dispose de part et d'autre de l'axe du tube, deux bobines créant un champ magnétique uniforme dont les lignes de force sont perpendiculaires à la direction du faisceau.

La déviation du faisceau est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique, qui lui-même est proportionnel à l'intensité du courant circulant dans la bobine de déflexion.

Les tubes à déviation magnétique sont principalement utilisés dans les tubes images des postes TV.

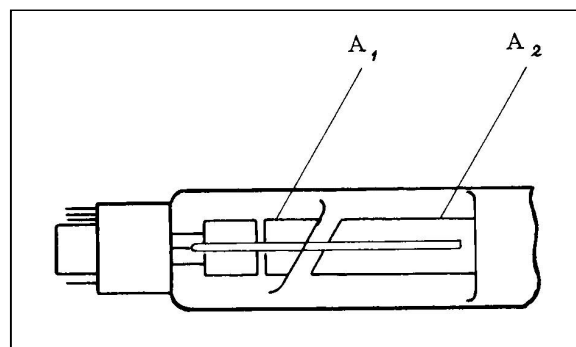
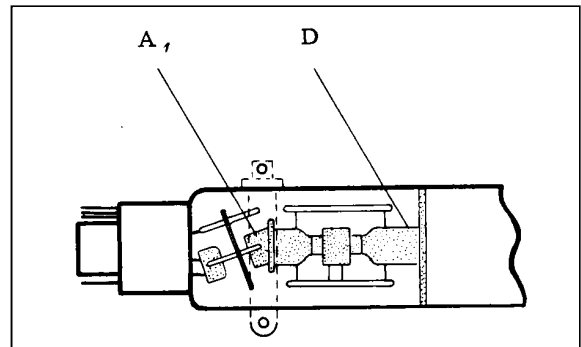


2.8.7.4. Les pièges à ions

Dans un TRC il y a toujours quelques ions créés par le choc des électrons contre les molécules de gaz résiduels. Ces ions seront peu déviés, car dans le cas de la déviation magnétique, la déviation est inversement proportionnelle à la masse. Les ions iront donc bombarder le centre de l'écran et l'endommageront.

Pour éviter ceci on utilise donc un petit angle entre le faisceau d'électrons et l'axe du tube. On peut soit donner cet angle mécaniquement, soit utiliser une lentille électrostatique oblique.

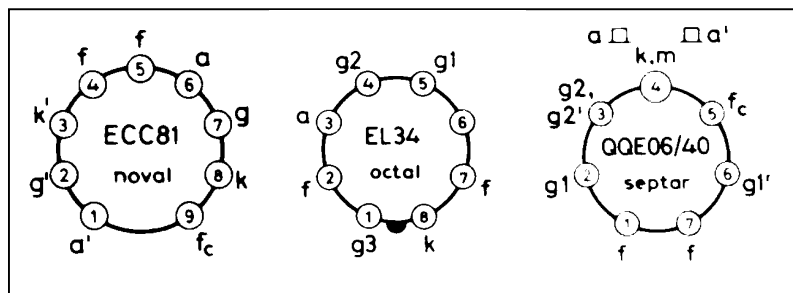
On dispose ensuite un petit aimant qui déviara le faisceau d'électron vers l'axe du tube, mais qui laissera les ions se perdre par l'anode. Ce dispositif est appelé "piège à ions".





2.8.8. Les supports de tubes

Repérage des broches : Sur les schémas on trouvera des numéros de broches. Quand on regarde le support du tube côté "câblage", (donc en dessous du tube) : on commence après le repère (c.-à-d. après l'ergot) et on compte les broches dans le sens horlogique !

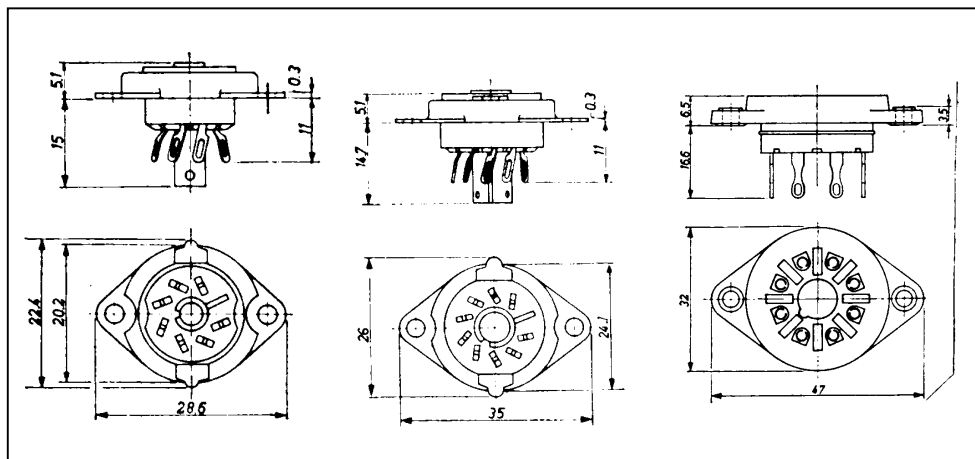


Les abréviations utilisées sont :

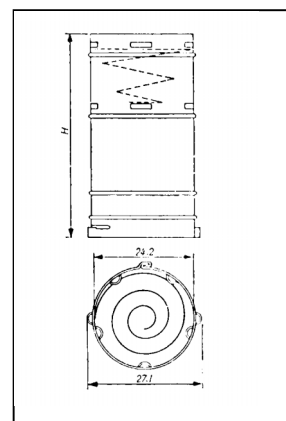
- a anode
- k cathode
- g1 grille de commande
- g2 grille écran
- g3 grille supprimeuse
- f filament

Les supports pour "les petits tubes", les plus utilisés sont :

- support miniature 7 broches
- support noval à 9 broches
- support octal à 8 broches



Si on veut blinder le tube contre les influences électrostatiques, on peut le munir d'un blindage métallique tel que représenté ci-contre. Dans ce cas-ci, le blindage est prévu pour un tube noval et il vient se clipser dans les ergots du support.





2.9. Les circuits digitaux

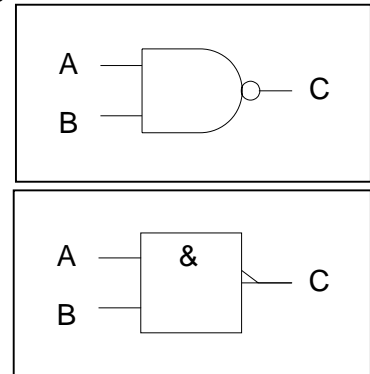
2.9.1. Généralités

Les systèmes logiques ont habituellement deux états : La tension la plus élevée représente un 1 binaire, la tension la plus basse représente un 0 binaire. Un "1" est représenté par exemple par une tension voisine de +5V, un "0" par une tension presque nulle. Ceci est appelé la logique positive. Toutefois pour des raisons pratiques on pourrait aussi faire le contraire, on appelle cela de la logique négative

Il existe deux normes différentes pour représenter les portes

- la norme que l'on retrouve dans tous les data sheets, que tous les techniciens utilisent
- la norme ANSI/IEEE, souvent étudiée dans les écoles, cette norme est plus "académique" et les questions posées par l' IBPT utilisent cette représentation.

Nous verrons ces deux symboles dans la description des portes.



2.9.2. Les portes

2.9.2.1. L'inverseur (NOT)

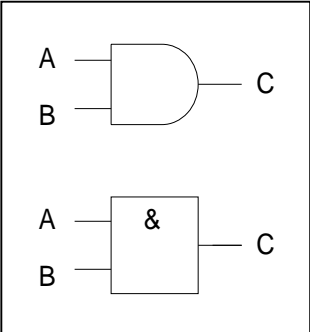
L'inverseur est la porte la plus simple avec une seule entrée et une seule sortie, comme son nom l'indique la sortie est l'inverse de l'entrée : si l'entrée est à 1 la sortie est à 0 et vice versa. En algèbre de Boole on place simplement un petit trait au-dessus du symbole qui représente l'entrée pour dire que la sortie est inversée donc $B = \bar{A}$.

<u>Table de vérité :</u>	<u>Représentation symbolique :</u>	<u>Relation booléenne :</u>						
<table border="1"> <tr> <td>A</td> <td>B</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	A	B	0	1	1	0		$\boxed{B = \bar{A}}$ <p>"Bé est égal à NON A "</p>
A	B							
0	1							
1	0							

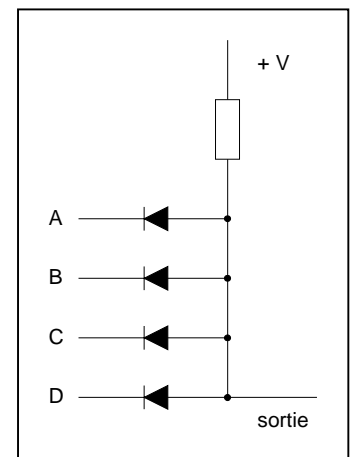


2.9.2.2. La porte ET (AND)

Une porte ET possède deux entrées et une sortie. La sortie est à 1 si la première entrée ET la deuxième entrée sont toutes les deux à 1. En algèbre de Boole on écrit $C = A \cdot B$ ou plus simplement $C = A \bullet B$. Ne lisez pas cela "Cé est égal à A fois Bé" mais "Cé est égal à A et Bé" !

<u>Table de vérité</u>			<u>Représentation symbolique:</u>		<u>Relation booléenne :</u>
A	B	C			$C = A \bullet B$ "Cé est égal à A et Bé"
0	0	0			
0	1	0			
1	0	0			
1	1	1			

Une porte ET peut être réalisée simplement avec le circuit ci-contre. Si toutes les entrées sont portées à un niveau "1" logique (+ V) par exemple, alors, la sortie passera au niveau "1" logique. Si une seule entrée est à la masse ("0"), alors la sortie sera également à "0"



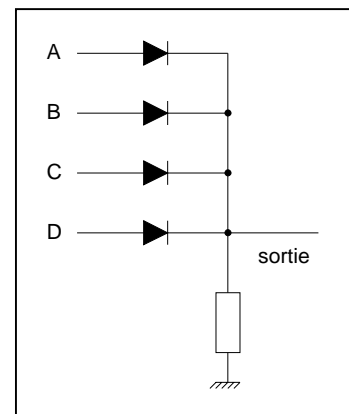


2.9.2.3. La porte OU (OR)

Une porte OU possède également deux entrées et une sortie. Mais ici, la sortie est à 1 si la première entrée OU la deuxième entrée est à 1. Bien sûr les deux entrées sont à 1, il y en a forcément une des deux à 1 et la sortie est 1. En algèbre de Boole on écrit. $C = A + B$. Ne lisez pas cela "Cé est égal à A plus B" mais "Cé est égal à A ou B" !

<u>Table de vérité :</u>	<u>Représentation symbolique :</u>	<u>Relation booléenne :</u>															
<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>C</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	C	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1		<p>$C = A + B$</p> <p>"Cé est égal à A ou B"</p>
A	B	C															
0	0	0															
0	1	1															
1	0	1															
1	1	1															

Une porte OU peut être réalisée simplement avec le circuit ci-contre. Si l'une OU l'autre des entrées est portée à un niveau "1" logique (+ 5 V) par exemple, alors, la sortie passera au niveau "1" logique.



2.9.2.4. La porte OU exclusif (XOR)

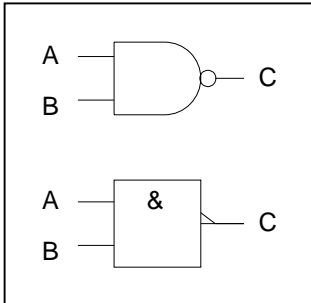
Dans une porte OU exclusif, la sortie est à 1 si une des deux entrées est à 1 mais la sortie est à 0 si les deux entrées sont simultanément à 1. En algèbre de Boole on écrit $C = A \oplus B$

<u>Table de vérité :</u>	<u>Représentation symbolique :</u>	<u>Relation booléenne :</u>															
<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>C</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	C	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0		<p>$C = A \oplus B$</p>
A	B	C															
0	0	0															
0	1	1															
1	0	1															
1	1	0															



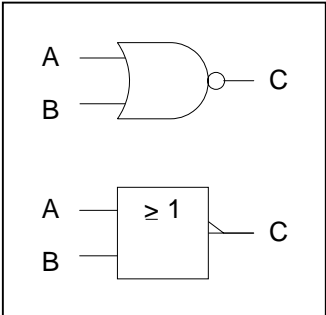
2.9.2.5. La porte NON ET (NAND)

Une porte NON ET est une porte ET suivie d'un inverseur. Donc $C = A \cdot \bar{B}$

<u>Table de vérité :</u>	<u>Représentation symbolique :</u>	<u>Relation booléenne :</u>															
<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>C</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	C	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0		<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; display: inline-block;">$C = A \cdot B$</div>
A	B	C															
0	0	1															
0	1	1															
1	0	1															
1	1	0															

2.9.2.6. La porte NON OU (NOR)

Une porte NON OU est une porte OU suivie d'un inverseur. Donc $C = \bar{A} + B$

<u>Table de vérité :</u>	<u>Représentation symbolique :</u>	<u>Relation booléenne :</u>															
<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>C</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	C	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0		<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; display: inline-block;">$C = A + B$</div>
A	B	C															
0	0	1															
0	1	0															
1	0	0															
1	1	0															

2.9.2.7. Nombre d'entrées d'une porte

Dans les exemples précédents nous avons toujours considéré des portes à 2 entrées. Dans la pratique on regroupe plusieurs portes dans un même circuit intégré et le nombre de d'entrée (par porte) peut être plus grand que 2. Les combinaisons les plus fréquentes et les types les plus couramment utilisés dans les familles TTL et CMOS⁶ sont :

	nombre d'entrées	TTL			CMOS		
		NAND	NOR	XOR	NAND	NOR	XOR
4 x	2	7400	7402	7486	4011 4093(*)	4001	4070
3 x	3	7410			4023	4025	
2 x	4	7420			4012	4002	
1x	8	7430			4068	4078	
1 x	12	74134					

(*) avec trigger de Schmitt

⁶ Les familles logiques seront vues plus loin



2.9.3. Les bascules ou flip-flop

Une bascule ou un **flip-flop**⁷ ou un **latch**⁸ est un élément logique avec deux états stables. La sortie peut être un 1 ou un 0, mais ce 1 ou ce 0 est un état "mémorisé" de ce qui s'est passé à l'entrée. Nous allons d'abord voir comment on peut réaliser un flip-flop à l'aide de portes. Mais en réalité ces portes sont réalisées dans un même circuit intégré et peuvent être représentées par un rectangle avec plusieurs entrées et sorties, ceux-ci portent des noms ou plus exactement des lettres:

- Q et \bar{Q} sont les sorties, elles sont complémentaires, c-à-d que si Q est 1, \bar{Q} doit être à 0 et inversement bien entendu
- R et S sont deux entrées :
 - si on met R à 1, la sortie Q va obligatoirement à 0 et \bar{Q} à 1
 - si on met R à 0, il n'y a aucune action
 - si on met S à 1, la sortie Q va obligatoirement à 1 et \bar{Q} à 0
 - si on met S à 0, il n'y a aucune action
 - il n'est pas permis de mettre les deux entrées S et R à 1, si on le fait ce sera l'entrée qui sera restée le plus longtemps à 1 qui aura la prédominance!
- J et K sont deux entrées similaires respectivement à S et à R mais le basculement ne peut avoir lieu que par l'impulsion d'horloge

Il existe 2 types de synchronisation

- sur le niveau ("level")
- et sur le flanc ("edge")

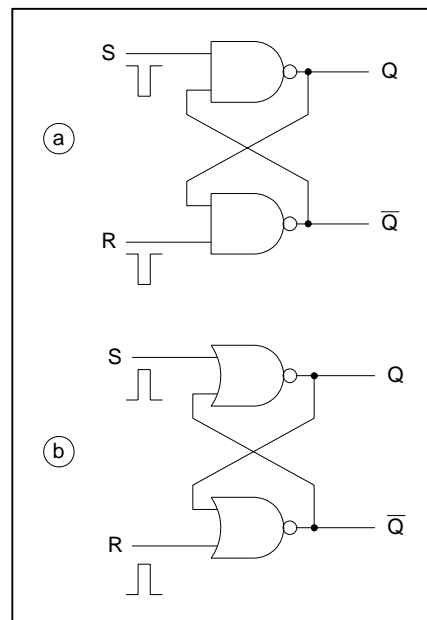
2.9.3.1. Le flip-flop R S

C'est le flip flop **Set Reset**, c'est en fait le flip-flop le plus simple qui soit. On peut réaliser un tel flip-flop avec 2 portes NAND (figure a) on aura alors la table de vérité suivante

S	R	Q	\bar{Q}	
0	0	?	?	non permis
0	1	1	0	
1	0	0	1	
1	1	Q	\bar{Q}	reste dans l'état

ou avec deux portes NOR (figure b) et on aura

S	R	Q	\bar{Q}	
0	0	Q	\bar{Q}	reste dans l'état
0	1	0	1	
1	0	1	0	
1	1	?	?	non permis



Remarquons la similitude de fonctionnement, mais aussi les différences :

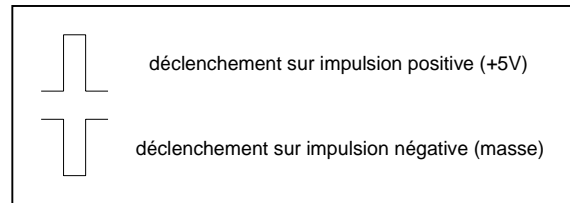
	l'état non permis est	donc normalement l'entrée est à	et un ... fait basculer le flip-flop
NAND	0 / 0	1	0
NOR	1 / 1	0	1

⁷ Onomatopée ...!

⁸ En anglais, a latch est un loquet, un verrou de porte.

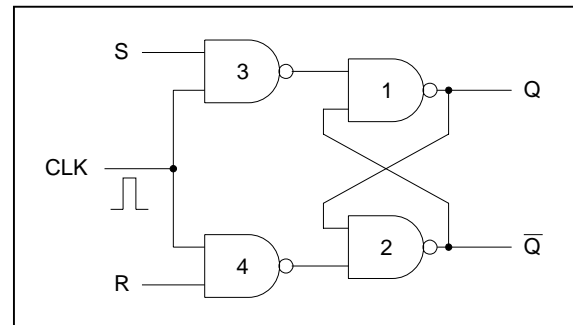


Pour indiquer ceci sur les schémas on dessine une impulsion :



Une variante du montage ci-dessus est le **flip flop synchrone**. Au flip flop de base constitué des portes 1 et 2, on ajoute deux portes autres portes 3 et 4 commandées par un signal d'horloge. Le flip flop ne bascule que si $CLK = 1$, si $CLK = 0$, l'état des entrées est ignoré. On appelle ce signal CLK, le signal d'horloge ("clock").

Remarquez que l'on a dessiné une impulsion positive (+5V) pour indiquer le déclenchement de la bascule et que l'on a rien dessiné sur les lignes R et S.

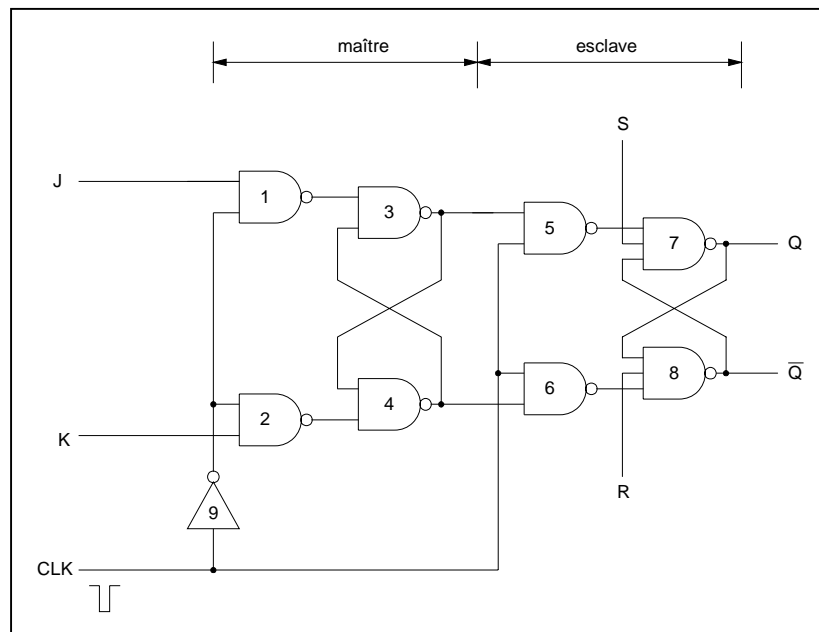


En mettant plusieurs cellules en cascades on obtient un registre à décalage (voir § 2.9.???)

Mais ceci ne résout toujours pas le problème de la situation non permise ! Toutefois, les bascules synchrones qui vont suivre (JK et D) vont apporter la solution.

2.9.3.2. Le flip flop type JK master slave

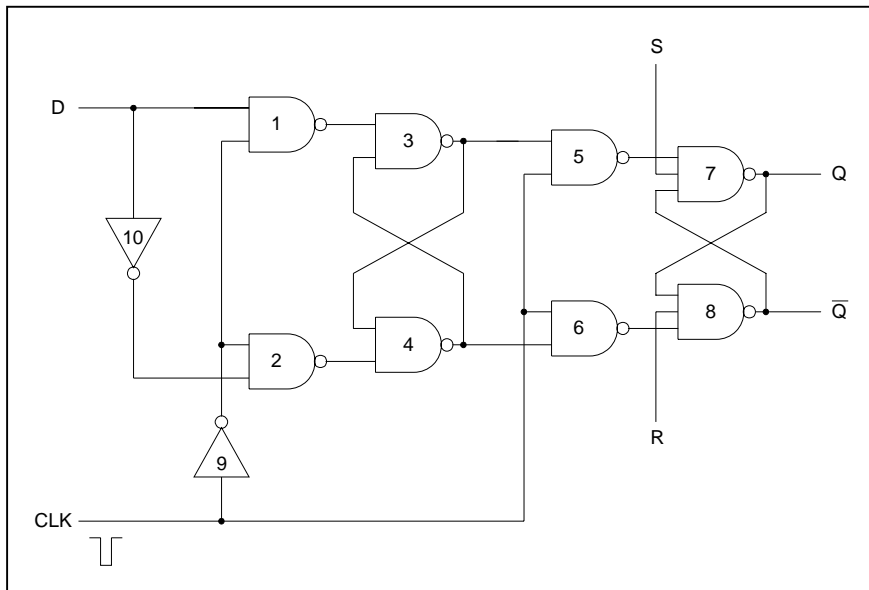
Si on met deux flip-flops synchrones en cascade, mais en utilisant des impulsions d'horloge complémentaires on obtient un flip-flop maître esclave.



Quand le signal d'horloge va à 0, les signaux d'entrées J et K font basculer le maître (portes 1, 2, 3 et 4), puis lorsque le signal d'horloge passe à 1, les informations du maître sont passées à l'esclave (portes 5, 6, 7 et 8).

La dernière amélioration consiste à prévoir 2 entrées S et R sur le flip-flop de sortie (portes 7 et 8), de manière à forcer l'état du système. Ces signaux S et R sont aussi appelés **set** et **clear** ou **preset** et **preclear**.

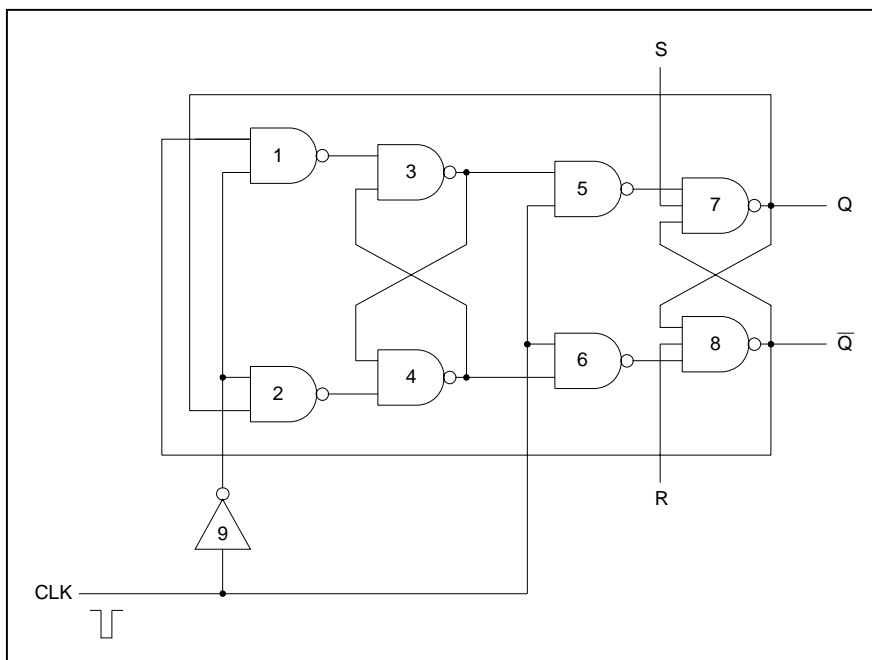
2.9.3.3. Le flip flop D



Un flip-flop D est en fait constitué d'un flip-flop JK où le signal K est obtenu par inversion du signal J grâce à un inverseur supplémentaire (porte 10). Les signaux ne s'appellent plus J et K, mais D (pour data). Lorsque CLK est va à 0, l'état de D est reporté sur le maître, puis lorsque CLK retourne à 1, l'état du maître est reporté vers l'esclave. Le flip flop D est donc une cellule de mémoire.

2.9.3.4. Le flip-flop T ou bistable

En rétro-couplant les sorties sur les entrées, on obtient le flip-flop T. Il n'y a plus à proprement parlé d'entrées J ou K ou D. Ce circuit est donc un diviseur par 2 qui change d'état à chaque impulsion d'horloge.





2.9.3.5. Symbolisation

Tout ceci est bien intéressant pour comprendre les mécanismes, mais dans la pratique, on ne dessine pas toutes ces portes, mais plutôt un rectangle avec les lettres typiques à chacun des flip-flop.

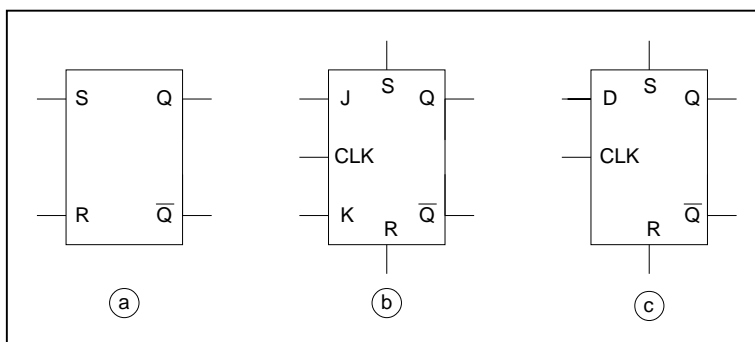


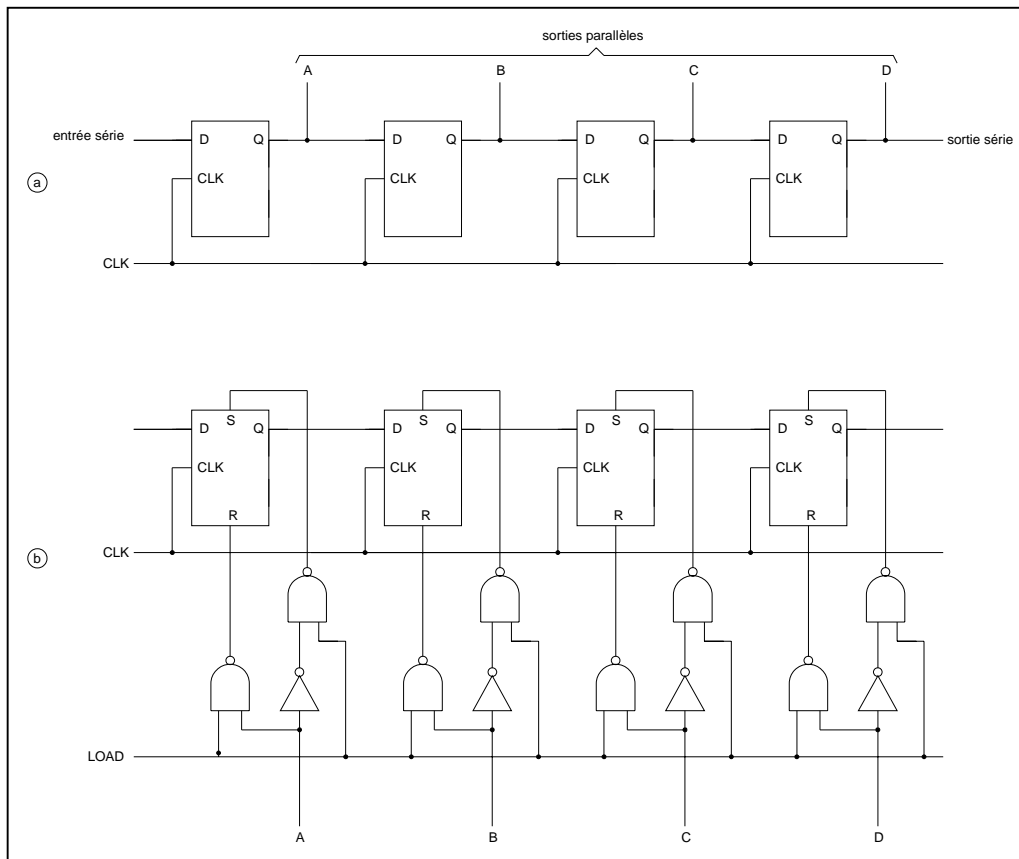
table de vérité	JK	D																														
mode synchronisé	<table border="1"> <thead> <tr> <th>J</th> <th>K</th> <th>CLK</th> <th>Q</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td></td> <td>reste dans le même état</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td></td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td></td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td></td> <td>change d'état</td> </tr> </tbody> </table>	J	K	CLK	Q	0	0		reste dans le même état	0	1		0	1	0		1	1	1		change d'état	<table border="1"> <thead> <tr> <th>D</th> <th>CLK</th> <th>Q</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td></td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td></td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	D	CLK	Q	0		0	1		1	
	J	K	CLK	Q																												
	0	0		reste dans le même état																												
	0	1		0																												
	1	0		1																												
1	1		change d'état																													
D	CLK	Q																														
0		0																														
1		1																														
mode direct (ou forcé)	<table border="1"> <thead> <tr> <th>S</th> <th>R</th> <th>Q</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>non permis</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>fonctionnement normal</td> </tr> </tbody> </table>	S	R	Q	0	0	non permis	0	1	0	1	0	1	1	1	fonctionnement normal	<table border="1"> <thead> <tr> <th>S</th> <th>R</th> <th>Q</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>non permis</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>fonctionnement normal</td> </tr> </tbody> </table>	S	R	Q	0	0	non permis	0	1	0	1	0	1	1	1	fonctionnement normal
	S	R	Q																													
	0	0	non permis																													
	0	1	0																													
	1	0	1																													
1	1	fonctionnement normal																														
S	R	Q																														
0	0	non permis																														
0	1	0																														
1	0	1																														
1	1	fonctionnement normal																														

Les combinaisons les plus fréquentes et les types les plus couramment utilisés dans les familles TTL et CMOS sont :

	TTL	CMOS
2 x JK	7473	
4 x JK	74376	
2 x D		4013
4 x D	7477	
8 x D	74373	

2.9.4. Les registres à décalage

En connectant plusieurs flip-flop D en série, il est possible de faire circuler une information dans un registre. En général tous ces flip-flop font partie d'un même circuit intégré qui est alors caractérisé par son nombre d'étages.



On distingue

- l'entrée série comme sur la figure a ci-dessus,
- l'entrée parallèle où on attaque les entrées S-R de chaque flip-flop dans un opération que l'on appelle "chargement" (figure b)
- la sortie série
- et les sorties parallèles.

Dans certains montages on peut aussi changer le sens de circulation.

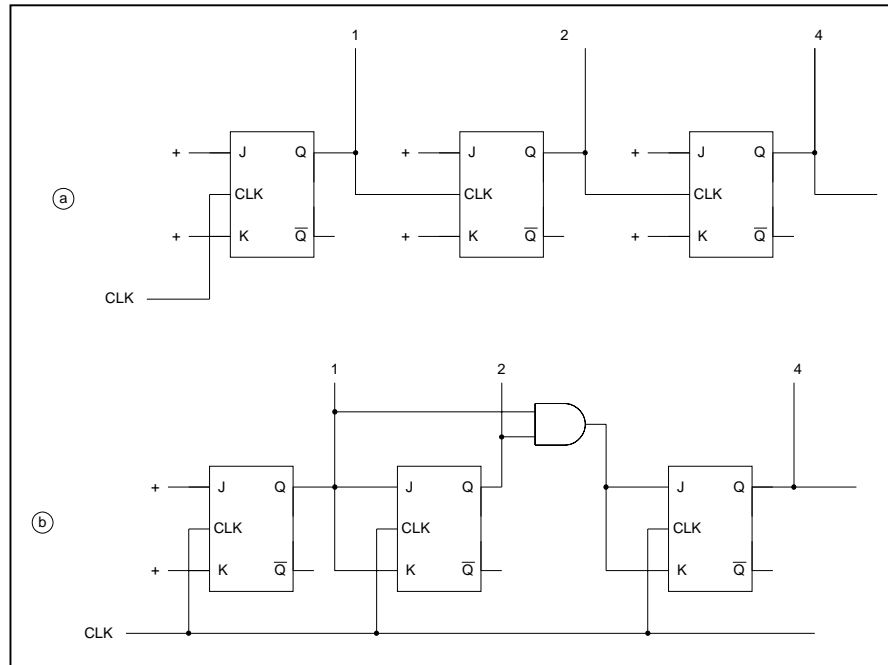
On rencontre les registres à décalage principalement comme

- convertisseur série/parallèle et vice-versa
- générateur pseudo aléatoire
- générateur de bruit blanc

Dans la pratique un registre à décalage va se représenter sous forme d'un rectangle avec sa (ses) entrées/sorties.

2.9.5. Les compteurs ou diviseurs

Ils sont constitués de flip flop. La figure ci-contre représente deux diviseurs par 8.



On distingue

- les compteurs **asynchrones** ou compteur à ondulation ("**ripple counter**") : on se rappellera qu'un flip flop dont les entrées sont à 1 inverse sa sortie à chaque impulsion d'horloge. La sortie d'un étage sert d'horloge au suivant. Voir figure a
- les compteurs **synchrones** où tous les flip-flop reçoivent l'impulsion d'horloge en même temps. Le premier étage est un diviseur par 2. Pour les étages suivants J et K sont reliés ensemble : Si J et K sont à 0, la sortie reste dans le même état après l'impulsion d'horloge. Si J et K sont à 1, la sortie change d'état après l'impulsion d'horloge. Les compteurs synchrones sont plus rapides que les compteurs asynchrones.

Mais certains compteurs peuvent

- être "chargés" par une valeur.
- compter dans en incrémentant leur résultat ("**up counter**") et d'autres possèdent les deux directions de comptage ("**up/down counter**")



2.9.6. Les décodeurs

Les décodeurs permettent de passer

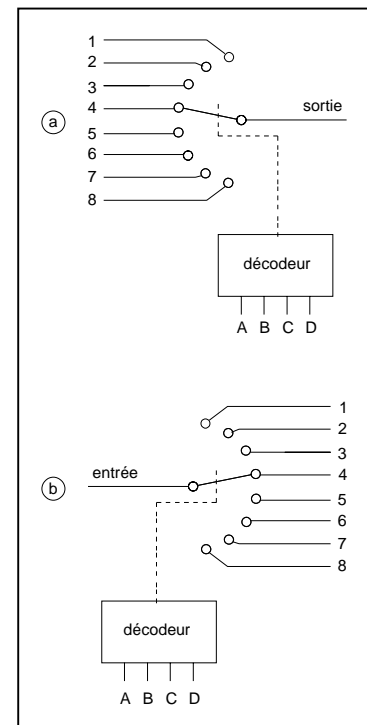
- de BCD vers décimal
- de BCD vers binaire
- de BCD vers 7 segments
- binaire vers BCD
- binaire vers décimal

2.9.7. Les comparateurs

Ces circuits permettent de déterminer si deux nombres binaires sont égaux. Les nombres binaires sont décomposés en bits.

2.9.8. Les multiplexeurs et les démultiplexeurs

Ces circuits agissent comme des combinateurs multi positions. La position étant donnée sous forme d'un nombre binaire. En fait ils agissent comme des combinateurs.





2.9.9. Les mathématiques des circuits logiques

Lorsque nous avons vu les portes nous avons vu que celles-ci pouvaient avoir plusieurs fonctions. Ces fonctions peuvent être représentées par des symboles mathématiques

l'inversion	$B = \overline{A}$
la fonction ET	$C = A \bullet B$
la fonction OU	$C = A + B$
la fonction OU EXCLUSIF	$C = A \oplus B$

ceci constitue la base de l'algèbre de Boole.

Les propriétés de base sont :

$A + 1 = 1$	$A \bullet 1 = A$
$A + 0 = A$	$A \bullet 0 = 0$
$A + A = A$	$A \bullet A = A$
$A \overline{A} = 0$	$A \bullet \overline{A} = 0$

Les relations booléennes permettent d'établir l'équation d'un circuit. On peut imaginer un système avec de nombreux signaux d'entrées, l'équation booléenne donnera une expression relativement simple du circuit que l'on élabore. L'avantage de cette expression est qu'on peut l'analyser et qu'on peut parfois la simplifier.

Un théorème très important est le **théorème de De Morgan**⁹ qui dit

$$\overline{A \bullet B} = \overline{A} + \overline{B} \quad \text{ou} \quad \overline{A + B} = \overline{A} \bullet \overline{B}$$

Démontrons cela à l'aide d'une table de vérité :

A	B	$\overline{A + B}$	$\overline{A} + \overline{B}$	\overline{A}	\overline{B}	$\overline{A \bullet B}$
0	0	1	1	1	1	1
0	1	0	1	1	0	1
1	0	0	0	0	1	1
1	1	0	0	0	0	1

En fait le théorème de De Morgan signifie simplement que l'on peut remplacer des portes OU par des portes ET et inversement !

⁹ Notez que ce Monsieur s'appelait De Morgan, il s'agit donc du théorème **de De Morgan** !



2.9.8. Les différentes technologies de circuits logique

La "technologie" se manifeste ici en plusieurs familles (TTL, CMOS, ECL, ...) qui ont chacune des avantages et des inconvénients

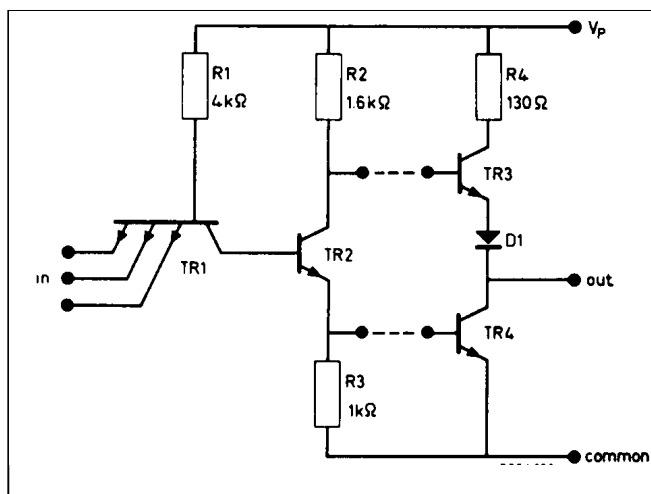
2.9.8.1. La technologie TTL

Les circuits logique TTL (Transistor Transistor Logic) est une famille de porte utilisant des transistors bipolaires. Cette famille est identifié par un numéro **7400**, la version militaire étant 5400.

Le schéma équivalent d'une porte NAND à 3 entrées est donné ci-contre.

Les circuits TTL nécessitent une tension d'alimentation comprise entre 4,75 à 5,25 V (idéalement 5 V !).

La famille 7400 date du début des années 1970, c'est probablement la famille offrant le plus vaste choix de portes, de flip-flop, de compteurs de codeurs et de décodeurs ! Mais elle existe également sous plusieurs variantes:



famille	année		MHz
74	début '70		
74L		techniques "Low Power" , mais le courant de sortie est très petit, donc on ne peut pas attaquer beaucoup de portes à partir de la sortie d'une autre.	
74S		technique "Schottky" où les transistors ne sont plus saturés	
74H		technique "High speed" avec une vitesse plus élevée (3 x) mais une consommation importante, d'où la nécessité de réserver ces IC aux premiers étages avant la division	
74LS	1976	Low Power Schottky	
74F	1979	FAST pour Fairchild Advanced Schottky Ttl , 50% plus rapide que la série 74S et 1/3 de sa puissance	100
74AS	1980	Advanced Schottky pour supplanter la famille 74S	105
74ALS	1980	Advanced Low power Schottky pour supplanter la famille 74LS	34
74HC	1982	High speed CMOS	30
74HCT	1982		30
74C	1985	technologie CMOS mais avec les mêmes fonctionne et les mêmes brochages que les TTL	
74HCU			
74AC	1985		125

Conclusions :

- si vous devez dépanner un montage, remplacer l'IC par un du même type ou alors par celui d'une famille compatible
- si vous avez des nouveaux projets utiliser préférentiellement des 74HCT sauf si vous avez besoin de vitesse élevées, choisissez alors la famille 74AC(T)

Ce qu'il faut aussi savoir des TTL c'est que l'on peut "tirer" beaucoup de courant si la sortie est à 0, donc si on utilise une porte pour activer une LED ou un relais, la LED ou le relais sera relié entre la sortie de la porte TTL est le + 5 V, avec bien entendu une résistance de limitation en série.



Parfois toutes les entrées ne sont pas utilisées, elles se comportent alors comme si elles étaient au potentiel haut (1). Mais il est préférable de mettre une résistance de 10 k en série vers le + 5 V , plutôt que de laisser la broche "en l'air". Une bonne pratique consiste aussi à découpler chaque carte par un condensateur électrolytique de 22 μF et mettre un condensateur de découplage de 0,01 à 0,1 μF tous les 4 à 8 circuits intégrés.

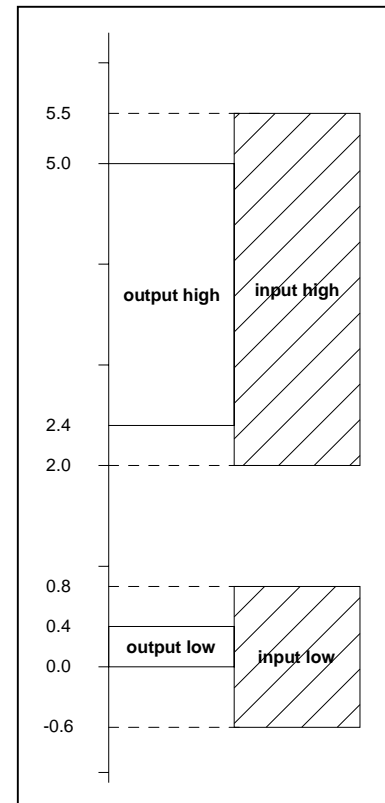
Caractéristiques des familles TTL

entrée 0 = inférieur à 0,8 V 1 = supérieur à 2 V

sortie 0 = inférieur à 0,4 V 1 = supérieur à 2,4 V

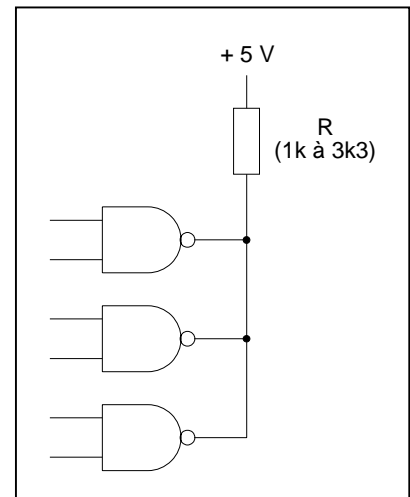
tension d'alimentation 4,75 à 5,25 V (maximum 7 V)

fréquence de travail maximum 5 à 15 MHz , mais exception pour certains compteurs et diviseurs qui vont jusqu'à 50 MHz

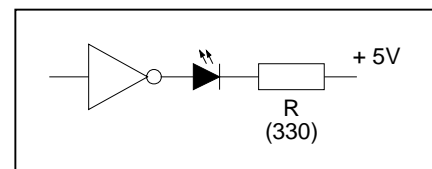


Les logiques à **collecteur ouvert** : La sortie de ces portes se fait par l'intermédiaire d'un transistor monté en émetteur commun, le collecteur étant connecté à la sortie de l' IC. Ces sorties doivent donc être connectées à une charge qui retourne vers le + 5 V. Les collecteurs ouverts sont essentiellement utilisés :

- pour faire un OU câblé, plusieurs sorties sont connectées ensemble et reliées au + 5 V via une résistance de pull-up



- pour l'attaque de charges extérieures (relais reed, LED, buzzer, ...). Toutefois pour des charges excédent 30 mA, il existe les circuits ULN2003 et 2004 qui permettent d'obtenir un courant de 500 mA maximum.



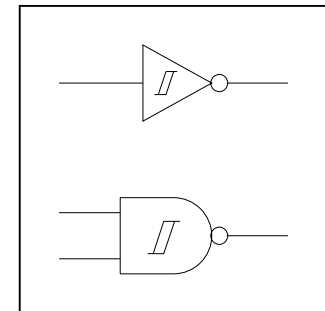
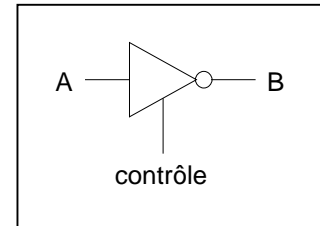
- pour l'attaque de bus externes



Logique à trois états ou **Tristate** : S'il est vrai qu'en logique digitale on ne connaît que 2 états un 1 ou un 0 , on a ajouté un troisième état, l'état haute impédance. Certains circuits logiques comporte une entrée de contrôle qui place la sortie dans un état "haute impédance", tout se passe alors comme si la sortie était déconnectée.

contrôle	A	B
0	1	0
0	0	1
1	x	haute impédance

Logique avec **trigger de Schmitt** : La figure ci-contre montre un inverseur et une porte NAND avec trigger de Schmitt.

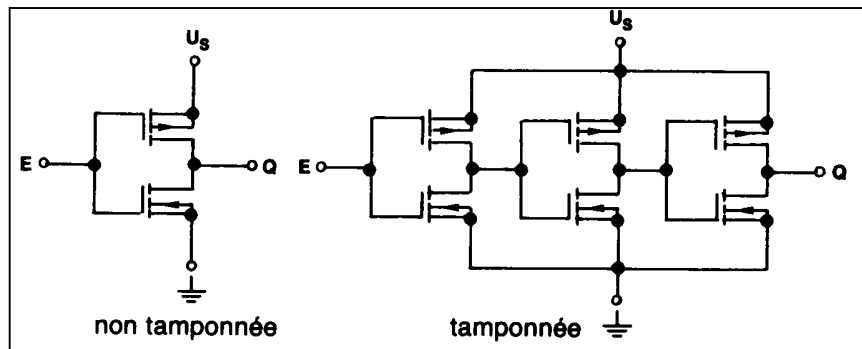


2.9.8.2. La technologie CMOS

Les circuits logiques CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) utilisent des transistors à effet de champ (FET) du type N ou du type P combiné sur le même substrat. L'avantage essentiel de cette famille est la **très faible consommation** et la grande immunité au bruit.

La plupart de ces IC sont caractérisés par le numéro de série de la forme **4000**.

Les fabricants ont aussi produits des portes pin-to-pin compatibles à celles de la série TTL, mais en CMOS. Ainsi une porte 74HC00 est une porte CMOS équivalente à la 7400 en version TTL.

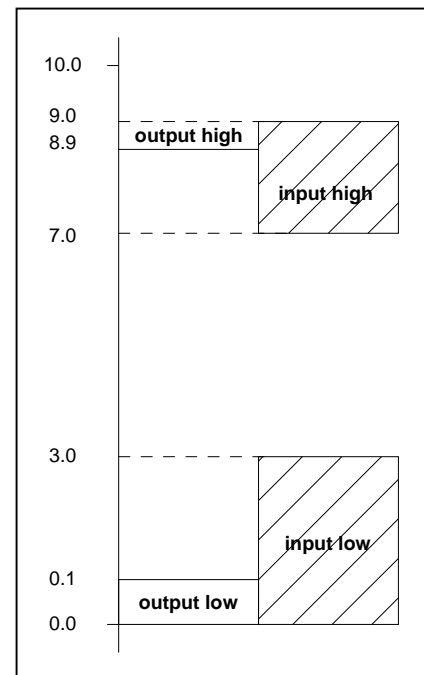


Il existe deux types de sorties :

- la sortie non tamponnée (= "non bufferisée"), c'est l'ancienne série, marqué par la lettre **A**, et,
- la sortie tamponnée, marquée par la lettre **B**, cette série donne des impulsions "plus carrées" que la série A.

Les CMOS peuvent aussi fonctionner sur une large plage de tension d'alimentation, en pratique celle-ci va de 3 à 18 V. Les tensions de sortie dépendent bien sûr de la tension d'alimentation.

La figure ci-contre montre les plages de tensions H et L lorsqu'une porte CMOS est alimentée en 9 V.



2.9.8.3. La technologie ECL

La famille des circuits ECL ou Emitter Coupled Logic est essentiellement constituée de diviseurs et de quelques portes logiques. Elle apporte réellement la vitesse. La famille ECL est donc essentiellement utilisée dans les étages à fréquence très élevée (500 MHz et plus), et principalement comme pré diviseurs. Dès que l'on atteint une fréquence acceptable pour une famille TTL ou CMOS, on repasse évidemment en TTL ou en CMOS.

2.10. Les quartz

Les quartz sont très utilisés dans le domaine radioamateurs, on peut les utiliser comme élément d'oscillateur très stables ou comme filtre à quartz. Un quartz est en fait un matériau piézoélectrique.

Un matériau piézoélectrique est un matériau aux bornes duquel apparaissent des charges électriques s'il est soumis à une contrainte mécanique. Le sel de la Rochelle, la tourmaline et la quartz sont les 3 principaux matériaux piézoélectrique.

Le quartz est un dioxyde de silicium (SiO_2 , tout comme le sable !). Les cristaux ont une forme hexagonale. Au début on n'utilisait que du quartz naturel provenant du Brésil ou de Madagascar. actuellement le quartz est produit de façon synthétique.

Les propriétés piézoélectriques font référence à 3 axes :

- l'axe Z ou l'axe optique
- l'axe Y ou l'axe mécanique
- l'axe X ou l'axe électrique

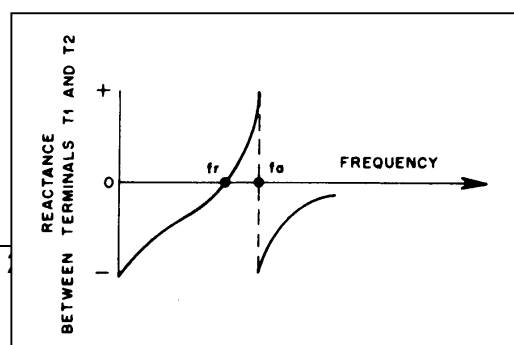
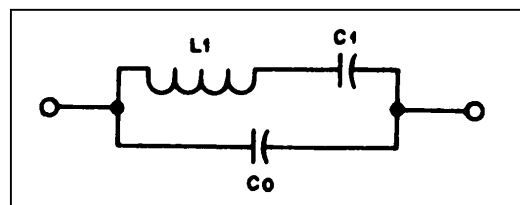
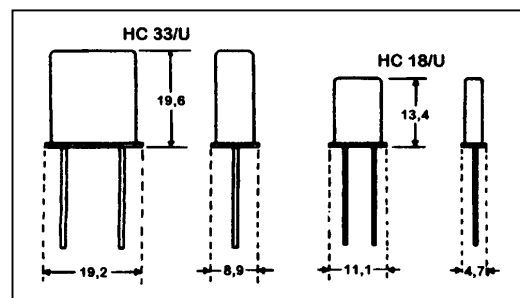
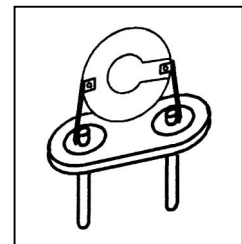
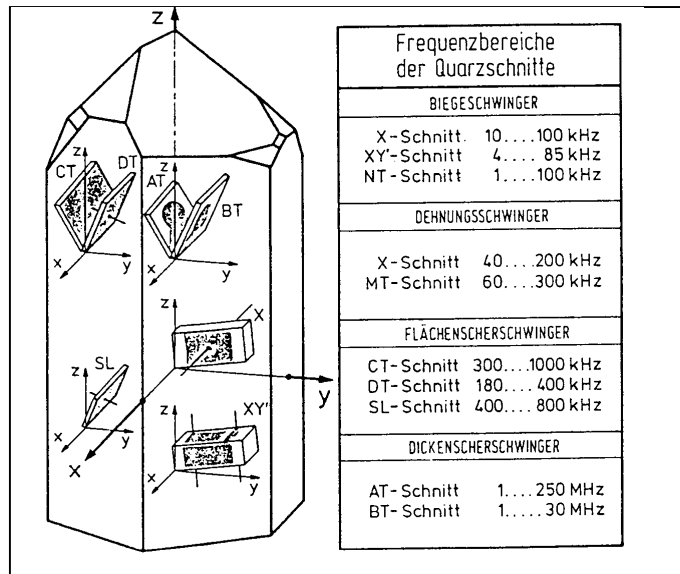
Un quartz tel que représenté à la figure ci-dessus peut mesuré 5 cm de diagonale et 10 cm de long. Dans un tel bloc on peut tailler quelques milliers de pastilles de quartz. Les coupes des quartz sont représentés par des lettres, on parle de la coupe AT, BT, CT, etc ... On métallise alors une connexion sur chaque face du quartz et on le monte sur un support. Le quartz est ensuite enfermé dans un boîtier.

Les principales deux formes de boîtiers les plus courantes sont représentées ci-contre. Notons que le boîtier HC-6/U ressemble au boîtier HC-33/U sauf qu'il est pourvu de deux picots pour être enfilé dans un support. Idem pour le boîtier HC25/U qui ressemble au boîtier HC-18/U, mais qui est pourvu de picots. Ce sont bien sûr les deux formes les plus courantes, à part cela on trouvera encore des dizaines d'autres formes !.

Le schéma équivalent d'un quartz

Un quartz possède deux fréquences de résonance

- une fréquence de résonance série où l'impédance équivalente est très faible et
- une fréquence de résonance parallèle, où l'impédance équivalente est très grande.





Tel quel les quartz sont principalement utilisé dans des circuits oscillateur.

2.11. Microphones et haut parleurs

Microphones et haut-parleurs sont des composants un peu particuliers mais tellement indispensable pour assurer la transmission de la parole.

2.11.1. Microphones

La fonction d'un microphone est de capter les ondes sonores et de les transformer en signal électrique.

2.11.1.1. Caractéristique des microphones

Les microphones se caractérisent par

- leur directivité, on distingue
 - les micros omnidirectionnels
 - les bidirectionnels (en huit)
 - les cardioïdes
 - les hypercardioïdes : encore plus pointu
- la sensibilité d'un micro est exprimée en V/Pa c'est-à-dire le rapport entre la tension fournie et la pression acoustique¹⁰. Mais on fait plus souvent référence à un niveau de 0 dB_{SL} = 20 mPa = 1 pW/m². Ce qui amène à donner la sensibilité en dB_{V/mbar} ou en dB_{V/mPa}. Les valeurs se situent entre -50 et -90 dB/Pa. Ainsi un micro de "-53 dB"¹¹ fournit une tension de 2,24 mV/Pa¹²
- la courbe de réponse en fréquence
- l'impédance

Les deux types de microphones les plus répandus sont les micros dynamiques et les micros électret.

2.11.1.2. Microphones dynamiques

Dans un microphone dynamique, les variations de pression acoustique produisent le déplacement d'une membrane qui à son tour fait déplacer une bobine dans un champ magnétique. Le processus du micro dynamique est exactement l'inverse d'un haut parleur.

Un microphone électrodynamique est formé d'une bobine de plusieurs spires qui se déplace dans l'entrefer d'un puissant aimant. Cette bobine est solidaire d'une membrane fine qui mesure parfois moins d'un cm².

¹⁰ L'unité de pression est le Pascal (Pa). Un Pa correspond à la pression exercée par 1 N sur une surface de 1 m². Mais on est plus souvent confronté avec la pression barométrique exprimée en mm Hg, 1mm Hg = 133,22 Pa. Dans un autre domaine d'application on fait référence à la pression de l'eau, exprimée en bar : une colonne d'eau de 10 m représente 1 bar ou 100000 Pa.

¹¹ Remarquez que dans la plupart des cas il s'agit de "dB" sans rien préciser d'autres ... et que la référence est le Volt. Ainsi

-100 dB	-90 dB	-80 dB	-70 dB	-60 dB	-50 dB	-40 dB	-20 dB	0 dB
0,01 mV	0,0316 mV	0,1 mV	0,316 mV	1 mV	3,16 mV	10 mV	100 mV	1 V

¹² $U = 1 \text{ V} \times 10^{(-53/20)} = 1 \text{ V} \times 2,24 \cdot 10^{-3} = 2,24 \text{ mV}$



2.11.1.3. Micro électret

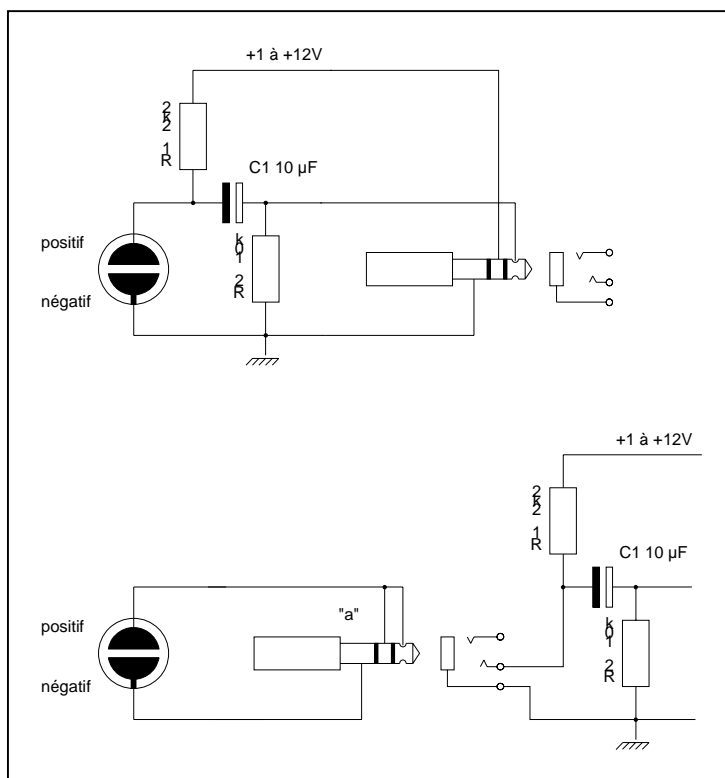
Les microphones électret sont dérivés de microphones électrostatiques. Toutefois les micros électret n'ont pas besoin d'une haute tension pour fabriquer des charges. Dans la littérature anglaise, **electrets** désigne des corps qui après avoir été soumis à des champs électriques intenses conservent cette charge, même quand le champ d'origine a été supprimé. Des matériaux tels certains polycarbonates métallisés, le téflon ou le mylar sont de électrets. Cette propriété se perd avec la température et l'humidité. C'est pourquoi certains micros électrets s'arrêtent parfois soudain de fonctionner sans raison apparente ...

C'est actuellement le microphone le plus répandu.

Un micro électret nécessite une tension d'alimentation (1 à 12 V avec une consommation 1 mA ou moins) qui sert à l'alimentation de l'amplificateur FET incorporée dans la capsule du micro. L'ensemble présente une impédance de 1 à 10 k Ω

Il existe des capsules à 2 contacts ou à 3 contacts.

Le schéma ci-contre représente un micro électret à 2 contacts. Les connexions se présentent sous forme de deux demi-cercles, le côté négatif présente une petite languette supplémentaire. R1 est la résistance d'alimentation, C1 le condensateur de découplage et R2 la résistance de charge. Parfois R1, R2 et C1 sont intégrés dans le microphone, parfois pas. Dans certains cas on trouve aussi la connexion "a".



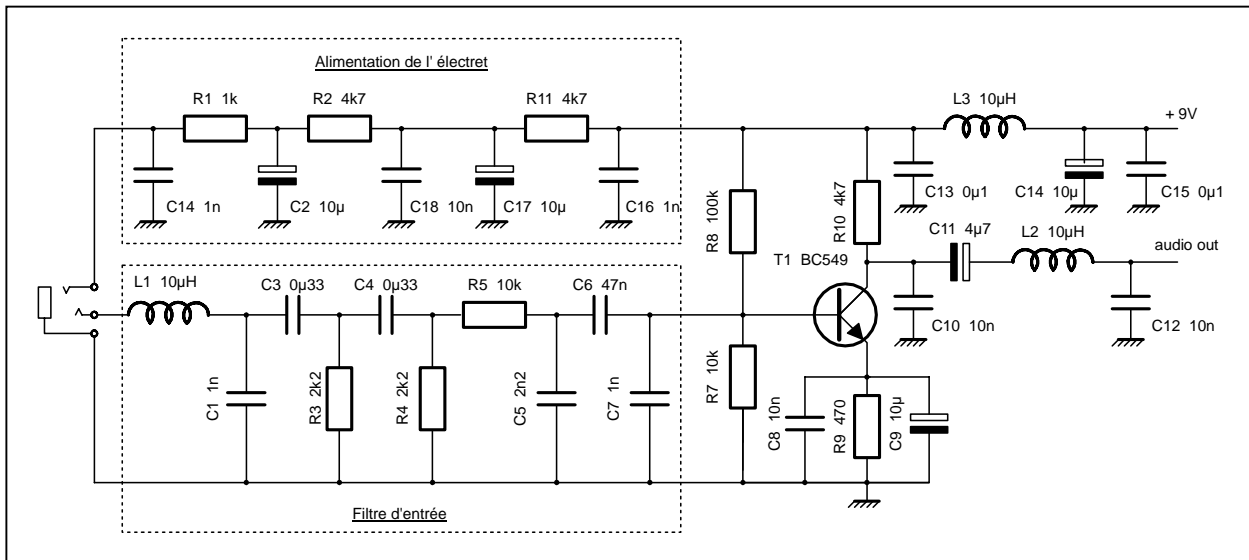
Le niveau de sortie se situe aux environs de 3 à 20 mV/Pa .

2.11.1.3. Ampli pour micro

Le schéma ci-dessous représente un ampli pour micro électret. Le design est fait pour un environnement RF assez agressif, on y trouve un découplage soigné des entrées et sorties, un découplage de la tension d'alimentation de l'électret et un filtre qui limite la bande de fréquence aux fréquences vocales. Suivant le micro utilisé il faudra adapter les connexions à la prise jack.

Les transistors BC549, BC309, BC109, ... sont particulièrement recommandés ici, car leur bruit est très faible.

On peut utiliser le même montage pour un micro dynamique, il suffit de supprimer l'alimentation de l'électret.



2.12. La soudure et les fers à souder

Ce paragraphe est aussi très important, car tout montage fait appel à la soudure.

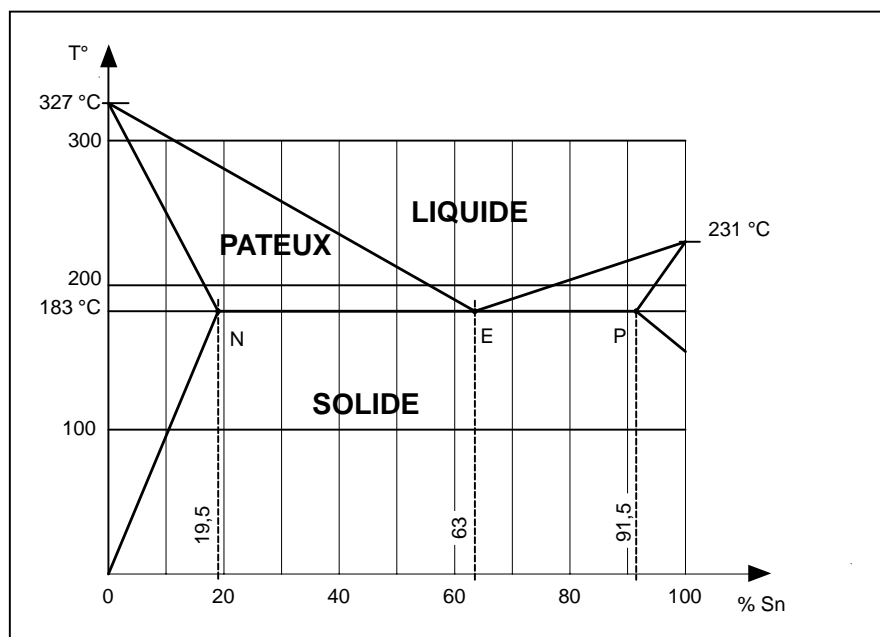
On entend par soudure l'opération qui consiste à assembler, par une micro opération métallurgique deux pièces métalliques A et A' en y interposant un alliage B fondant à une température beaucoup plus basse que les métaux à assembler.

Température de fusion du cuivre (Cu) 1083 °C
du plomb (Pb) 327 °C
de l'étain (Sn) 231 °C

Il faut que le métal des pièces à souder s'allie avec l'alliage fondu en se dissolvant partiellement dans la soudure.

En fait il faut que l'attraction des atomes de soudure pour les atomes de métal à assembler soit plus grande que l'attraction des atomes de soudure entre eux. L'étain est le métal qui répond à cette condition.

En métallurgie on a l'habitude de dessiner un diagramme de fusion, et pour l'alliage étain-plomb, ce diagramme est représenté ci-contre



Pour tous les alliages dont la teneur en Sn est comprise entre 19,5% (point N) et 91,5% (point P), la **température de fusion est de 183 °C**, de tous les alliages Sn-Pb, c'est l'alliage qui contient 63% de Sn qui possède la température de fusion la plus basse et qui passe sans transition de l'état liquide à l'état solide. Un



alliage qui a la propriété de passer de l'état solide à l'état liquide sans passer par l'état pâteux s'appelle un **eutectique**, c'est le point E du diagramme. La soudure utilisée en électronique contient donc 63% d'étain et 37% de plomb.

Les pièces à souder sont très souvent recouvertes d'une mince couche d'oxyde. Celle-ci empêche la diffusion des atomes des pièces à souder, c'est pourquoi on ajoute du flux décapant sous forme de petits canaux dans le rouleau de soudure.

Les fers à souder qui seront habituellement utilisés possèdent une puissance de 15 Watts (la plupart des petites soudures) à 150 Watts (soudure de fiches PL259, réalisation de boîtier en tôle galvanisée, soudure de mises à la masse,...). Les fers à souder à régulation de température sont à conseiller : on trouve des fers à souder à régulation continue entre 50 et 400°C et des fers à souder à régulation par magnastat, dans ce dernier cas, la température est fixée par la panne qui est livrée.

La panne est en cuivre à cause de sa grande conductibilité thermique, mais elle a tendance à se dissoudre au fur et à mesure que l'on soude, c'est ainsi que l'on a mis au point des pannes en alliages spéciaux, ou avec des traitements métallurgiques spéciaux. Il est évident que les pannes qui ont subies un traitement de surface spécial ne peuvent pas être "limées" ou brossées avec une brosse en fer. Elles doivent être nettoyées à chaud, sur une éponge humide.

Il faut choisir la panne en fonction du travail à effectuer, d'une façon pratique, la panne doit être environ deux fois plus grosse que la section des fils ou des composants à assembler.

A conseiller pour un débutant : Acquérir dans l'ordre

1. un fer à souder d'une puissance de 50 Watts environ avec régulation de température et une fine panne (par exemple les fers à souder de la marque Weller). Ce fer à souder sera votre fer à souder principal.
2. une deuxième "grosse panne" pour ce fer. Cette panne servira à souder des boîtiers en fer blanc, de grosses cosses, etc. ...
3. un fer à souder de 100 à 150 Watts avec une régulation du type "magnastat" par exemple. Ce fer servira à la soudure des fiches PL259 par exemple.

Si vos moyens sont limités, commencer alors plutôt par un fer à souder sans régulation de 25 Watts, muni d'une panne fine ordinaire.

Veiller à

- travailler avec une panne propre et bien étamée pour faciliter la soudure.
- éviter les excès de soudure.
- porter d'abord les pièces à souder à une température assez élevée avec le fer à souder avant de mettre la soudure en contact avec la panne.



Chapitre 3 : Les circuits

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Maintenant que nous connaissons les principes de base de l'électricité (chapitre 1) et que nous savons comment sont constitués les composants (chapitre 2), nous allons pouvoir passer à un chapitre fort intéressant qui va nous apprendre comment mettre tout cela en œuvre pour réaliser des circuits.

Tenez compte du fait que sur chacun des paragraphes on pourrait écrire un livre, mais que notre but principal est d'avoir une idée précise des circuits utilisés dans les montages radioamateurs.

Arrivé à ce point nous aimerions aussi vous renseigner un excellent ouvrage c'est le ARRL Handbook for the radioamateur qui contient des centaines d'exemples de circuits.

A la fin de ce chapitre vous devriez pouvoir comprendre les montages qui sont proposés dans les revues de radio amateur et vous devriez aussi ne plus avoir d'appréhension de prendre le fer à souder en mains et de commencer à "bidouiller". Et si ça ne marche pas n'hésitez pas à en parler au radio club, à quelqu'un de plus expérimenté, ce n'est que comme ça qu'on apprend ...



3.1. Les combinaisons de composants

Dans ce paragraphe nous allons d'abord examiner ce qui se passe lorsqu'on combine plusieurs résistances en série et en parallèle, puis nous allons faire la même chose avec les condensateurs et puis encore avec les bobines. Mais d'abord qu'est ce qu'une combinaison série et qu'est ce qu'une combinaison parallèle ?

3.1.1. Circuits série et parallèle

On dit que des résistances sont mises en série si l'extrémité de l'une est connectée à la suivante. Le courant qui traverse R_1 est le même que celui qui traverse R_2 et est encore le même que celui qui traverse R_3 .

La figure ci-contre représente un montage en série de 3 résistances.

La somme des chutes de tension aux bornes des résistances doit être égale à la tension du générateur. Par conséquent la résistance équivalente du circuit est égale la somme des résistances

$$R_{\text{éq}} = R_1 + R_2 + R_3$$

La résistance équivalente est celle qui remplace le groupement de 3 résistances et qui serait le siège du même courant

Vous remarquerez que dans un montage série, si une des résistances est ouverte (un lampe qui "claque" ou une résistance défectueuse) le courant ne passe plus du tout.

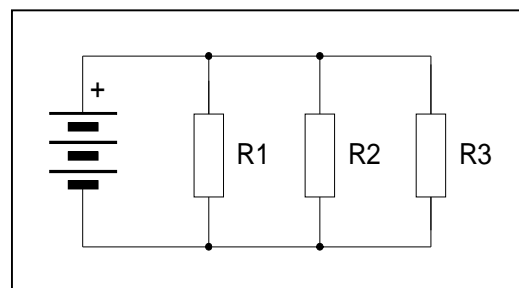
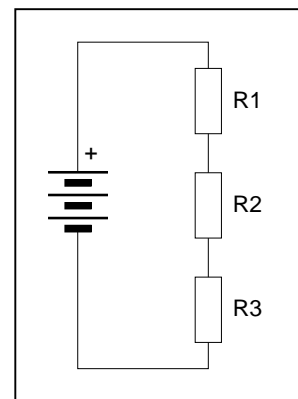
On dit que deux résistances sont mises en parallèle si les deux extrémités de l'une sont connectées aux deux extrémités de l'autre. La même tension est ainsi appliquée à toutes les résistances.

La figure ci-contre représente un montage en parallèle de 3 résistances.

Le courant est égal à la somme des courants. Par conséquent la résistance équivalente du circuit est égale à

$$R_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_3)}$$

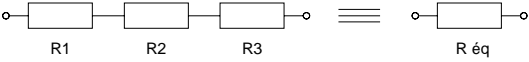
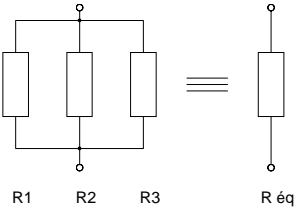
De la même manière que l'on met des résistances en série ou en parallèle, on peut aussi mettre des condensateurs ou des bobines en série ou en parallèle. Mais nous allons d'abord voir plus en détails les combinaisons de résistances.





1.2. Combinaisons de résistances

En définissant les notions de groupements série et parallèle, nous avons déjà donné les deux formules fondamentales. Reste à voir les cas particuliers.

 <p>Résistances en série ¹</p>	$R_{\text{éq}} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n$						
 <p>Résistances en parallèle ²</p>	$R_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_3) + \dots + (1/R_n)}$						
<p>Cas particuliers:</p> <table border="0" style="width: 100%;"> <tr> <td style="width: 50%;">s'il n'y a que 2 résistances en parallèle</td> <td style="width: 50%; text-align: center;"> $R_{\text{éq}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$ </td> </tr> <tr> <td>s'il y a n résistances de même valeur en série</td> <td style="text-align: center;">$R_{\text{éq}} = R \times n$</td> </tr> <tr> <td>s'il y a n résistances de même valeur en parallèle</td> <td style="text-align: center;">$R_{\text{éq}} = R / n$</td> </tr> </table>		s'il n'y a que 2 résistances en parallèle	$R_{\text{éq}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$	s'il y a n résistances de même valeur en série	$R_{\text{éq}} = R \times n$	s'il y a n résistances de même valeur en parallèle	$R_{\text{éq}} = R / n$
s'il n'y a que 2 résistances en parallèle	$R_{\text{éq}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$						
s'il y a n résistances de même valeur en série	$R_{\text{éq}} = R \times n$						
s'il y a n résistances de même valeur en parallèle	$R_{\text{éq}} = R / n$						

A coup sûr, vous aurez une question sur le groupement de résistances à l'examen de radioamateur il est donc important de faire des exercices. Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

Problème :

Solution :

Calculez la résistance équivalente du groupement série de résistances suivantes:

10 Ω et 15 Ω ?

25 Ω

6,2 Ω et 2,4 Ω ?

8,6 Ω

130 Ω et 15 Ω ?

145 Ω

126,56 Ω et 23,787 Ω

150,347 Ω

1200 Ω et 2,4 kΩ ?

3,6 kΩ

220 kΩ et 390 kΩ ?

610 k Ω

56 kΩ et 0,01 MΩ

66 kΩ

¹ Pour calculer la résistance équivalente, on part de $V = I R_1 + I R_2 = I (R_1 + R_2)$ et comme $V = I R_{\text{éq}}$, on en déduit que $R_{\text{éq}} = R_1 + R_2$

² Pour calculer la résistance équivalente, on part de $I = I_1 + I_2 = V/R_1 + V/R_2 = V (1/R_1 + 1/R_2)$ et comme $I = V / (1/R_{\text{éq}})$ on en déduit que $(1/R_{\text{éq}}) = (1/R_1 + 1/R_2)$



470 k Ω et 0,1 M Ω	570 k Ω
1 M Ω et 1,5 M Ω ?	2,5 M Ω
100 k Ω et 1500 Ω ?	(1) 101,5 k Ω \approx 100 k Ω
100 k Ω et 10 Ω	(1) 100,010 k Ω \approx 100 k Ω
10 Ω et 0,0015 Ω ?	(1) 10,0015 Ω \approx 10 Ω
110 Ω , 240 Ω et 390 Ω	730 Ω
1,2 k Ω , 1,2 k Ω , 1,5 k Ω et 2,7 k Ω	6,6 k Ω
220 k Ω , 56 k Ω , 0,1 M Ω	
2 résistances de 1,2 k Ω	2,4 k Ω
3 résistances de 33 Ω	99 Ω
5 résistances de 100 k Ω	20 k Ω
5 résistances de 47 k Ω	235 k Ω
10 résistances de 1200 Ω	120 Ω

Calculez la résistance équivalente du groupement de résistances en parallèle suivantes :

10 Ω et 15 Ω ?	$150 / 25 = 6 \Omega$
6,2 Ω et 2,4 Ω ?	$14,88 / 8,6 = 1,73 \Omega$
130 Ω et 15 Ω ?	$1950 / 145 = 13,44 \Omega$
126,56 Ω et 23,787 Ω	$3010, \dots / 150, \dots = 20, \dots \Omega$
1200 Ω et 2,4 k Ω ?	$2,88 / 3,6 = 0,8 \text{ k}\Omega$
12000 Ω et 25000 Ω	8108 Ω
220 k Ω et 390 k Ω ?	$85800 / 610 = 140,65 \dots \text{ k}\Omega$
56 k Ω et 0,01 M Ω	$5600 / 156 = 35,89 \text{ k}\Omega$
470 k Ω et 0,1 M Ω	$47000 / 570 = 82,45 \text{ k}\Omega$
1 M Ω et 1,5 M Ω ?	$1,5 / 2,5 = 0,6 \text{ M}\Omega$
100 k Ω et 1500 Ω ?	(2) $150 / 101,5 = 1,477 \text{ k}\Omega \approx 1500 \Omega$
100 k Ω et 10 Ω	(2) $1000 / 100,01 = 9,998 \Omega \approx 10 \Omega$
10 Ω et 0,0015 Ω ?	(2) $0,015 / 10,0015 = 0,001499 \Omega \approx 0,015 \Omega$
110 Ω , 240 Ω et 390 Ω	63,2... Ω
1,2 k Ω , 1,2 k Ω , 1,5 k Ω et 2,7 k Ω	0,369 k Ω
220 k Ω , 56 k Ω , 0,1 M Ω	30,861 k Ω
2 résistances de 1,2 k Ω	600 Ω
3 résistances de 33 Ω	11 Ω
5 résistances de 100 k Ω	20 k Ω
5 résistances de 47 k Ω	9,4 k Ω
10 résistances de 1200 Ω	120 Ω
3 résistances de 150 Ω	50 Ω
24 résistances de 0,0012 M Ω	50 Ω

(1) et (2) permettent de tirer deux conclusions importantes :

Si on met une toute petite résistance **en série** avec une plus grande résistance, l'influence de la toute petite résistance est négligeable ...

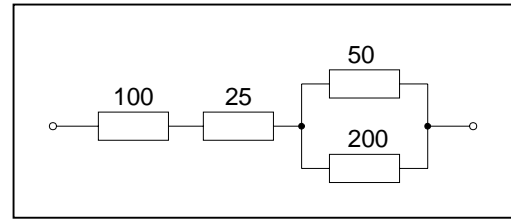
Si on met une grande résistance **en parallèle** avec une petite, l'influence de la grande résistance est négligeable ...

Dans ces cas on utilise plus le signe = mais le signe \approx que vous prononcerez "environ égal à" ou "pratiquement égal à"

Passons maintenant à quelques circuits où on a une (ou des) combinaison(s) série/parallèle :



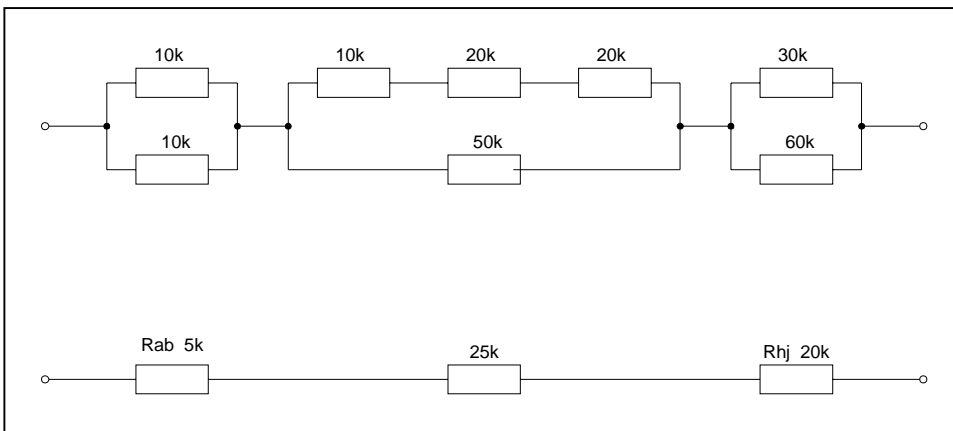
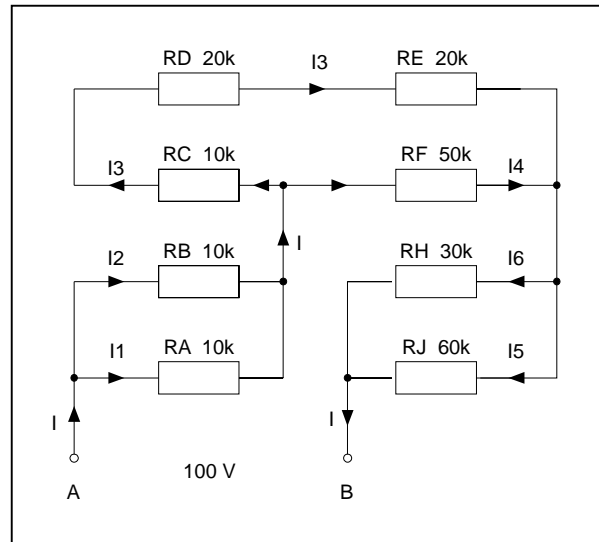
Soit la figure ci-contre. On commence par simplifier : les deux résistances en série peuvent être remplacées par une seule résistance de valeur $R_1 = 100 + 25 = 125 \Omega$. Les deux résistances en parallèle peuvent être remplacées par une seule résistance $R_2 = 50 \times 200 / 50 + 200 = 10000/250 = 40 \Omega$. La résistance équivalente vaut donc $R_{eq} = 125 + 40 = 165 \Omega$



Il est important de ne pas se laisser impressionner par la présentation. Un examinateur à "l'esprit un peu tordu" pourrait dessiner le schéma de la figure ci-contre. La première chose est de redessiner cela plus clairement.

Nous arrivons ainsi à la deuxième figure.

La résistance équivalente de R_A et R_B est $R_{ab} = 5 \text{ k}\Omega$.
 La résistance équivalente de R_C , R_D , R_E est $R_{cdf} = 50 \text{ k}\Omega$.
 La résistance équivalente de R_{cdf} et de $R_g = 25 \text{ k}\Omega$.
 La résistance équivalente de R_H et R_J est $R_{hj} = 20 \text{ k}\Omega$.
 La résistance équivalente du tout est de $50 \text{ k}\Omega$.



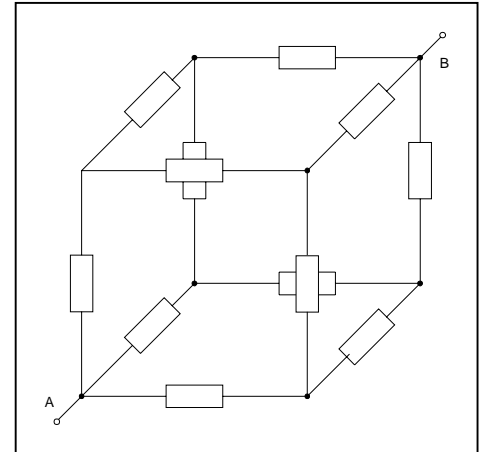
Par conséquent le courant total sera de $100 / 50\text{k}\Omega = 2 \text{ mA}$. Par conséquent $I_1 = I_2 = 1 \text{ mA}$, de la même manière $I_3 = I_4 = 1 \text{ mA}$ et $I_5 = 2 \times 20 / 30 = 4 / 3 = 1,333 \text{ mA}$ et $I_6 = 2 \times 20 / 60 = 0,666 \text{ mA}$



La figure ci-contre est la réponse au fameux problème du cube:

Imaginez un cube sur les arrêtes duquel on a placé des résistances toutes identiques, disons des résistances de 100Ω . Quelle est la résistance entre les deux sommets opposés du cube (c-à-d entre les points A et B) ?

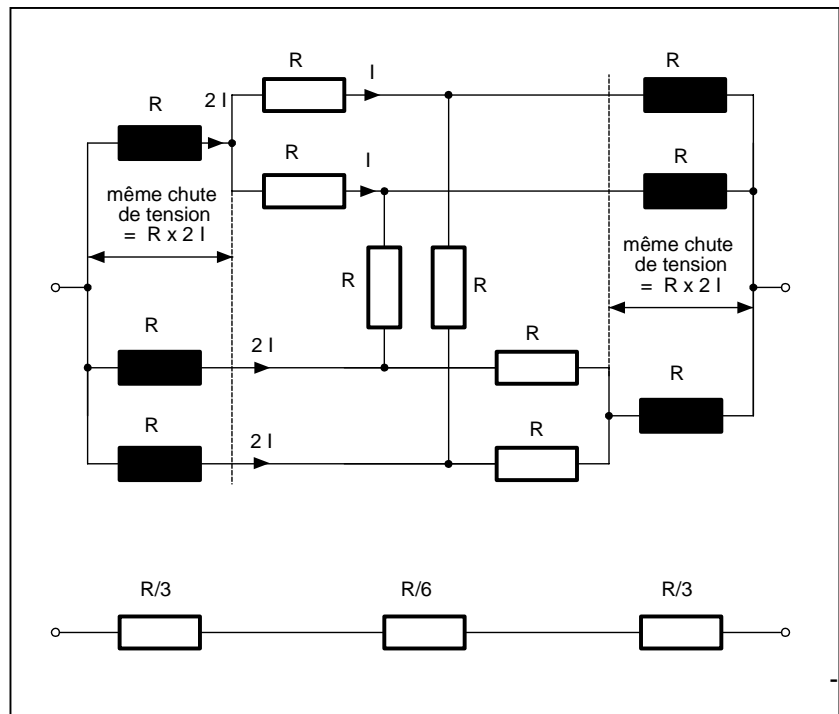
La première chose à faire est de dessiner les résistances dans un plan au lieu de le dessiner dans l'espace. Il apparaît alors que les courants se répartissent chaque fois en deux. Nous utiliserons donc un courant I comme courant unitaire et nous résoudrons ce problème en termes de courant



Les résistances noires (celles reliées au sommet du cube dont nous calculons la R équivalente) sont traversées par $2I$. La chute de tension est donc de $2I \times 100$. Les résistances blanches sont traversées par un courant I .

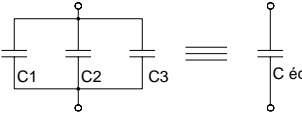
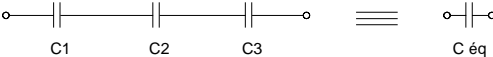
Puisque les potentiels des sommets sont les mêmes on peut donc les relier ensemble.

La solution devient alors immédiate : nous avons $R/3 + R/6 + R/3$ ou $100/3 + 100/6 + 100/3 = 500/6 = 83,33 \Omega$.





3.1.3. Combinaison de condensateurs

 <p>Condensateurs en parallèle ³</p>	$C_{\text{éq}} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n$						
 <p>Condensateurs en série ⁴</p>	$C_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/C_1) + (1/C_2) + (1/C_3) + \dots + (1/C_n)}$						
<p>Cas particuliers:</p> <table border="0" style="width: 100%;"> <tr> <td style="width: 50%;">s'il n'y a que 2 condensateurs en série</td> <td style="width: 50%; text-align: center;">$C_{\text{éq}} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$</td> </tr> <tr> <td>s'il y a n condensateurs de même valeur en série</td> <td style="text-align: center;">$C_{\text{éq}} = C / n$</td> </tr> <tr> <td>s'il y a n condensateurs de même valeur en parallèle</td> <td style="text-align: center;">$C_{\text{éq}} = C \times n$</td> </tr> </table>		s'il n'y a que 2 condensateurs en série	$C_{\text{éq}} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$	s'il y a n condensateurs de même valeur en série	$C_{\text{éq}} = C / n$	s'il y a n condensateurs de même valeur en parallèle	$C_{\text{éq}} = C \times n$
s'il n'y a que 2 condensateurs en série	$C_{\text{éq}} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$						
s'il y a n condensateurs de même valeur en série	$C_{\text{éq}} = C / n$						
s'il y a n condensateurs de même valeur en parallèle	$C_{\text{éq}} = C \times n$						

Notez bien ... la symétrie : la structure de la formule pour les résistances en série est la même que celle pour les condensateurs en parallèle ... et vice-versa

A coup sûr vous aurez une question sur le groupement de condensateurs à l'examen de radioamateur il est donc important de faire des exercices. Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

Problème :

Solution :

Calculez la capacité équivalente du groupement parallèle de condensateurs suivants:

10 μ F et 15 μ F ?
 6,2 nF et 2,4 nF ?
 130 pF et 15 pF ?
 130 pF et 150 pF
 40 μ F et 60 μ F
 0,1 μ F et 0,033 μ F
 100 nF et 33 nF
 0,0001 F et 0,002 F
 1000 μ F et 6,8 mF
 7350 pF et 0,295 nF

25 μ F
 8,6 nF
 145 pF
 280 pF
 100 μ F
 0,133 μ F = 133 nF
 133 nF
 0,0021 F = 2100 μ F
 7800 μ F
 7645 pF

³ Pour connaître la capacité équivalente, on part du principe que le condensateur C_1 possède une charge $Q_1 = C_1 \times V_1$, que le condensateur C_2 possède une charge $Q_2 = C_2 \times V_2$. Comme la charge Q (du condensateur équivalent) = $Q_1 + Q_2$ et que la tension V est la même pour deux condensateurs en parallèle, et que la charge est maintenant la somme des charges on trouve $C_{\text{éq}} = C_1 + C_2$.

⁴ Pour connaître la capacité équivalente, on part toujours de la définition $Q_1 = C_1 \times V_1$ et $Q_2 = C_2 \times V_2$. Comme la tension $V = V_1 + V_2$ et la charge Q est la même on trouve $1/C_{\text{éq}} = 1/C_1 + 1/C_2$.



12 pF , 8 pF et 11 pF
120 nF , 390 nF et 12 nF
0,12 nF , 0,33 nF et 100 pF
0,1 μF , 10 μF et 10 nF
100 nF et 15pF ?
2 condensateurs de 4700 μF
3 condensateurs de 30 pF
5 condensateurs 100 nF
10 condensateurs 1200 pF
12 condensateurs de 12 pF

31 pF
522 nF
550 pF
(3) 10,11 μF
(3) 100,015 nF ≈ 100 nF
9400 μF
90 pF
500 nF = 0,5 μF
12000 pF = 12 nF
144 pF

Calculez la capacité équivalente du groupement de condensateurs suivants en série:

10 μF et 15 μF ?
0,1 μF et 0,47 μF
378 pF et 285 pF
6,2 pF et 2,4 pF ?
130 nF et 15 nF ?
40 pF et 60 pF
100 μF et 1500 nF ?
10 μF , 10 nF et 10 pF
2 condensateurs de 1,2 nF
3 condensateurs de 470 μF
5 condensateurs de 0,1 μF
6 condensateurs de 47 μF
10 condensateurs 1200 μF

$150 / 25 = 6 \mu F$
 $0,047 / 0,147 = 0,319 \mu F = 319 \text{ nF}$
 $107730 / 663 = 162,48 \text{ pF}$
 $14,88 / 8,6 = 1,73 \text{ pF}$
 $1950 / 145 = 13,44 \text{ nF}$
 $2400 / 100 = 24 \text{ pF}$
(4) $150 / 101,5 = 1477 \text{ nF} \approx 1500 \text{ nF}$
(4) $9,99999 \text{ pF} \approx 10 \text{ pF}$
600 pF
156,6 μF
 $0,020 \mu F = 20 \text{ nF}$
7,83 μF
120 μF

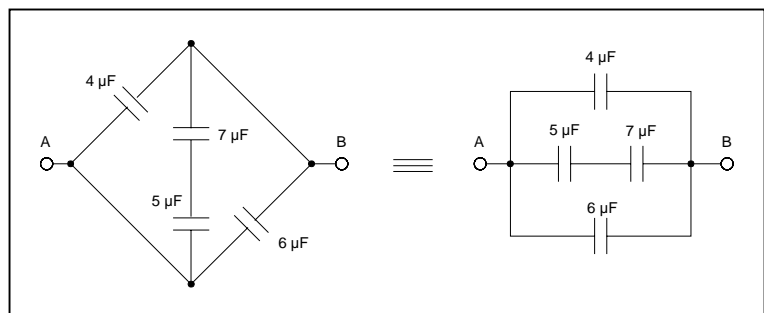
(3) et (4) conduisent à des conclusions similaires que celles pour les résistances :

Si on met une toute petite capacité **en parallèle** avec une plus grande capacité, l'influence de la toute petite capacité est négligeable ...

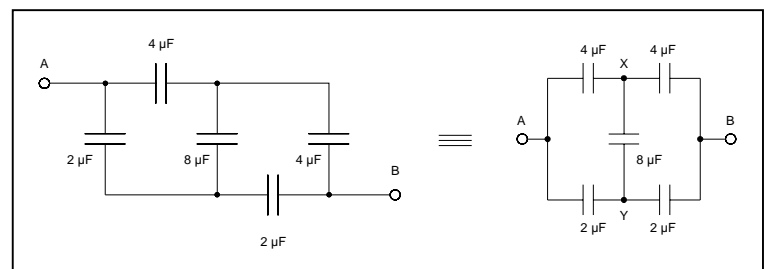
Si on met une grande capacité **en série** avec une petite, l'influence de la grande capacité est négligeable ...

Soit par exemple la figure ci-contre.

En redessinant, on voit que le montage est beaucoup moins compliqué qu'il n'y paraît. Les condensateurs de 5 μF et de 7 μF, ont une capacité équivalente de 2,91 μF. L'ensemble a donc une capacité équivalente de $4 + 2,91 + 6 = 12,91 \mu F$



De même dans le circuit ci-contre le potentiel entre les points X et Y sont identiques. Le condensateur de 8 μF peut donc être supprimé et le circuit se résume à 2 condensateurs de 4 μF en série (soit un condensateur de 2 μF) en parallèle avec 2 condensateurs de 2 μF en série (soit un condensateur de 1 μF). Soit donc un condensateur résultant de $2 \mu F + 1 \mu F = 3 \mu F$.

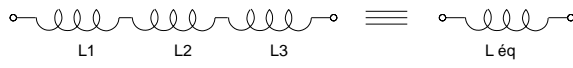
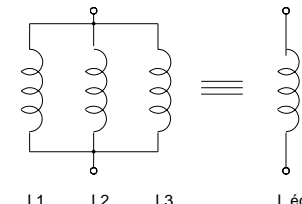




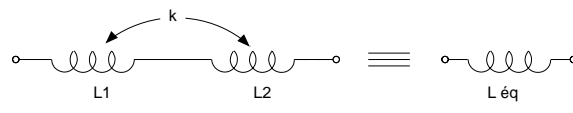
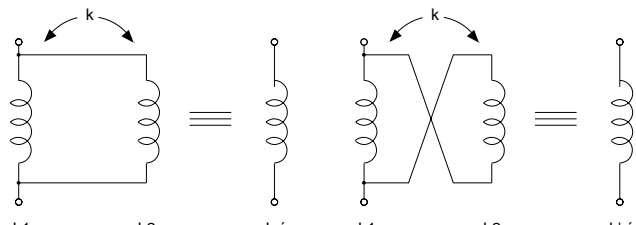
3.1.4. Combinaisons de bobines

Pour les bobines, il faut considérer un paramètre supplémentaire : le couplage entre les bobines. Commençons par le cas particulier :

si les bobines ne sont pas couplées magnétiquement, nous avons,

 <p style="text-align: center;">bobines en série</p>	$L_{\text{éq}} = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_n$
 <p style="text-align: center;">bobines en parallèle</p>	$L_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/L_1) + (1/L_2) + (1/L_3) + \dots + (1/L_n)}$

si les bobines sont couplées magnétiquement, il existe entre les deux bobines une inductance mutuelle qui vaut $L_m = k \sqrt{L_1 L_2}$ où k est un coefficient de couplage qui dépend de la disposition des bobines. Si les deux selfs sont bobinées ensemble sur le même noyau magnétique, alors k est voisin de 1. Lorsque les deux selfs sont à 90° le coefficient k est pratiquement nul.

 <p style="text-align: center;">bobines couplées et en série</p>	$L_{\text{éq}} = L_1 + L_2 \pm L_m$
 <p style="text-align: center;">bobines couplées et en parallèle</p>	$L_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/L_1 \pm L_m) + (1/L_2 \pm L_m)}$
<p style="text-align: center;">suivant le fait que les champs sont concordants ou discordants, on utilisera le signe + ou le signe -</p>	



3.1.5. Résumé

Ces relations sont tellement importantes, que nous les reprenons dans le tableau simplifié ci-dessous :

	série	parallèle
R	$R_{\text{éq}} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n$	$R_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_3) + \dots + (1/R_n)}$
C	$C_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/C_1) + (1/C_2) + (1/C_3) + \dots + (1/C_n)}$	$C_{\text{éq}} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n$
L	$L_{\text{éq}} = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_n$	$L_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/L_1) + (1/L_2) + (1/L_3) + \dots + (1/L_n)}$

Cas de 2 éléments :

	série	Parallèle
R	$R_{\text{éq}} = R_1 + R_2$	$R_{\text{éq}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \times R_2}$
C	$C_{\text{éq}} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \times C_2}$	$C_{\text{éq}} = C_1 + C_2$
L	$L_{\text{éq}} = L_1 + L_2$	$L_{\text{éq}} = \frac{L_1 + L_2}{L_1 \times L_2}$

Formules simplifiées si tous les éléments (résistances, condensateurs, selfs) sont identiques :

	série	Parallèle
R	$R_{\text{éq}} = n \times R_1$	$R_{\text{éq}} = R_1 / n$
C	$C_{\text{éq}} = C_1 / n$	$C_{\text{éq}} = n \times C_1$
L	$L_{\text{éq}} = n \times L_1$	$L_{\text{éq}} = L_1 / n$

$n =$ nombre d'éléments identiques mis en série ou en parallèle

Notez bien ...

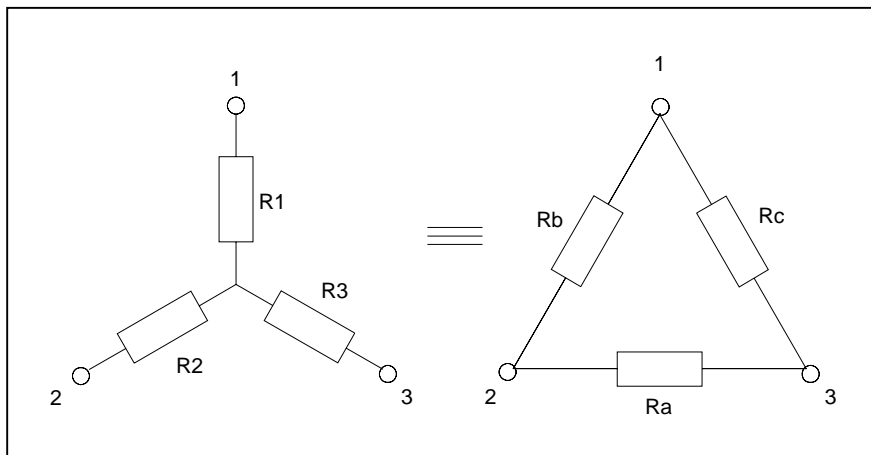
la symétrie : la structure de la formule pour les résistances en série est la même que celle pour les condensateurs en parallèle ... et vice-versa

la ressemblance avec des formules des bobines avec celles des résistances. Toutefois, ceci est valable s'il n'y a pas de couplage (magnétique) entre les bobines



3.1.6. Théorème de Kennely ou transformation de circuit triangle/ étoile (Té en π)⁵

Cette transformation est parfois bien utile pour des circuits complexes :



Pour la transformation triangle → étoile		
$R_1 = \frac{R_b R_c}{R_a + R_b + R_c}$	$R_2 = \frac{R_a R_c}{R_a + R_b + R_c}$	$R_3 = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b + R_c}$
ou pour la transformation étoile → triangle		
$R_a = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_1}$	$R_b = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_2}$	$R_c = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_3}$

Exemple: Soit $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$, calculez R_a , R_b et R_c ?

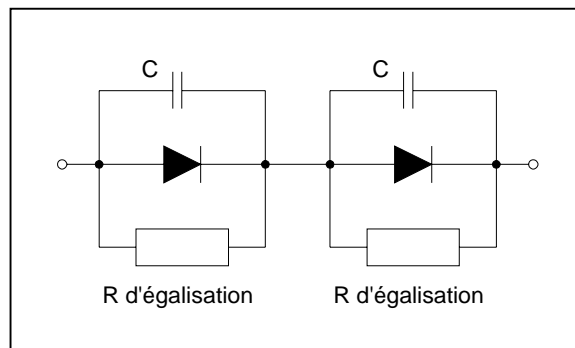
On calcule tout en $\text{k}\Omega$, donc $R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1 = (1 \times 3) + (3 \times 5) + (5 \times 1) = 23$ et par conséquent
 $R_a = 23 / 1 = 23 \text{ k}\Omega$, $R_b = 23 / 3 = 7,666 \text{ k}\Omega$ et $R_c = 23 / 5 = 4,6 \text{ k}\Omega$

⁵ Le théorème de Kennely n'est pas au programme HAREC.

3.1.7. Mise en parallèle et en série de diodes

Supposons que nous construisions un amplificateur linéaire avec un tube et que nous ayons besoin de diodes ayant une tension inverse de 1000 V. Supposons aussi que les diodes dont nous disposons aient une tension inverse de 700 V.

Dans ce cas on peut monter deux diodes en série, car la tension inverse va se répartir sur les deux diodes. On aura donc un ensemble qui résistera à 1400 V, ce qui est un peu plus que nécessaire pour cette application. Toutefois pour équilibrer les tensions inverses et pour éviter les pointes de tensions, on mettra sur chaque diode une résistance d'égalisation et un condensateur en parallèle.

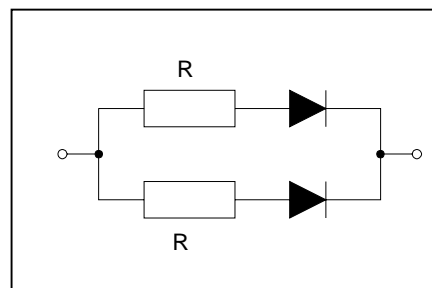


La résistance d'égalisation veille à l'équilibrage des tensions inverses. En effet même si les diodes sont du même type, qu'elles ont la même tension inverse, elles peuvent avoir des résistances inverses assez différentes lorsqu'elles sont bloquées. Comme règle empirique on prendra une résistance égale à $500 \times$ la tension inverse d'une diode. Dans notre cas, on aura 500 V sur chaque diode, et on prendra une R de 500×500 soit 250 k Ω et la puissance à dissiper sera de U^2/R soit 1 W. La valeur de la résistance n'est pas très critique on pourra donc aller de 200 à 300 k Ω , mais il faut absolument que ces résistances soient identiques. Une tolérance de 5% convient dans ce cas-ci.

Le condensateur veille à "court-circuiter" les pointes de tensions. Un condensateur de 10 nF convient dans la plupart des cas.

On peut bien sûr généraliser ce cas, et si par exemple on a besoin d'une tension de 3 kV, il faudra au moins mettre 5 diodes qui résistent à 700 V en série, avec chaque fois une résistance d'égalisation et un condensateur

Les diodes peuvent aussi être placées en parallèle pour augmenter le courant direct. On placera toutefois une résistance en série pour équilibrer le courant. Une règle empirique consiste à avoir une chute de tension de 0,5 à 0,7 V dans les résistances d'équilibrage.



3.2. Circuits RLC série et parallèle

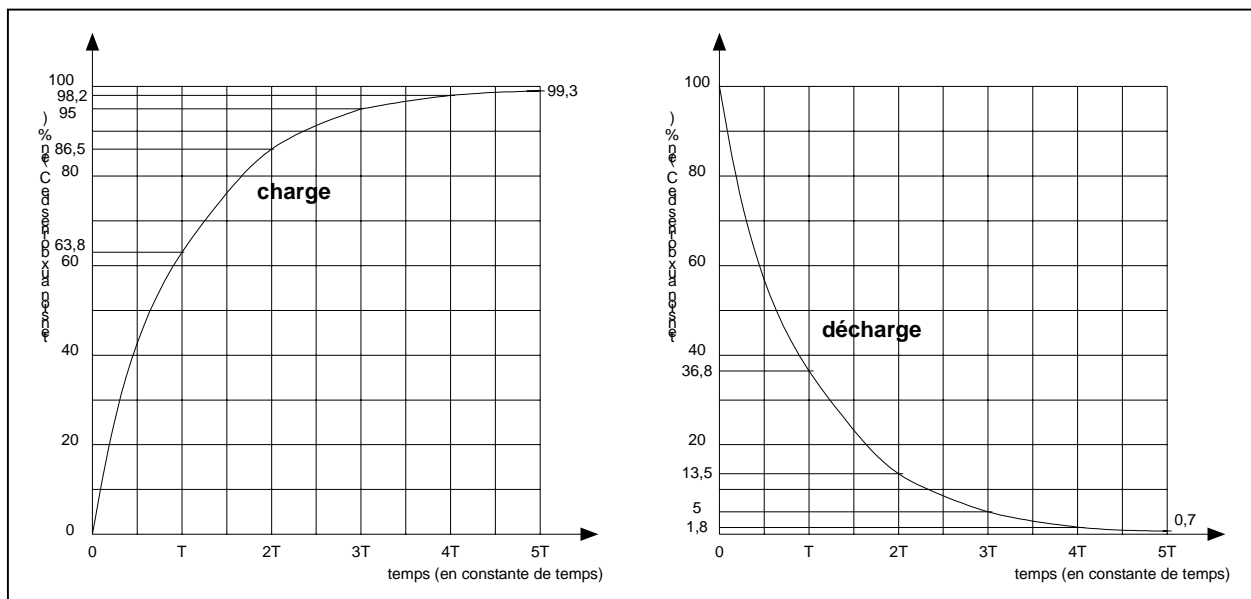
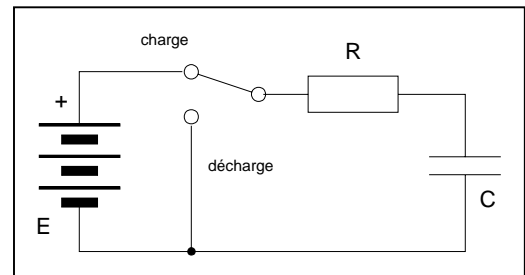
3.2.1. Circuit RLC en courant continu ⁶

Le mot courant continu n'est pas très bien choisi comme nous le verrons plus loin, il s'agit plutôt de voir comment un circuit RLC va se comporter quand on le raccorde à une source de tension continue, et similairement ce qui se passe lorsqu'on déconnecte la source de tension. Ce qui se passe durant ces transitions est très important et fera l'objet de ce paragraphe.

3.2.1.1. Circuit RC en courant continu

Si on connecte un condensateur sur une source continue, le condensateur va pratiquement se charger instantanément. Par contre si le circuit comporte une résistance le courant va être limité. Le circuit de la figure ci-contre montre un montage qui permet de charger, puis de décharger un condensateur C au travers une résistance R. Le produit de la capacité et de la résistance est appelé constante de temps et est représenté par la lettre grecque τ ("tau") :

$$\tau = R C$$



La constante de temps s'exprime en secondes, si la résistance est en ohms et la capacité en Farad.

Le condensateur se charge et se décharge selon une loi exponentielle. La figure ci-dessus représente cette charge et cette décharge. L'axe des temps est exprimée en constante de temps τ .

La tension aux bornes de la capacité suit une loi

$$V(t) = E (1 - e^{-t/\tau})$$

dans laquelle

⁶ Ce paragraphe n'est pas au programme HAREC. Dans le paragraphe précédent nous avons vu comment calculer des circuits où des résistances, des bobines et des capacités étaient mises en série ou en parallèle. Mais il nous semblait difficile de parler de directement de résonance, sans voir aussi comment se comporte un circuit RLC série ou RLC parallèle. Mais cette étude doit encore se subdiviser en régime continu et en régime alternatif.



$V(t)$ est la tension aux bornes du condensateur à un instant t ,
 E est la tension maximum, c.-à-d. la tension de la source
 t est le temps écoulé entre depuis la fermeture de l'interrupteur,
 e est la base des logarithmes naturel et vaut $e = 2,718$
 τ est la constante de temps du circuit et vaut $R \times C$.

On peut maintenant faire les calculs en prenant par exemple une tension de 100 V, ce qui va nous permettre d'exprimer aussi la charge en %.

$$\begin{aligned}V(0) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-0}) = 100 \text{ V } (1 - 1) = 0 \text{ V} \quad \text{soit } 0\% \\V(1\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-1}) = 100 \text{ V } (1 - 0,368) = 63,8 \text{ V} \quad \text{soit } 63,8\% \\V(2\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-2}) = 100 \text{ V } (1 - 0,135) = 86,5 \text{ V} \quad \text{soit } 86,5\% \\V(3\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-3}) = 100 \text{ V } (1 - 0,050) = 95,0 \text{ V} \quad \text{soit } 95,0\% \\V(4\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-4}) = 100 \text{ V } (1 - 0,018) = 98,2 \text{ V} \quad \text{soit } 98,2\% \\V(5\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-5}) = 100 \text{ V } (1 - 0,007) = 99,3 \text{ V} \quad \text{soit } 99,3\%\end{aligned}$$

Lorsqu'on considère la décharge, la formule devient

$$V(t) = E (e^{-t/\tau})$$

Et on peut refaire les calculs en prenant toujours une tension de 100 V, et exprimer la décharge en %.

$$\begin{aligned}V(0) &= 100 \text{ V } (e^{-0}) = 100 \text{ V } (1) = 100 \text{ V} \quad \text{soit } 100\% \\V(1\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-1}) = 100 \text{ V } (0,368) = 36,8 \text{ V} \quad \text{soit } 36,8\% \\V(2\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-2}) = 100 \text{ V } (0,135) = 13,5 \text{ V} \quad \text{soit } 13,5\% \\V(3\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-3}) = 100 \text{ V } (0,050) = 5,0 \text{ V} \quad \text{soit } 5,0\% \\V(4\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-4}) = 100 \text{ V } (0,018) = 1,8 \text{ V} \quad \text{soit } 1,8\% \\V(5\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-5}) = 100 \text{ V } (0,007) = 0,7 \text{ V} \quad \text{soit } 0,7\%\end{aligned}$$

Notes :

Remarquez qu' au bout de 2τ , $0,368 \times 0,368 = 0,135$ soit 13,5 %

au bout de 3τ , $0,368 \times 0,368 \times 0,368 = 0,05$ soit 5 %

et ainsi de suite !, il est donc très facile de retenir toutes ces valeurs, il suffit de retenir 0,368 !

On considère qu'après $5 \times \tau$ le condensateur est tout à fait chargé ou tout à fait déchargé selon le cas.

Exercices:

Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

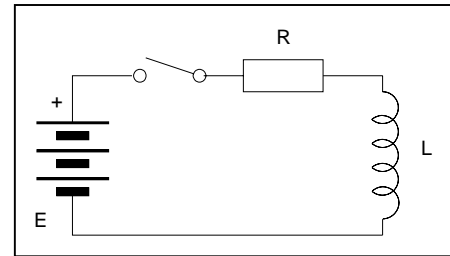
Problèmes :	Solutions :
1) $C = 220 \mu\text{F}$, $R = 470 \text{ k}\Omega$, $\tau = ?$	$\tau = 103,4 \text{ sec}$
2) $R = 940 \text{ k}\Omega$, $C = 50 \mu\text{F}$, $\tau = ?$	$\tau = 47 \text{ sec}$
3) $R = 1000 \Omega$, $C = 0,1 \mu\text{F}$, $\tau = ?$	$\tau = 100 \mu\text{s}$
4) $\tau = 1 \text{ s}$, $R = 1 \text{ M}\Omega$, $C = ?$	$C = 1 \mu\text{F}$
5) $\tau = 10 \text{ s}$, $R = 3,3 \text{ k}\Omega$, $C = ?$	$C = 3030 \mu\text{F}$
6) $\tau = 1 \text{ ms}$, $C = 0,1 \mu\text{F}$, $R = ?$	$R = 10 \text{ k}\Omega$
7) $\tau = 200 \text{ s}$, $R = 10 \text{ M}\Omega$, $C = ?$	$C = 20 \mu\text{F}$
8) $R = 1000 \Omega$, $C = 0,1 \text{ mF}$, $\tau = ?$	$\tau = 100 \text{ ms}$
9) $\tau = 10 \text{ ms}$, $C = 0,1 \mu\text{F}$, $R = ?$	$R = 100 \text{ k}\Omega$
10) $C = 47 \mu\text{F}$, $R = 22 \text{ k}\Omega$, $\tau = ?$	$\tau = 1,03 \text{ ms}$



3.2.1.2. Circuit RL en courant continu

Lorsqu'on connecte une résistance R en série avec une bobine L, il se produit une situation assez similaire à ce qui se produit avec un circuit RC. Lorsqu'on ferme l'interrupteur il circule immédiatement un certain courant, mais ce courant crée dans la bobine une force contre électromotrice (f.c.é.m.) qui s'oppose à la tension de la source. La constante de temps vaut

$$\tau = L / R$$



Le courant au départ est donc très petit et croît progressivement selon une loi exponentielle

$$I(t) = (E/R) (1 - e^{-t/\tau})$$

dans laquelle

I(t) est le courant dans le circuit à un instant t,

E est la tension maximum, c.-à-d. la tension de la source

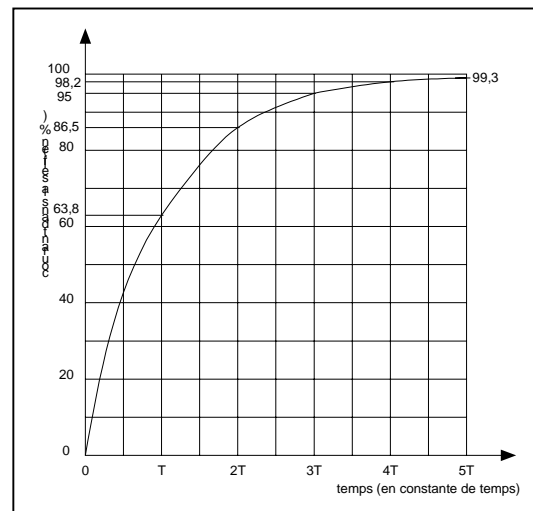
R est la valeur de la résistance

t est le temps écoulé entre depuis la fermeture de l'interrupteur,

e est la base des logarithmes naturel et vaut $e = 2,718$

τ est la constante de temps du circuit et vaut L / R .

cette fonction peut encore être représenté par la courbe ci-contre.





3.2.2. Circuit RLC en courant alternatif

Maintenant que l'on sait comment se comporte un circuit RLC lorsqu'on lui applique une tension continue (ou lorsqu'on supprime cette tension continue), nous allons étudier ce qui se passe si on applique une tension alternative sinusoïdale.

3.2.2.1. Rappel des circuits ne comportant qu'un élément R, L ou C

Souvenons nous d'abord des circuits ne comportant qu'un seul élément (voir chapitre 2)

circuit	loi d'Ohm	déphasage de I par rapport à U	puissance moyenne	diagramme vectoriel
R	$U = R I$	0°	$P = U I$	
L	$U = \omega L I$	-90°	0	
C	$U = I / \omega C$	$+90^\circ$	0	

Remarque : U et I sont des valeurs "efficaces".

Ce tableau résumé est très important, on ne pourrait trop vous conseiller de bien l'étudier, d'essayer de le mémoriser par cœur ...

Au chapitre 2, nous n'avons pas vu le problème de la puissance moyenne, voici la démonstration

1) pour un circuit résistif :

$$p = u i = I_m \sin \omega t \quad U_m \sin \omega t$$

$$p = U_m I_m \left(\frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) = \left(\frac{U_m I_m}{2} \right) - \left(\frac{U_m I_m}{2} \cos 2\omega t \right)$$

puis. moyenne + puis. variable

Oh merveille ! on retrouve que $P_{\text{moy}} = (U_m / \sqrt{2}) \times (I_m / \sqrt{2}) = U_{\text{eff}} \times I_{\text{eff}}$

2) pour un circuit inductif :

$$p = I_m \sin \omega t \quad U_m \sin (\omega t + \pi/2) = U_m I_m \sin \omega t \cos \omega t = U_m I_m (\sin 2 \omega t) / 2$$

et pour se rapprocher de l'expression de la puissance dans une résistance, il suffit d'écrire $\sin 2\omega t = (0 + \sin 2\omega t) / 2$

$$\text{donc } p = 0 + \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t \dots \text{ la puissance moyenne est donc nulle !}$$



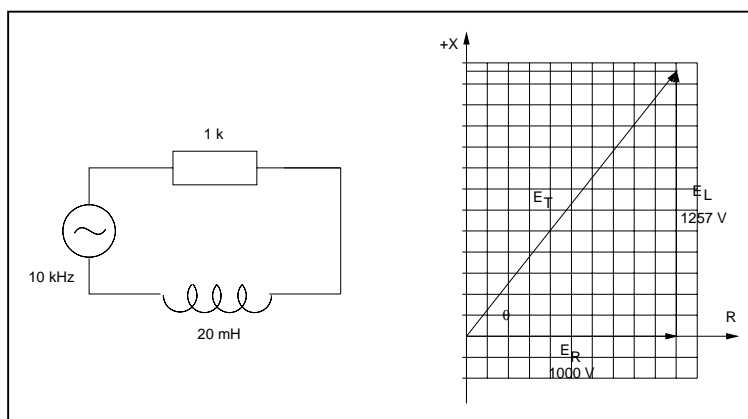
3) pour un circuit capacitif :

$$p = U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin (\omega t + \pi/2) = U_m I_m \sin \omega t \cos \omega t = U_m I_m (\sin 2 \omega t) / 2$$

et on retrouve exactement la même chose que pour le circuit inductif ... la puissance moyenne est donc nulle !

3.2.2.2. Circuit RL série

Imaginons un circuit simple avec une résistance et une self en série, imaginons que ceci soit alimenté par une source alternative dont la fréquence est 10 kHz, la bobine a une valeur de 20 mH et la résistance est de 1 k Ω . La question qu'on peut se poser est quelle est la phase entre la tension et le courant. Pour nous aider à trouver la solution, dessinons dans un système de coordonnées cartésiennes (en des termes plus simple sur deux axes perpendiculaires) les axes X et R.



L'impédance de la bobine vaut $X_L = 2 \pi f L = 1257 \Omega$.

Calculons la tension aux bornes de X_L . Pour ce faire il faudrait connaître le courant, mais comme on ne le donne pas on pourrait dire d'une façon arbitraire qu'il s'agit de 1 A. On aurait pu prendre n'importe quelle autre valeur, mais avec 1 A c'est beaucoup plus simple. Donc $E_L = I \times X_L = 1 \text{ A} \times 1257 \Omega = 1257 \text{ V}$.

La tension aux bornes de la résistance peut se calculer de la même manière et on trouvera $E_R = 1 \text{ A} \times 1000 \Omega = 1000 \text{ V}$.

On peut maintenant additionner les deux tensions pour obtenir la tension totale, c.-à-d. la tension du générateur. Mais rappelons nous que la tension aux bornes d'une bobine est en avance sur le courant, et la tension aux bornes de la résistance est en phase avec le courant. Sur notre graphique, dessinons une ligne le long des axes R qui représente ces 1000 V et à la fin de cette ligne dessinons une autre ligne qui représentera la tension aux bornes de la bobines soit 1257 V. Ces deux lignes s'appellent des vecteurs. Rappelons qu'un vecteur est caractérisé par une certaine grandeur, ou amplitude et une direction.

On peut compléter la diagramme par un vecteur (une "ligne") qui part de l'origine et qui rejoint l'extrémité du vecteur de tension. Ce vecteur représente la tension totale E_T , on connaît maintenant la grandeur de la tension E_T mais aussi la phase entre la tension et le courant soit l'angle θ .

(Si nécessaire nous vous conseillons de vous reporter à l'annexe sur la mathématique appelée math.doc ou math.pdf)

On sait donc maintenant que $\tan \theta = E_L / E_R = 1257 / 1000 = 1,257$ et par conséquent $\theta = \arctan 1,257 = 51,5^\circ$, mais on pourrait aussi écrire $\theta = \arctan (E_L / E_R)$.

On sait aussi (par le théorème de Pythagore) que $E_T = \sqrt{E_R^2 + E_L^2} = \sqrt{1000^2 + 1257^2} = \sqrt{2580049} = 1606 \text{ V}$.



Nous venons faire toute notre démonstration en supposant un courant de 1A, on peut diviser toutes les équations ci-dessus par 1A pour trouver :

$$\theta = \arctan \left(\frac{E_L / 1 \text{ A}}{E_R / 1 \text{ A}} \right) = \arctan \left(\frac{Z_L}{R} \right) = \arctan \left(\frac{\omega L}{R} \right)$$

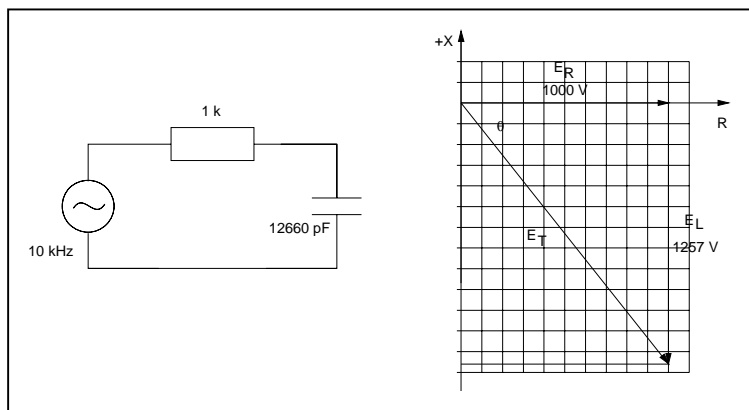
$E_T / 1\text{A} = \sqrt{(E_R / 1\text{A})^2 + (E_L / 1\text{A})^2}$ et ceci ne représente que des impédances donc $Z_T = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$
Les deux grandes formules à retenir sont donc :

$$\theta = \arctan (\omega L / R) \quad \text{et} \quad Z_T = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

3.2.2.3. Circuit RC série

Maintenant que nous savons calculer un circuit RL série, cela ne devrait plus être difficile de calculer un circuit RC. Gardons encore notre générateur à 10 kHz, notre résistance R de 1000 Ω, mais prenons maintenant un condensateur de 12660 pF. Cela peut vous paraître une bien étrange valeur, mais vous comprendrez après pourquoi.

On peut calculer l'impédance du condensateur $X_C = 1 / (2 \pi f C) = 1 / (2 \times 3,14 \times 10^4 \times 12660 \times 10^{-12}) = 1 / 7,95 \cdot 10^{-4} = 1258 \Omega$. Traçons d'abord le système de coordonnées. En supposant un courant de 1A, on peut encore une fois dessiner le vecteur tension aux bornes de la résistances $E_R = 1000 \text{ V}$, au bout de ce vecteur on peut dessiner la tension aux bornes du condensateur $E_C = 1258 \text{ V}$, mais comme la tension aux bornes du condensateur est en retard sur le courant, le vecteur E_C est maintenant dessiné vers le bas. Pour indiquer que la tension est vers le bas, on doit dire que $E_C = - 1258\text{V}$.



On peut maintenant calculer $\tan \theta = E_C / E_R = - 1258 / 1000 = - 1,258$ et par conséquent $\theta = \arctan -1,257 = - 51,5^\circ$, et $E_T = \sqrt{E_R^2 + E_C^2} = \sqrt{1000^2 + 1258^2} = \sqrt{2580049} = 1606 \text{ V}$.

Nous venons faire toute notre démonstration en supposant un courant de 1A, on peut diviser toutes les équations ci-dessus par 1A pour trouver :

$$\theta = \arctan \left(\frac{E_C / 1}{E_R / 1 \text{ A}} \right) = \arctan \left(\frac{Z_C}{R} \right) = \arctan \left(\frac{1}{\omega C R} \right)$$

$E_T / 1\text{A} = \sqrt{(E_R / 1\text{A})^2 + (E_L / 1\text{A})^2}$ et ceci ne représente que des impédances donc

$$Z_T = \sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}$$

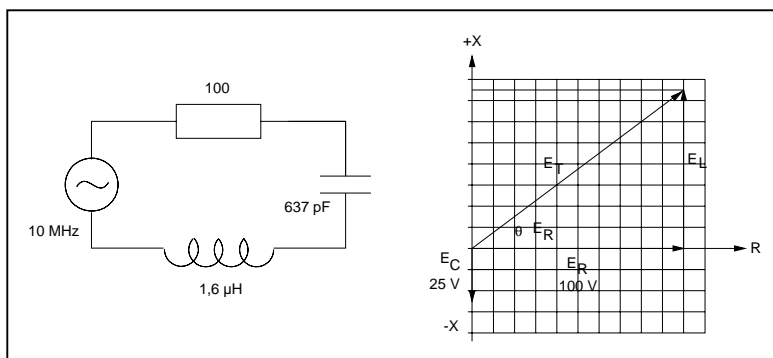
Les deux grandes formules à retenir sont donc :

$$\theta = \arctan (- 1 / \omega C R) \quad \text{et} \quad Z_T = \sqrt{R^2 + (1 / \omega C)^2}$$



3.2.2.4. Circuit RLC série

Plus fort encore, nous allons maintenant calculer un circuit RLC série représenté ci-contre. Traçons d'abord le système de coordonnées. Changeons aussi un peu les paramètres (juste pour le plaisir, car nous n'allons pas toujours avoir des résistances de 1000 Ω, ni des générateurs de 10 kHz ...). Soit donc une self de 1,6 μH, un condensateur de 637 pF, une résistance de 100 Ω et un générateur à 10 MHz.



Calculons l'impédance de la bobine : $X_L = \omega L = 6,28 \times 10^7 \times 1,6 \cdot 10^{-6} = 100 \Omega$

Calculons l'impédance du condensateur : $X_C = 1 / \omega C = 1 / 6,28 \times 10^7 \times 637 \cdot 10^{-12} = 25 \Omega$

En supposant un courant de 1A, on peut encore une fois dessiner le vecteur tension aux bornes de la résistance $E_R = 100 \text{ V}$, au bout de ce vecteur on peut dessiner la tension aux bornes de la self soit $E_L = 100 \text{ V}$ "vers le haut", puis la tension aux bornes du condensateur soit $E_C = 25 \text{ V}$ "vers le bas". Bien sûr ceci revient à dessiner un vecteur de 75 V vers le haut. ce vecteur est donc la différence entre le vecteur +100 V et le vecteur -25 V.

On peut maintenant calculer $\tan \theta = (E_L - E_C) / E_R = 75 / 100 = 0,75$ et par conséquent $\theta = \arctan 0,75 = 36,9^\circ$, et $E_T = \sqrt{E_R^2 + (E_L - E_C)^2} = \sqrt{1000^2 + (100-25)^2} = 125 \text{ V}$.

Nous venons de faire toute notre démonstration en supposant un courant de 1A, on peut diviser toutes les équations ci-dessus par 1A pour trouver les deux grandes équations à retenir :

impédance équivalente	retard du courant sur la tension
$Z_T = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$	$\theta = \arctan (X_L - X_C) / R$
$Z_T = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$	$\theta = \arctan \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) / R$

Au fait ces formules reprennent aussi celles que nous avons vues précédemment. Il suffira par exemple de considérer que la bobine a une inductance nulle pour avoir le circuit RC et de considérer la capacité comme infinie pour avoir le circuit RL. C'est aussi parce que cette formule regroupe tous les cas que nous l'avons mise en gris.

Le sens du déphasage (en avant ou en arrière) du courant par rapport à la tension dépend donc de ωL et $1/\omega C$:

- si $\omega L > 1/\omega C$, $\tan \theta > 0$ et I est déphasé en arrière par rapport à E
- si $\omega L < 1/\omega C$, $\tan \theta < 0$ et I est déphasé en avant par rapport à E
- si $\omega L = 1/\omega C$, $\tan \theta = 0$ et I est en phase par rapport à E.

Ce cas est très particulier et on remarque alors que

- l'impédance du circuit est minimale et égale à R
- le courant est maximum et vaut $I = E / R$
- toute la tension appliquée se retrouve aux bornes de R

on dit alors que le circuit est à la résonance et que $f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$ est la fréquence de résonance,



la tension sur L vaut $E_L = \omega L I = (\omega L / R) E$ et cette tension peut donc être supérieure⁷ à la tension appliquée E. La valeur $(\omega L / R)$ est appelée coefficient de surtension et est symbolisé par la lettre Q.
la tension sur C vaut $E_C = I / \omega C = (1 / \omega C R) E$ et (...on arrive à la même conclusion ...) cette tension peut donc être supérieure à la tension appliquée E. La valeur $(1 / \omega C R)$ est appelée coefficient de surtension et est symbolisé par la lettre Q.

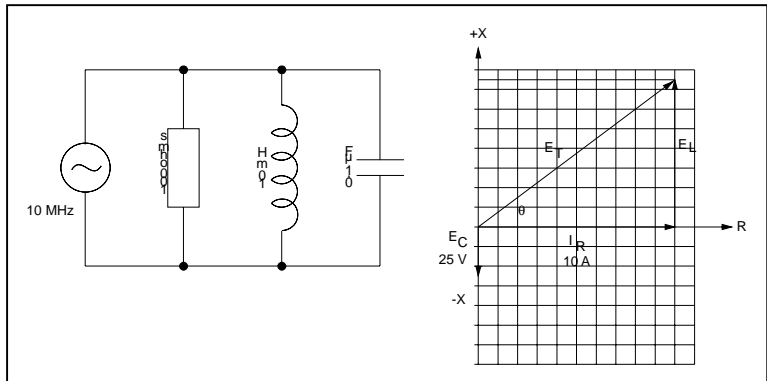
La figure suivante représente l'évolution de la phase et de l'impédance d'un circuit série

⁷ Pour que cette tension soit supérieure il suffit simplement que $\omega L / R > 1$.



3.2.2.5. Circuit RLC parallèle

Maintenant que nous avons appris la méthode, on peut faire le grand saut et passer directement au cas le plus complet : le circuit RLC parallèle de la figure ci-contre. Soit donc un générateur sinusoïdal dont la fréquence est 10 kHz, une résistance de 100 Ω , une bobine de 10 mH et un condensateur de 0,1 μF.



Calculons l'impédance de la bobine : $X_L = \omega L = 6,28 \times 10^4 \times 10 \times 10^{-3} = 628 \Omega$

Calculons l'impédance du condensateur : $X_C = 1 / \omega C = 1 / 6,28 \times 10^4 \times 0,1 \times 10^{-6} = 159 \Omega$

Redessinons nos coordonnées X et R. Ici on ne pourra plus prendre un courant constant comme dans le cas des circuits série. Prenons donc une tension commune, soit 1000 V, on verra plus loin qu'ici aussi cela n'a aucune importance. On peut à présent calculer

$$I_R = E / R = 1000 / 100 = 10 \text{ A}$$

$I_L = E / X_L = 1000 / 628 = 1,59 \text{ A}$, au fait on doit dire que le courant I_L est de - 1,59 A car le courant dans la bobine est en retard sur la tension.

$$I_C = E / X_C = 1000 / 159 = 6,28 \text{ A}$$

Donc nous pouvons dessiner le vecteur courant dans la résistance, qui est bien sur en phase et qui vaut 10 A, et à l'extrémité de ce vecteur on peut dessiner un courant qui vaut + 6,28 A et -1,59 A, soit un courant résultant de + 4,69 A . Le retard du courant sur ta tension vaut donc $\theta = \text{arc tan} (4,69/10) = \text{arc tan} 25,2^\circ$ et le courant total vaut $I_T = \sqrt{I_R^2 + (I_C - I_L)^2} = \sqrt{10^2 + (6,28 - 1,59)^2} = 11 \text{ A}$.

Encore une fois on peut tout diviser par la tension de 1000V, on obtiendra alors des admittances c.-à-d. des valeurs inverses d'impédances.

admittance équivalente	retard du courant sur la tension
$Y_T = \frac{1}{\sqrt{1/R^2 + (1/X_L - 1/X_C)^2}} = \frac{1}{Z_T}$	$\theta = \text{arc tan} R (1/X_C - 1/X_L)$
$Y_T = \frac{1}{\sqrt{1/R^2 + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} = \frac{1}{Z_T}$	$\theta = \text{arc tan} R (\omega C - \frac{1}{\omega L})$

Remarque d'une façon générale, dans tous les problèmes de calculs de circuits, tous les circuits série se calculent plus facilement en prenant des impédances ($Z = E / I$), les impédances se mettent alors en série et l'impédance équivalente s'obtient en additionnant les impédances. Par contre, tous les circuits parallèles se calculent plus facilement en prenant des admittances ($Y = I / E$), les admittances se mettent alors en série et l'admittance équivalente s'obtient en additionnant les admittances.

Comme pour le circuit RLC série, les formules ci-dessus reprennent aussi celles du circuit RL ou RC parallèle. C'est parce que cette formule regroupe tous les cas que nous l'avons mise en gris.



Encore une fois on peut s'intéresser au sens du déphasage (en avant ou en arrière) du courant par rapport à la tension :

1. si $1/\omega L > \omega C$, $\tan \theta < 0$ et I est déphasé en arrière par rapport à E
2. si $1/\omega L < \omega C$, $\tan \theta > 0$ et I est déphasé en avant par rapport à E
3. si $1/\omega L = \omega C$, $\tan \theta = 0$ et I est en phase par rapport à E.

Ce cas est très particulier et on remarque alors que

- l'impédance du circuit est maximum et égale à R
- le courant est minimum et vaut $I = E / R$
- tout le courant se retrouve dans R

on dit alors que le circuit est à la résonance et que $f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$ est la fréquence de résonance, le courant dans L vaut $I_L = E / \omega L = R I / \omega L = I (R / \omega L)$ et ce courant peut donc être supérieure au courant I dans le circuit. La valeur $(R / \omega L)$ représente le coefficient de surcourant⁸ et est symbolisé par la lettre Q.

La figure suivante représente l'évolution de la phase et de l'impédance d'un circuit parallèle

⁸ Cette dénomination n'apparaît nulle part dans la littérature, retenons donc uniquement coefficient de surtension et coefficient de qualité ou Q.



3.2.2.6. La résonance dans les circuits RLC série et parallèle

Dans les exemples de circuits RLC que nous avons traités ci-dessus, nous avons déjà noté ces cas particuliers où ωL était égal à $1 / \omega C$ et où

- dans un circuit RLC série l'impédance était minimum et le courant était maximum
- dans un circuit RLC parallèle l'impédance était maximum et le courant était minimum

A la résonance donc, $X_L = X_C$ ou $\omega L = 1 / \omega C$, groupons ω et remplaçons ω par $2\pi f$ en d'autre terme il vient $(2\pi f)^2 = 1 / LC$ d'où l'on déduit $f = 1 / 2\pi \sqrt{LC}$, c'est la plus importante formule de ce cours de radio, on appelle cette formule la formule de Thomson

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Les deux équations dérivées sont

$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$	$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$
------------------------------	------------------------------

On trouve parfois aussi une formule simplifiée :

$$f_{(MHz)} = \frac{159}{\sqrt{L_{(\mu H)} C_{(pF)}}}$$

Exercices:

Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

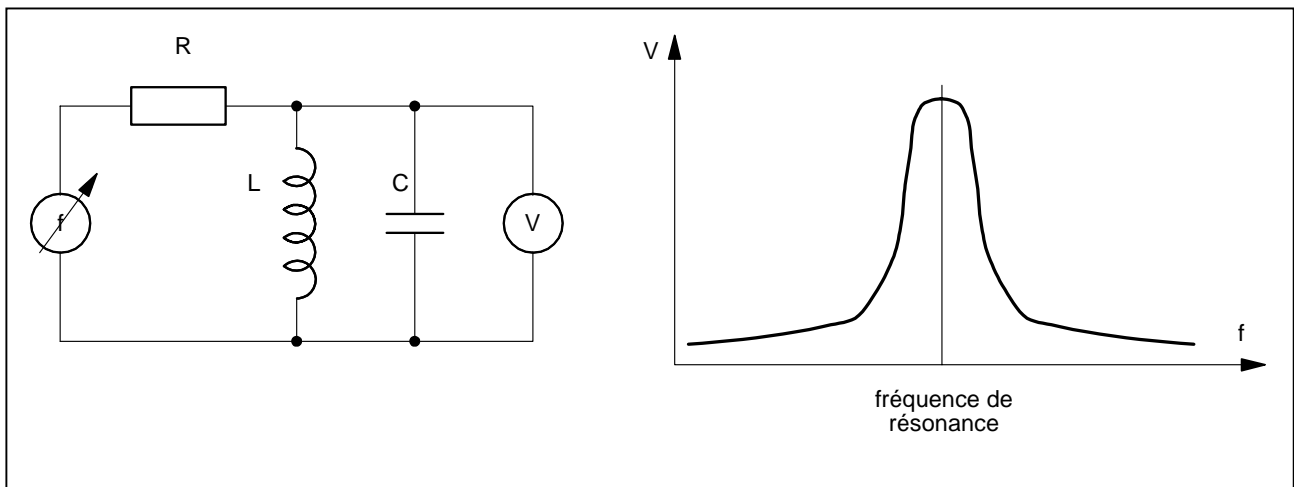
Problèmes :	Solutions :
1) $L = 50\mu H$, $C = 40 pF$, $f = ?$	3,56 MHz
2) $L = 1 \mu H$, $C = 10 pF$, $f = ?$	50,3 MHz
3) $C = 100 pF$, $f = 7,1 MHz$, $L = ?$	$L = 5,03 \mu H$
4) $L = 2 \mu H$, $f = 14,1 MHz$, $C = ?$	$C = 63,7 pF$
5) $C = 47 pF$, $f = 14,128 MHz$, $L = ?$	$L = 2,7 \mu H$



Revoyons encore une fois le phénomène de la résonance, mais sous une approche expérimentale

Examinons le cas d'un circuit série alimenté par un signal de fréquence variable et mesurons le courant. Le courant est d'abord relativement faible, puis il augmente, passe par un maximum, puis décroît. C'est précisément lorsque nous sommes à la fréquence de résonance que le courant est maximum.

Examinons maintenant le cas d'un circuit parallèle alimenté par un signal de fréquence variable et mesurons la tension. Toutefois, pour éviter que le courant ne prenne des valeurs exagérées à la résonance, on place une résistance de limitation de courant R en série. La tension est d'abord relativement faible, puis elle augmente, passe par un maximum, puis décroît. C'est précisément lorsque nous sommes à la fréquence de résonance que la tension est maximum.





3.2.2.7. Facteur de qualité des bobines et des condensateurs

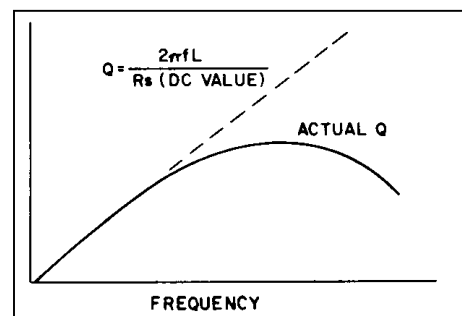
En pratique les composants idéaux n'existent pas. On peut représenter un composant réel comme un composant idéal auquel on a ajouté une résistance en série. On définit alors le facteur de qualité Q comme

$$Q = \frac{X}{R_s} = \frac{\omega L}{R_s} = \frac{1}{\omega C R_s}$$

Remarquez que l'on a écrit R_s parce qu'il s'agit de la résistance en série.

Si on prend le cas d'une bobine par exemple, on peut s'attendre à ce que le facteur Q augmente avec la fréquence (avec ω). En fait il en est bien ainsi jusqu'à une certaine fréquence où l'effet pelliculaire se manifeste (voir chapitre 6) : le courant n'a plus une distribution uniforme dans la section du conducteur, mais le courant a tendance à passer par la couche extérieure ("par la peau du conducteur"). Cet effet est d'autant plus marqué que la fréquence est élevée.

Par conséquent, à partir d'une certaine fréquence, la résistance va augmenter et le facteur Q n'augmente plus de façon linéaire, mais a tendance à croître moins vite, puis à chuter.



3.2.2.8. Facteur de qualité des circuits RLC parallèle

Dans un circuit parallèle, on définit le facteur de qualité par

$$Q = \frac{R_p}{X} = \frac{R_p}{\omega L} = \omega C R_p$$

Remarquez que l'on a écrit R_p parce qu'il s'agit de la résistance en parallèle. Remarquez aussi que la formule est totalement inversée par rapport au cas précédent.

Vous vous souviendrez des figures avec le générateurs de fréquence variable et les circuits série et parallèle. Dans ce cas on peut aussi noter que plus le facteur de qualité est élevé, plus la courbe est raide et pointue.



La bande passante est liée au facteur de surtension par la relation

$$\Delta f = \frac{f_r}{Q}$$

où Δf est la bande passante à 3 dB
 f_r est la fréquence de résonance du circuit
 Q est le facteur de surtension

Exercices :

Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

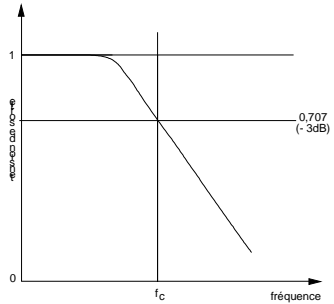
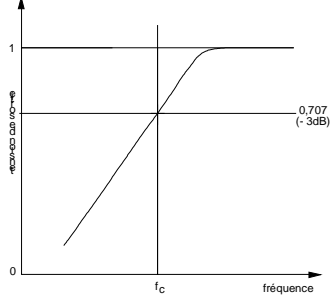
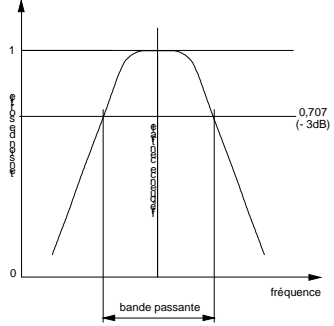
Problèmes :	Solutions :
1) $f = 1,8 \text{ MHz}$, $Q = 95$, $BP = ?$	18,9 kHz
2)	
3)	
4)	
5)	



3.3. Les filtres

3.3.1. Généralités

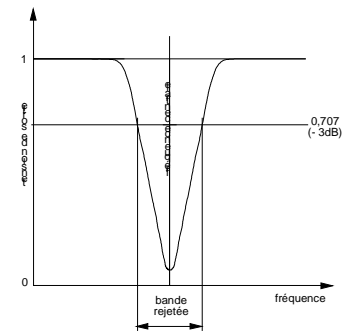
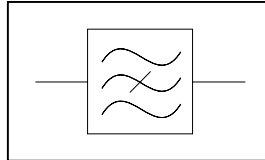
On appelle filtre un circuit qui se comporte différemment en fonction de la fréquence.

<p>Un filtre passe-bas laissera passer toutes les fréquences inférieures à une certaine fréquence. Les fréquences plus élevées seront atténuées.</p> <p>La fréquence qui délimite la transition s'appelle fréquence de coupure, la fréquence de coupure est généralement définie au point -3 dB c'est-à-dire celle où la puissance est réduite de moitié c.-à-d. celle où la tension est réduite à $0,707 (\sqrt{2})$</p> <p>La fréquence de coupure dépend de la constitution du filtre.</p> <p>Un filtre passe bas est représenté par le symbole ci-contre. La sinusoïde du dessus est barrée, elle ne passe donc pas, par contre la sinusoïde du bas passe. C'est donc bien un passe-bas !</p>	
<p>Un filtre passe-haut laissera passer toutes les fréquences supérieures à la fréquence de coupure et atténuera les fréquences inférieures. Ici aussi, la fréquence de coupure est définie au point -3 dB c'est-à-dire celle où la puissance est réduite de moitié c.-à-d. celle où la tension est réduite à $0,707 (\sqrt{2})$.</p> <p>Un filtre passe-haut est représenté par le symbole ci-contre.</p>	
<p>Un filtre passe bande est une combinaison des deux filtres ci-dessus, il ne laissera passer qu'une certaine bande de fréquence autour de la fréquence centrale.</p> <p>Un filtre passe-bande est représenté par le symbole ci-contre.</p>	



Un filtre réjecteur de bande ou notch est également une combinaison d'un filtre passe-bas et d'un passe-haut, mais ici, la fréquence centrale sera atténuée (ou rejetée) tandis que toutes les autres fréquences passeront au travers du filtre.

Un filtre réjecteur de bande ou notch est représenté par le symbole ci-contre.



Il existe de très nombreuses façons de réaliser des filtres :

1. on peut réaliser des filtres avec des résistances, des condensateurs et des selfs ou **filtres RLC** . On appelle ces filtres des filtres passifs
2. il existe aussi des **filtres à quartz** et des filtres **céramiques**. Ce sont toujours des filtres passifs
3. pour les basses fréquences, les amplificateurs opérationnels permettent de faire des filtres et aussi de remplacer les selfs (qui peuvent devenir très importantes aux basses fréquences) par des circuits actifs qui ne comportent que des résistances et des condensateurs. On dit qu'il s'agit de **filtres actifs**.
4. il existe enfin une technologie particulière appelée **DSP** dans laquelle le signal est traité numériquement. On dit qu'il s'agit de filtres numériques



3.3.2. Circuits RC

3.3.2.1. Filtre RC passe haut et passe bas

	passé bas	passé haut
circuit		
réponse		
fréquence de coupure	$f_c = 1 / 2 \pi R C$	

Application : Soit $R = 10 \text{ k}\Omega$, calculez C pour une fréquence de coupure de 3 kHz ?⁹

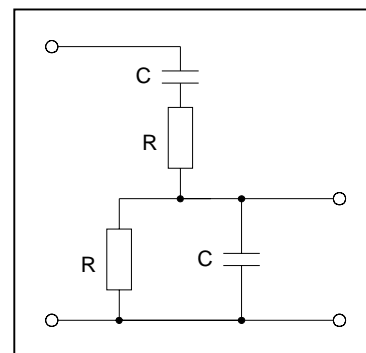
3.3.2.2. Pont de Wien

Ce circuit fait partie d'un pont de mesure (comme le pont de Wheatstone), mais pris à part, on peut l'utiliser comme élément de rétro-couplage dans les oscillateurs. Le pont de Wien est constitué d'un montage RC série et d'un montage RC parallèle, mis tous deux en série, il s'agit d'un filtre passe bande donc la fréquence centrale est donnée par

$$f_0 = 1 / 2 \pi R C$$

Les fréquences de coupures sont données par :

$$f_1 = 0,3038 f_0 \text{ et } f_2 = 3,3028 f_0$$



⁹ Solution : $C = 1 / 2 \pi R f_c = 1 / 6,28 \times 10^4 \times 3 \times 10^3 = 5,3 \times 10^{-9}$ soit $5,3 \text{ nF}$



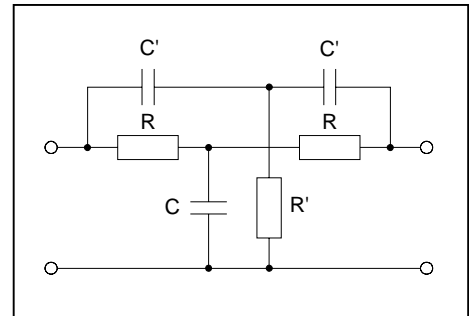
3.3.2.3. Filtre en double T_é

Ce circuit a aussi servi comme dispositif de mesure. Il s'agit d'un montage avec deux cellules en T_é mise en parallèle. Ce filtre est utilisé comme élément de rétro-couplage dans les oscillateurs, il s'agit d'un réjecteur de bande.

Si $2C/C' = R/2R' = n$, alors, la fréquence centrale est donnée par

$$f_0 = \sqrt{n} / 2 \pi R C$$

La largeur de bande minimale est obtenue pour $n=1$

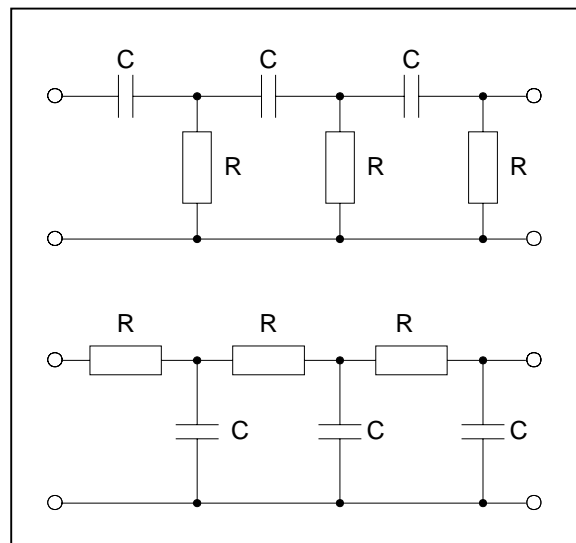


3.3.2.4. Le réseau déphaseur ("phase shifter")

Il s'agit de cellule RC en série. Non seulement chaque cellule atténue une partie du spectre, mais chaque cellule introduit un déphasage. Le déphasage théorique maximum d'une cellule RC simple est de 90°, mais cette valeur est obtenue pour un condensateur infiniment grand ou infiniment petit. Par contre un déphasage de 60° est tout à fait réalisable. Par conséquent en mettant 3 cellules en cascade on arrive à 180°. Cette valeur de 180° est exploitée dans les oscillateurs.

Dans le cas de cellules CR on obtient un décalage de 180° pour $f \approx 1 / 15,4 RC$.

Dans le cas de cellules RC on obtient un décalage de 180° pour $f \approx 1 / 0,38 RC$.





3.3.3. Circuits LC

A l'aide de condensateurs et de bobines on peut réaliser des filtres, c.-à-d. des circuits qui laisseront passer plus ou moins facilement certaines fréquences.

3.3.3.1. Circuit LC série ou parallèle

Les circuits LC série ou parallèle sont utilisés comme réjecteur de bande ou comme passe bande

	circuit série	circuit parallèle
circuit		
l'impédance du circuit LC vu seul		
	puisque l'impédance du circuit LC diminue pour la fréquence de résonance, ce montage va rejeter les signaux à la fréq. de résonance, c'est donc un réjecteur de bande	puisque l'impédance du circuit LC augmente pour la fréquence de résonance, ce montage va laisser passer la fréq. de résonance, c'est donc un passe-bande
fréquence de résonance	$f_r = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$	



Mais les filtres peuvent être conçus selon deux configurations typiques : il s'agit d'un filtre en L, en T ou en π . Dans un filtre en L¹⁰, il n'y a que deux éléments, dans un filtre en T ou en π , il y a trois éléments.

3.3.3.2. Passe-bas

	circuit en L	circuit en T	circuit en π
circuit			
impédance	$Z = \sqrt{L/C}$ ¹²		
fréquence de coupure	$f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$		
pour calculer le circuit	$L = Z / 2 \pi f$ et $C = 1 / 2 \pi f Z$		

Notez aussi que les mêmes circuits permettent d'adapter des impédances. Nous reviendrons sur ce point plus tard dans le cours.

Application: Calculez un circuit passe bas en π pour 14,2 MHz, et pour $Z = 50 \Omega$?¹³

3.3.3.3. Passe-haut

	circuit en L	circuit en T	circuit en π
circuit			
impédance	$Z = \sqrt{L/C}$		
fréquence de coupure	$f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$		
pour calculer le circuit	$L = Z / 2 \pi f$ et $C = 1 / 2 \pi f Z$		

Qu'il s'agisse de passe haut ou de passe bas, la formule $f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$ est une formule fondamentale, il faut absolument la connaître pour l'examen de radioamateur !

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}}$$

¹⁰ Il s'agit ici d'une forme en "L" et pas du L symbolisant la self ...

¹¹ Si on donne aux selfs ou aux condensateurs des valeurs demi ou des valeurs double, on constate qu'une seule formule est valable pour les 3 circuits (en L, en T et en π)

¹² Dans les exemples qui sont traités ici, l'impédance du générateur (Z_G) est égale à l'impédance de la charge (Z_L) et est égale à l'impédance du filtre mentionnée ici (Z).

¹³ Solution : $L = Z / 2 \pi f = 50 / 6,28 \times 14,2 \cdot 10^6 = 0,56 \mu\text{H}$ donc la self vaudra $2 L_1 = 1,1 \mu\text{H}$ et $C = 1 / 2 \pi f Z = 1 / 6,28 \times 14,2 \cdot 10^6 \times 50 = 224 \text{ pF}$



Mais l'autre formule importante est la formule qui donne la bande passante à -3 dB (moitié de la puissance ou tension x 0,707) en fonction du facteur de qualité (Q) :

$$Q = \omega L / R_s = R_p / \omega L$$

$$BP = f_{\text{résonance}} / Q$$

Applications:

1) Calculez un circuit passe bas en T_é pour 56 MHz, et pour $Z = 50 \Omega$? ¹⁴

2) Un circuit LC est constitué d'une self de 142 nH et d'un condensateur de 56,8 pF. La résistance série de la self est de 2Ω . Calculez le facteur de qualité et calculez la bande passante à -3 dB ? ¹⁵

3.3.3.4. Truc et astuce

Pour l'examen de radioamateur il est indispensable de pouvoir reconnaître un filtre passe bas d'un filtre passe haut.

- quand il y a un condensateur en série, les fréquences hautes passent plus facilement, c'est un passe haut !
- quand il y a un condensateur en parallèle (vers la masse), les fréquences basses sont court-circuitées vers la masse, c'est un passe bas !
- quand il y a une self en série, les fréquences hautes passent plus difficilement, c'est un passe bas !
- quand il y a une self en parallèle (vers la masse), les fréquences basses sont court-circuitées vers la masse, c'est un passe haut !

Ceci est vrai pour des filtres simples, pour les filtres qui vont suivre, le raisonnement devient plus complexe.

¹⁴ Solution : $L = Z / 2 \pi f = 50 / 6,28 \times 56 \cdot 10^6 = 0,142 \mu\text{H}$ donc la self vaudra $0,5 L_1 = 0,071 \mu\text{H}$ et $C = 1 / 2 \pi f Z = 1 / 6,28 \times 56 \cdot 10^6 \times 50 = 56,8 \text{ pF}$

¹⁵ Solution : $f_{\text{rés}} = 56,07 \text{ MHz}$, $Q = 25$, $BP = 2,25 \text{ MHz}$



3.3.3.5. Passe-bande

	circuit en π	circuit en T
circuit		
impédance	$Z = \sqrt{L_1/C_1} = \sqrt{L_2/C_2}$	
fréquence de coupure	$f_0 = 1 / 2 \pi \sqrt{L_1 C_2} = 1 / 2 \pi \sqrt{L_2 C_1}$	
avec	$f_0 =$ fréquence centrale $f_1 =$ fréq. de coupure basse $f_2 =$ fréq. de coupure haute	
pour calculer le circuit	$m = (f_2 / f_0) - (f_0 / f_1)$ $L_1 = m Z / 2 \pi f_0$ $C_1 = 1 / m 2 \pi f_0 Z$ $L_2 = Z / m 2 \pi f_0$ $C_2 = m / 2 \pi f_0 Z$	

Valeurs pratiques pour un filtre passe bande (circuit en π ci-dessus) utilisé pour des stations multi-transceivers en contest. Les selfs et les condensateurs doivent être dimensionnés en fonction de la puissance.

	L_1 (μ H)	C_1 (pF)	$2 L_2$ (μ H)	$0,5 C_2$ (pF)
1,8 MHz	2,2	4000	22	400
3,5 MHz	1,1	2000	11	200
7 MHz	0,55	1000	5,5	100
14 MHz	0,28	500	2,8	50
21 MHz	0,18	330	1,8	33
28 MHz	0,14	250	1,4	25

Application : A partir des formules calculez m en fonction du rapport L_1/L_2 . Calculez ensuite f_1 et f_2 ? ¹⁶

¹⁶ A partir de $L_1 = m Z / 2 \pi f_0$ et $L_2 = Z / m 2 \pi f_0$ on peut déduire $L_1 / L_2 = m^2$. Donc $m = \sqrt{11/2,2} = \sqrt{5}$



3.3.3.6. Réjecteur de bande

	circuit en π	circuit en T
circuit		
impédance	$Z = \sqrt{L_1/C_1} = \sqrt{L_2/C_2}$	
fréquence de coupure	$f_0 = 1 / 2 \pi \sqrt{L_1 C_2} = 1 / 2 \pi \sqrt{L_2 C_1}$	
	$f_0 =$ fréquence centrale $f_1 =$ fréq. de coupure basse $f_2 =$ fréq. de coupure haute	
pour calculer le circuit	$m = (f_2 / f_0) - (f_0 / f_1)$ $L_1 = Z / m 2 \pi f_0$ $C_1 = m / 2 \pi f_0 Z$ $L_2 = m Z / 2 \pi f_0$ $C_2 = 1 / m 2 \pi f_0 Z$	

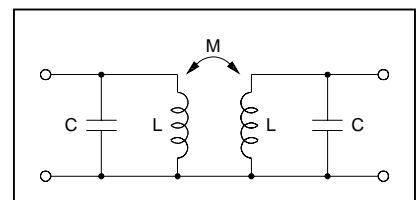
3.3.3.7. Filtre aiguilleur ou diplexeur

circuit	
impédance	$Z = \sqrt{L_1/C_1} = \sqrt{L_2/C_2}$
fréquence de coupure	$f_0 = 1 / 2 \pi \sqrt{L_1 C_2} = 1 / 2 \pi \sqrt{L_2 C_1}$

3.3.4. Circuits couplés

Imaginons deux circuits LC dont les bobines sont proches l'une de l'autre, ces deux circuits auront donc une influence l'un sur l'autre : il s'agit d'un circuit couplé ...

Mais nous pensons qu'il est plus opportun d'étudier les circuits couplés dans le cadre du chapitre 4 consacré aux récepteurs.





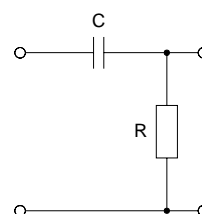
3.3.5. La réponse d'un filtre et l'ordre d'un filtre

Pour étudier un filtre on cherche à écrire une relation entre la tension de sortie et la tension de sortie, cette relation s'appelle la fonction de transfert du filtre¹⁷. Suivant le cas, on va chercher la fréquence pour laquelle l'atténuation est de 3 dB (pour un filtre passe bas ou passe haut), celle pour laquelle l'atténuation est minimum (filtre passe bande) ou celle où l'atténuation est maximum (réjecteur de bande). Ces équations font apparaître des termes en f^n ou ω^n ¹⁸. Plus cet exposant est grand, plus fortement le filtre va atténuer, plus raide sera sa courbe de réponse. Ce facteur n est appelé l' **ordre du filtre**.

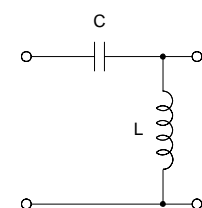
La réponse présente 2 zones importantes,

- le sommet qui va déterminer la bande passante à 3 dB par exemple
- les flancs qui vont déterminer comment les signaux vont être rejeté. Ces flancs possèdent une pente caractérisée par une raideur qui s'exprime en
 - dB/décade, une décade étant un rapport de 1 à 10 de la fréquence, ou en
 - dB/octave, une octave étant un rapport de 1 à 2 de la fréquence.

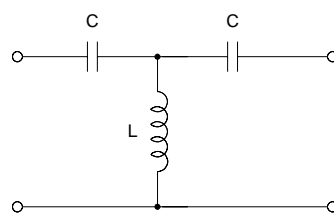
un filtre RC simple est un filtre de 1^{er} ordre, il atténue de 6 dB/octave soit 20 dB/décade



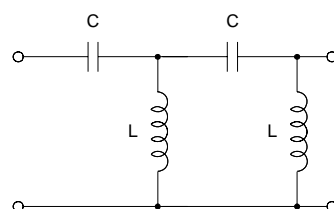
un filtre LC simple est un filtre de 2^{eme} ordre, il atténue de 12 dB/octave soit 40 dB/décade



un filtre en Té est un filtre du 3^{eme} ordre, il atténue de 18 dB/octave soit 60 dB/décade



le filtre ci-contre est du 4^{eme} ordre, il atténue de 24 dB/octave soit 80 dB/décade



¹⁷ L'étude des fonctions de transfert du cadre de ce cours.

¹⁸ Lire " f exposant n ", f est bien entendu la fréquence et ω est la pulsation ($\omega = 2 \pi f$)



3.3.6. La phase dans les filtres

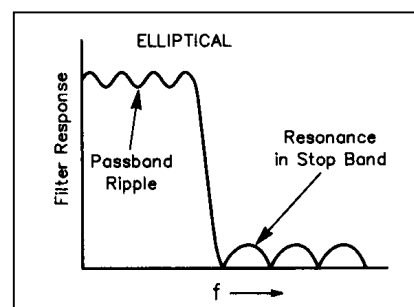
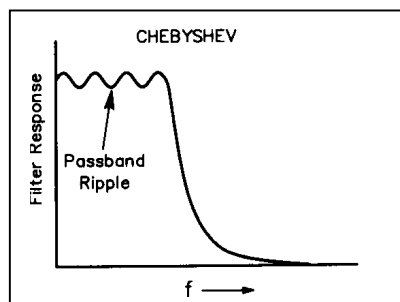
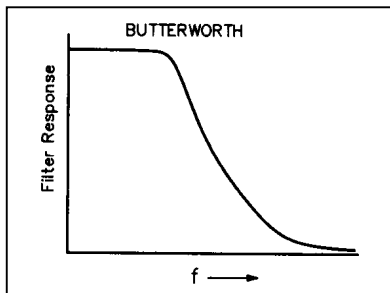
Mais la fonction de transfert comporte une partie réelle et une partie imaginaire ($f = a \pm j b$), en d'autres termes il y aura un certain déphasage entre le signal de sortie et le signal d'entrée et ce déphasage sera fonction de la fréquence.

Il faut donc retenir qu'un signal alternatif qui traverse un filtre subit un certain déphasage.

3.3.7. Les types de filtres

Les réponses des filtres peuvent aussi répondre à des relations mathématiques particulières qui portent le nom de leurs auteurs, on trouve ainsi

- des filtres Butterworth
- des filtres Chebyshev
- des filtres Bessel
- des filtres elliptiques



Il existe des ouvrages spécialisés avec des pages de calculs pour déterminer les valeurs des composants de ces filtres. Toutefois ceci sort du cadre de ce cours.



3.3.8. Les filtres piézoélectrique ou les filtres à quartz, céramiques et à ondes de surfaces

Nous pensons qu'il est plus opportun d'étudier les circuits couplés dans le cadre du chapitre 4 consacré aux récepteurs.

3.3.9. Les filtres actifs

Pour les basses fréquences on utilise plus particulièrement des filtres basés sur des amplis opérationnels. Nous reviendrons sur ces filtres lorsque nous étudierons les amplificateurs opérationnels.

3.3.10. Les filtres DSP

Le DSP ou Digital Signal Processing est une des révolutions des années 1985. Dans un DSP, on convertit un signal analogique en une séquence de nombres, puis travaille sur ces nombres. La nouvelle séquence est ensuite reconvertie signal analogique.

Un des premiers grands avantages est que l'on peut faire des filtres TRES raides. Des flancs de l'ordre de 2000 dB/ octave sont tout à fait réalisable. De plus le filtre peut être TRES plat dans la partie à transmettre. Un filtre à DSP ne doit pas être ajusté. Ceux qui auront essayé de faire un filtre elliptique à 10 pôles savent ce que cela veut dire !

L'idée fondamentale du DSP est de décomposer le signal en série de Fourier (voir annexe consacrée à ce sujet), et à traiter de façon numérique cette décomposition dans un circuit de calcul.



3.4. Les alimentations

3.4.1. Généralités

Supposons que nous ayons besoin d'une tension de 12 V pour alimenter un émetteur-récepteur, comment allons nous faire pour alimenter cet émetteur-récepteur à partir réseau qui est en 220 V, et en courant alternatif 50Hz ?

La tension du secteur est généralement de 220 V alternatif et elle est donc trop élevée, la première chose à faire est de réduire la tension secteur à une tension plus faible et voisine de 12 V, pour ce faire nous utiliserons un transformateur. Le principe du transformateur a été étudié au chapitre 6.

La tension dont nous disposons au secondaire du transformateur est alternative, et notre émetteur-récepteur requiert du courant continu! Il faudra donc transformer le courant alternatif en courant continu, on dit qu'on devra redresser le courant, c'est là qu'interviendra la diode que nous avons aussi étudiée au chapitre 6.

Du fait qu'une diode ne laisse passer le courant que lorsque son anode est positive par rapport à la cathode, nous pourrons utiliser une ou des diodes pour redresser le courant alternatif. Nous verrons dans les paragraphes suivants que plusieurs montages existent.

Malheureusement le résultat ne sera pas encore bon, en effet, la tension de sortie est une tension 'pulsée', si nous l'utilisons telle quelle pour alimenter notre récepteur, nous n'aurons qu'un mauvais résultat, nous entendrons un signal ronflé dans le haut-parleur, il faut donc filtrer la tension, c'est à dire la débarrasser de sa composante alternative à l'aide d'une cellule de filtrage, la cellule la plus simple ne comporte qu'un condensateur, une version plus sophistiquée, comprendrait un filtre en pi avec deux condensateurs et une self.

La tension de sortie peut varier en fonction de la charge, et dans 80% des cas cette variation n'est pas acceptable, on va alors réguler la tension d'alimentation au moyen d'un stabilisateur de tension ou d'un régulateur de tension.

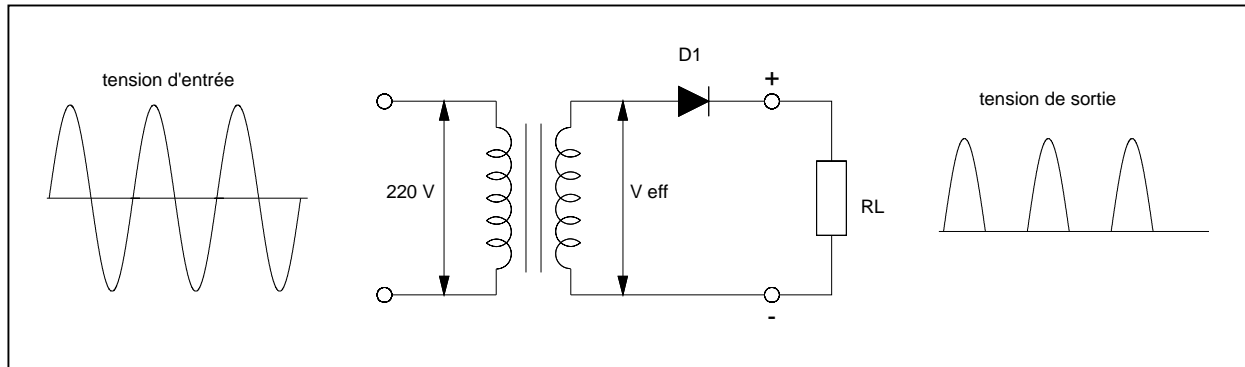
Nous venons ainsi de voir qu'une alimentation se compose habituellement de 4 unités :

- un transformateur,
- un redresseur
- un circuit de filtrage, et,
- un étage stabilisateur de tension.

A l'autre extrême, si on a besoin d'une tension de 2500 V sous 2 A pour alimenter le tube d'un ampli de puissance, il faudra aussi un transformateur, mais cette fois ce transformateur devra élever la tension. Puis on trouvera un redresseur et un circuit de filtrage.

3.4.2. Le redresseur mono alternance

Si nous raccordons une résistance de charge R_L , en série avec une diode, à un transformateur, la diode ne laissera passer le courant que lorsque son anode sera positive par rapport à la cathode, c'est à dire durant l'alternance positive. Durant l'alternance négative, la diode sera bloquée. Dans la résistance il y a donc un courant pulsé, mais qui est toujours dans le même sens, on dit que le courant est redressé.



Dans la plupart des cas cette ondulation est inacceptable, pour le réduire, on peut placer un condensateur de filtrage en parallèle sur la charge R_L , durant les alternances positives, le condensateur se charge à une valeur $U_{CL} = \sqrt{2} U_{eff}$ et durant les alternances négatives, il se décharge dans R_L , l'amplitude du ronflement diminue d'autant plus que la constante de temps $R_L C_L$ est grande vis à vis de la période du signal alternatif.

On peut se demander quelle sera la tension continue mesurée, avec un appareil de mesure, si, dans un montage redresseur simple alternance, nous avons un transfo qui fournit par exemple 100 V_{eff} au secondaire ?

Un appareil de mesure (du style cadre mobile) va donner la valeur moyenne, celle-ci vaut :

$$I_{moy} = 2 \times I_{crête} / \pi = 0,636 I_{crête} \quad \text{de même} \quad V_{moy} = 2 \times V_{crête} / \pi = 0,636 V_{crête}$$

ou si on exprime cela en fonction des valeurs efficaces, il faut diviser par $\sqrt{2}$:

$$I_{moy} = 0,449 I_{eff} \quad \text{de même} \quad V_{moy} = 0,449 V_{eff}$$

et, donc pour un redresseur mono alternance alimenté par un transformateur de 100 V_{eff} , nous aurons :

$$V_{crête} = 100 \text{ V} \times \sqrt{2} = 141,42 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_{moy} = 141,42 / \pi = 45,0186 \text{ V}$$

La première constatation est que cette valeur est faible, avec un transfo de 100 V_{eff} on obtient à peine une tension de 45 V., alors que la tension de crête est de 141,42 V.

Dans le cas qui nous préoccupe, le facteur de forme¹⁹ est de 1,57 tandis que le taux d'ondulation est de 48,3 %.

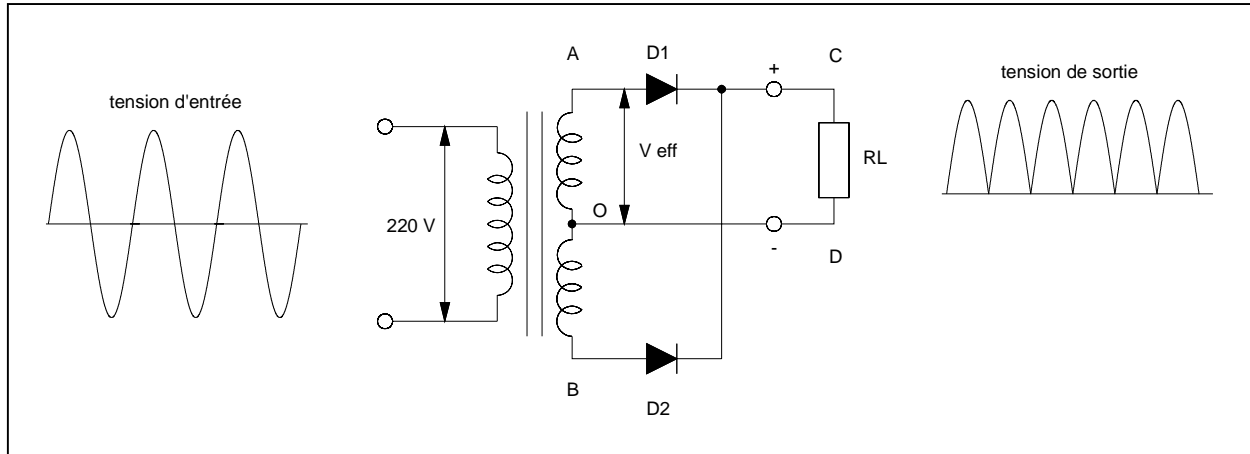
Le taux d'ondulation est de 47 % et pour réduire ce taux, on peut ici aussi, placer un condensateur de filtrage en parallèle sur la charge R_L , le condensateur se charge à une valeur $U_{cl} = \sqrt{2} U_{eff}$ et se déchargera dans la résistance R_L .

¹⁹ Par définition $F = I_{eff} / I_{moy}$. $F = (I_m / \sqrt{2}) / (I_m / \pi) = \pi / \sqrt{2} = 1,57$



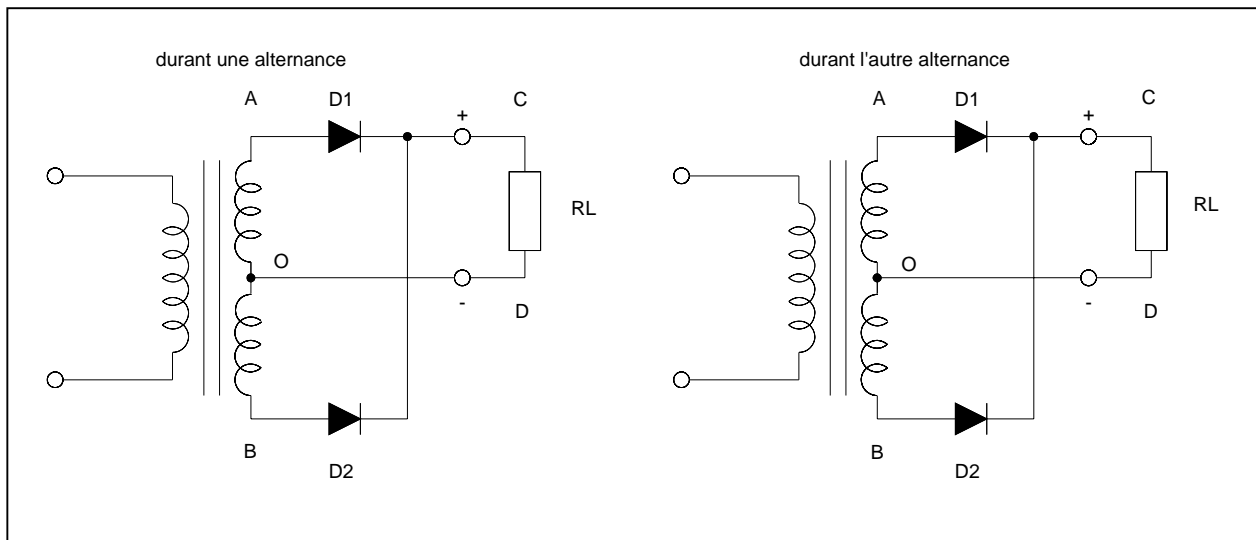
3.4.3. Le redresseur double alternance avec transfo à prise médiane

Dans un montage redresseur double alternance, on récupère aussi l'énergie durant l'autre l'alternance. On fait appel à un transformateur avec deux enroulements identiques.



Durant une alternance, A est positif par rapport à O, et alors B est négatif par rapport à O, dans ce cas le courant passe de A, au travers de la diode D1, par le point C, dans la charge RL, par le point D, et retourne vers O.

Durant l'alternance suivante, B est positif par rapport à O et A est négatif par rapport à O, dans ce cas, le courant passe de B, au travers de la diode D2, par le point C, dans la charge RL, par le point D, puis retourne vers O.



Durant les deux alternances, le courant passe donc dans la charge, de C vers D.

Encore une fois, on peut se demander quelle sera la tension continue mesurée, avec un appareil de mesure. Si, dans un montage redresseur double alternance, nous avons un transfo qui fournit $2 \times 100 V_{\text{eff}}$ au secondaire ?

En d'autres termes, si on prend la forme d'onde qui nous intéresse, la valeur moyenne vaut :

$$I_{\text{moy}} = 2 \times I_{\text{crête}} / \pi = 0,636 I_{\text{crête}} \quad \text{de même} \quad V_{\text{moy}} = 2 \times V_{\text{crête}} \times \pi = 0,636 V_{\text{crête}}$$

et, donc pour un redresseur double alternance alimenté par un transfo de $2 \times 100 V_{\text{eff}}$, nous aurons :



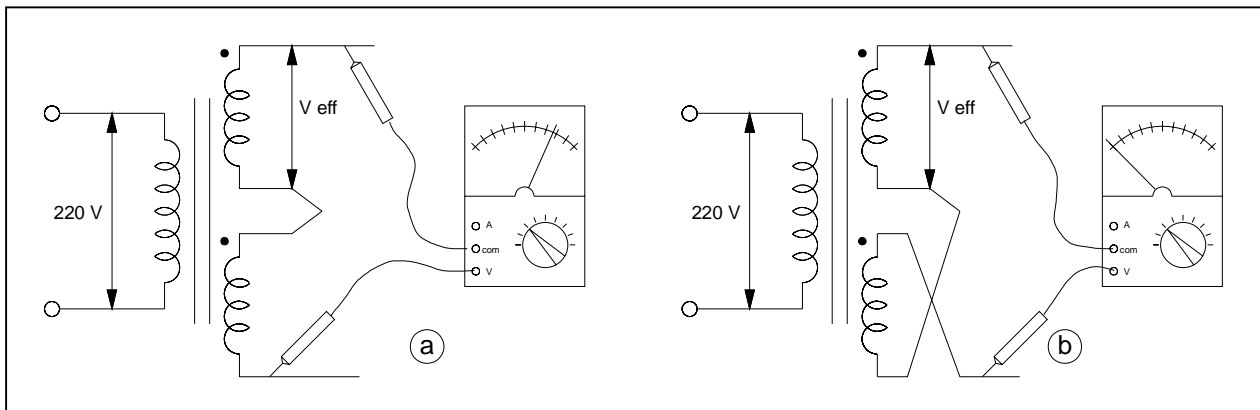
$$V_{\text{crête}} = 100 \text{ V} \times \sqrt{2} = 141,42 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_{\text{moy}} = 2 \times 141,42 / \pi = 90,036 \text{ V}$$

On a déjà sérieusement amélioré la tension moyenne et le rapport tension crête/ tension moyenne est devenu plus faible.

Dans le cas qui nous préoccupe, le facteur de forme est de $1,11^{20}$ tandis que le taux d'ondulation est de 48,3 %.

Le taux d'ondulation est de 47 % et pour réduire ce taux, on peut ici aussi, placer un condensateur de filtrage en parallèle sur la charge R_L , le condensateur se charge à une valeur $U_{CL} = \sqrt{2} U_{\text{eff}}$ et se déchargera dans la résistance R_L .

Question pratique: Dans le montage ci-dessus, les deux enroulements sont en opposition de phase. Comment peut-on pratiquement vérifier cette situation ? Simplement, à vide, avec un voltmètre : Si les enroulements sont en opposition de phase, on va mesurer $2 \times V_{\text{eff}}$, dans le cas contraire on va mesurer environ 0 V. La figure a est donc correcte. Les fils (enroulements) sont parfois notés avec des petits points noirs, tous les points noirs sont en phases.

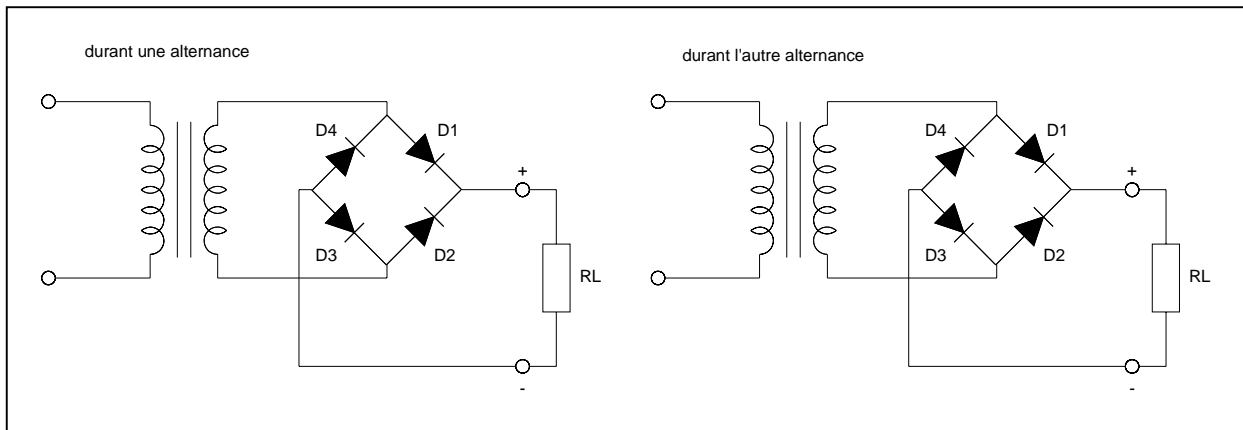


²⁰ Par définition $F = I_{\text{eff}} / I_{\text{moy}} \cdot F = (I_m / \sqrt{2}) / (2 I_m / \pi) = \pi / 2 \sqrt{2} = 1,11$

3.4.4. Le redresseur double alternance avec pont de diodes

Si nous ne disposons pas d'un transfo à point milieu, on peut adopter une autre solution qui utilise un pont de diodes.

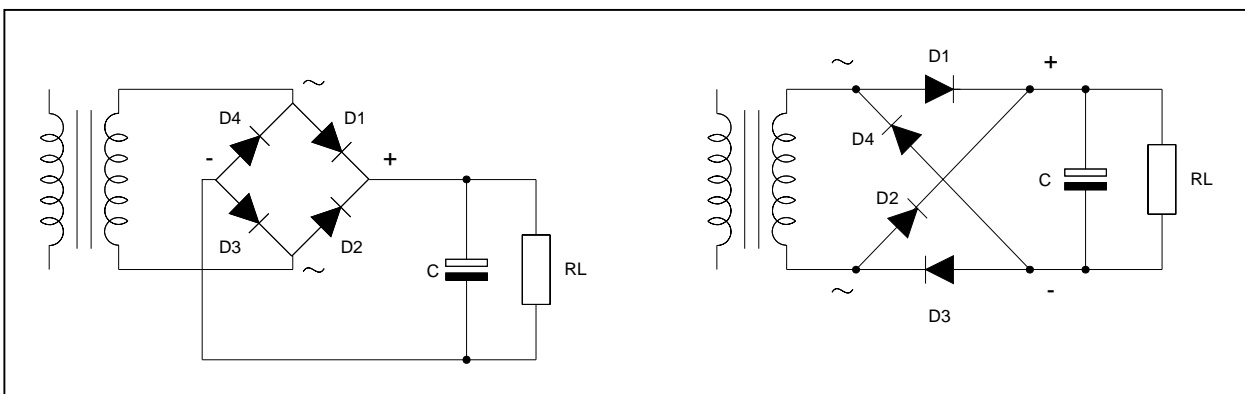
Pendant une alternance, le courant passe par D1, puis dans la charge et retourne par D3. Tandis que pendant l'autre alternance, le courant passe par D2, puis dans la charge et retourne par D4



Les valeurs moyennes, efficaces, le taux d'ondulation et le facteur de forme sont les mêmes que pour le redresseur double alternance à point milieu.

Toutefois il faut remarquer que le courant traverse maintenant deux diodes, et par conséquent la chute de tension est double. Si on considère une alimentation pour une centaine de Volts ou plus, cette différence ne sera pas très importante. Par contre si on veut réaliser une alimentation qui fournit 6 V, la différence entre une chute de tension de 0,6 V (produite dans un redresseur double alternance avec transfo à prise médiane) par rapport à une chute de tension de $2 \times 0,6V$ (produite dans un redresseur double alternance avec pont de diodes) sera importante.

Les deux schémas ci-dessous sont identiques ! La manière de dessiner le pont peut donc parfois être déroutante. Remarquez aussi que du côté "+" les deux cathodes sont ensemble, du côté "-" les deux anodes sont ensemble et sur chaque "~" il y a une anode et une cathode²¹.



²¹ Le dessinateur n'est pas obligé d'indiquer les symboles +, - et ~, mais quand il le fait c'est beaucoup plus clair.



3.4.5. Tableau récapitulatif

	simple alternance	double alternance transfo à prise médiane	double alternance redresseur en pont
$V_{\text{moyen}} =$	$0,45 V_{\text{eff}}$	$0,90 V_{\text{eff}}$	$0,90 V_{\text{eff}}$
$V_{\text{moy}} =$	$0,636 V_{\text{crête}}$	$0,90 V_{\text{crête}}$	$0,90 V_{\text{crête}}$
tension d'ondulation			
taux d'ondulation (%)	111 %	47,2 %	47;2 %
fréquence de l'ondulation	fréquence réseau	2 x fréquence réseau	2 x fréquence réseau
tension inverse sur la diode	$V_{\text{eff}} \times \sqrt{2}$	$2 \times V_{\text{eff}} \times \sqrt{2}$	$V_{\text{eff}} \times \sqrt{2}$
utilisation	(à éviter, ou alors pour des utilisations ne nécessitant pas beaucoup de courant)		dans la majorité des cas c'est le montage le plus simple, mais pour les très basses tensions, il y a 2 x la chute de tension dans les diodes

3.4.6. Choix des diodes

Les deux paramètres principaux qui vont guider le choix des diodes sont le courant maximal et la tension inverse que doit supporter la diode.

Les circuits redresseurs que nous avons vu, peuvent être réalisés avec des diodes discrètes

	V _{rwm}	IF (A)
1N4001	50	1
1N4002	100	1
1N4003	200	1
1N4004	400	1
1N4005	600	1
1N4006	800	1
1N4007	1000	1
1N5400		3

Mais les diodes peuvent aussi être intégrées dans des blocs pour former des ponts redresseurs:

- les courants redressés vont de 0,5 A à 35 A
- les tensions de service maximales vont de 20 à 500 V_{eff}

Le code utilisé est le suivant :

B	40	-	C	5000	/	3300
pour redresseur en pont ("Bridge")	tension de fonctionnement en V _{eff}		courant en mA	avec radiateur		sans radiateur



Question pratique: Comment vérifier les diodes ? On peut vérifier les diodes de redressement avec un multimètre placé en ohmmètre.

S'il s'agit d'un ohmmètre analogique (à aiguille) placer le sur le calibre " Ω " le plus faible. Dans un sens l'ohmmètre doit indiquer une faible valeur (disons $< 50 \Omega$), dans l'autre sens l'ohmmètre doit indiquer presque l'infini.

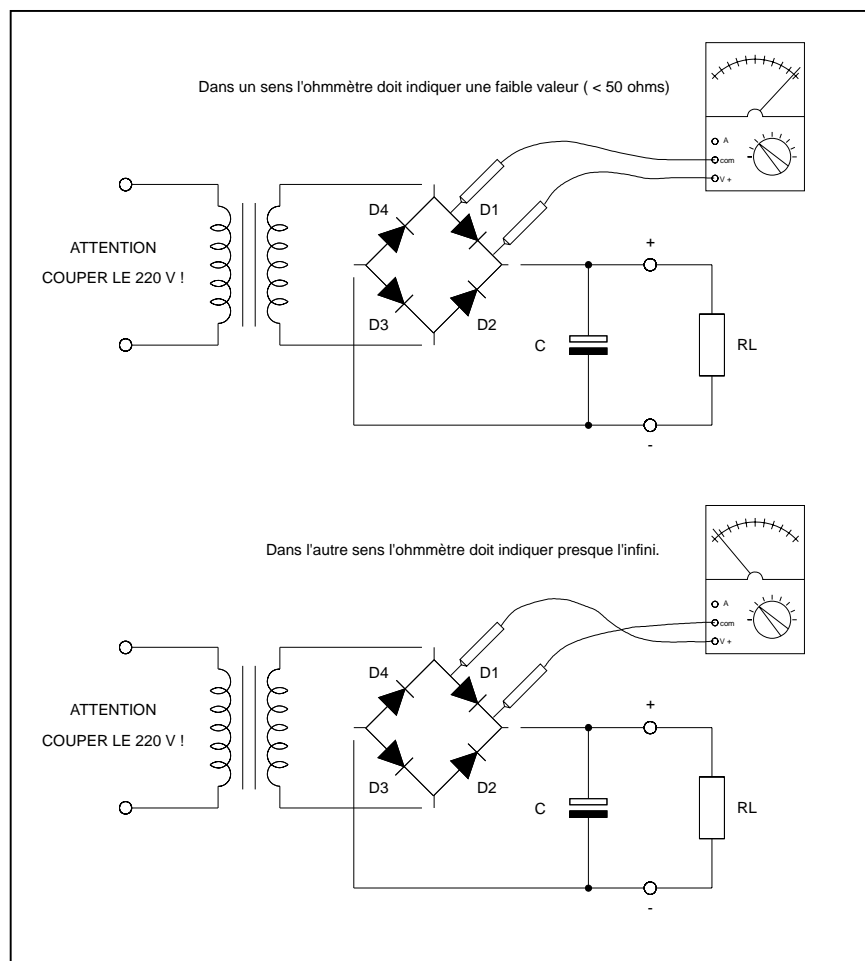
Lorsqu'on mesure la faible résistance, la borne \oplus correspond "généralement" à la cathode²².

S'il s'agit d'un ohmmètre numérique, placer le également sur le calibre " Ω " le plus bas. Dans un sens, l'ohmmètre indique une valeur voisine de 600²³, tandis que dans l'autre sens, l'ohmmètre doit indiquer presque l'infini.

Si l'ohmmètre numérique possède une position "diode", utilisez-la.

Il y a deux précautions importantes:

- il ne faut pas alimenter le montage (couper le 220 V !)
- et pour éviter de tirer de fausses conclusions, les diodes doivent être déconnectées du circuit. A la limite, une seule connexion peut rester (une seule connexion pour une diode simple, une seule connexion pour les deux diodes d'un montage double alternance, ou une seule connexion d'un pont).



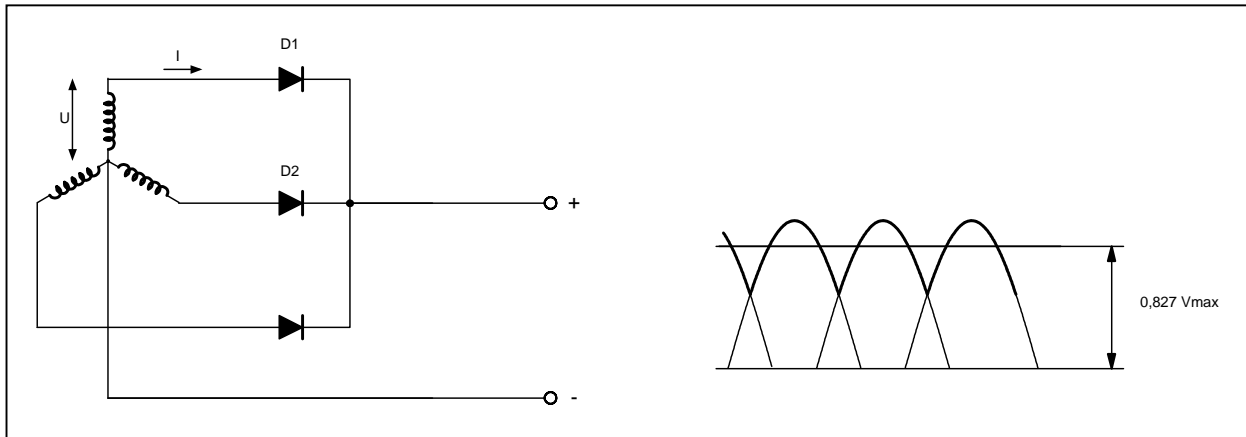
²² A vérifier, car parfois c'est le contraire !!!

²³ Un ohmmètre numérique est en fait un générateur de courant constant, et la mesure consiste à mesurer la tension aux bornes de la résistance inconnue. Sur le calibre le plus bas, ce courant est de 1 mA et ce qu'on mesure est donc la tension aux bornes de la diode pour un courant de 1 mA. Pour une diode au silicium, on mesure donc environ 600 mV.

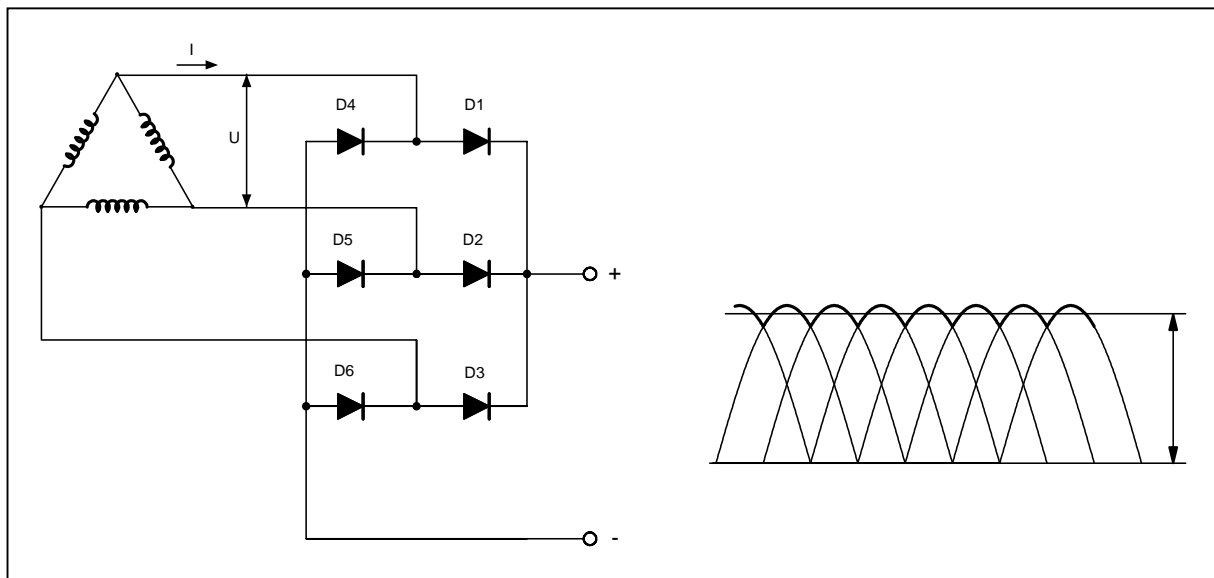
3.4.7. Redressement triphasé

Dés à présent on peut donc extrapoler et dire que plus le nombre d'alternances redressées sera grand, plus le taux d'ondulation sera faible, ceci est particulièrement intéressant pour des installations industrielles. On ne rencontrera jamais de tels redresseurs dans les installations de radioamateur.

La première figure représente un montage triphasé une alternance. Nous n'avons pas représenté le primaire du transformateur, mais uniquement le secondaire. Les enroulements secondaires sont forcément montés en étoile puisqu'il faut un retour commun. Il n'y a que 3 diodes.



La seconde figure représente un montage triphasé à deux alternances. Les enroulements secondaires peuvent être en étoile ou en triangle. Il faut nécessairement 6 diodes.



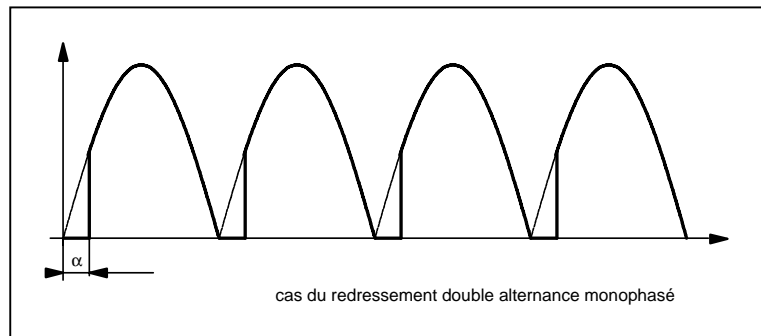
Résumé des caractéristiques principales:

	triphasé monoalternance	triphasé double alternance
fréquence d'ondulation	3 x la fréquence du secteur	6 x la fréquence du secteur
valeur moyenne	0,827 x valeur maximale	0,955 x valeur maximale
taux d'ondulation	17 %	4 %

Cette réduction de l'ondulation est particulièrement appréciée pour les applications de traction. D'autres montages plus complexes en triphasé permettent de réduire encore l'ondulation.

3.4.8 Les redresseurs contrôlés

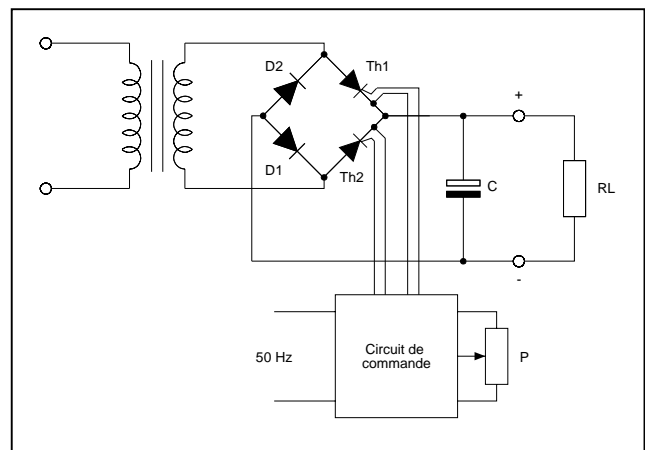
Dans le cas de fortes puissances, on peut remplacer les diodes par des thyristors grâce auxquels on va pouvoir déclencher la conduction. En réglant le retard par rapport au début de la sinusoïde, c.-à-d. en réglant l'angle α , on va pouvoir modifier la tension moyenne



- dans le cas d'un redresseur monophasé en pont on a $U_{moy} = U_{max} (1 + \cos \alpha) / \pi$
- dans le cas d'un redresseur triphasé en pont on a $U_{moy} = 3 U_{max} \cos \alpha / \pi$

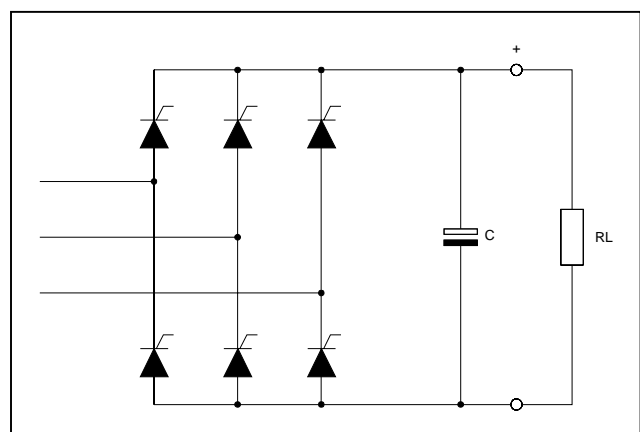
Une gâchette de thyristor nécessite un courant de l'ordre de 0,01 à 1 A sous une tension de 8 V et ceci permet de commander un circuit de plusieurs kW et on comprend maintenant mieux pourquoi les anglo saxons utilisent "Silicon Cotrolled Rectifier" ou "SCR" pour thyristor ...

Ci-contre un montage en pont monophasé. Le circuit "courant fort" est dessiné en gras. Remarquez le circuit de commande qui reçoit la référence (50 Hz) du réseau. Grâce à un potentiomètre on peut commander des kilowatts !.



Des circuits intégrés spécialisés permettent de commander les thyristors, par exemple le TCA 785 de Siemens.

Ci-contre un pont triphasé. Comme pour la comparaison redresseur monophasé / redresseur triphasé, le pont triphasé aura un meilleur rendement et une moins forte ondulation résiduelle. Nous n'avons pas dessiné les fils de connexions des gâchettes, ni le bloc de commande.



Le montage monophasé fait appel à 2 diodes et à deux thyristors, on appelle ce montage un pont mixte, tandis que le pont triphasé ci-contre est appelé "pont tout thyristor"

L'étude plus détaillée des circuits de retard et de redresseurs contrôlés sort du cadre de ce cours.



3.4.9. Les multiplicateurs de tensions

On pourrait être amené à produire des tensions très élevées sous un courant assez faible, on fait alors appel à des doubleurs de tension ou des multiplicateurs de tension. Ceci est particulièrement le cas de l'alimentation de tubes cathodiques qui nécessitent plusieurs kilovolt, voire quelques dizaines de kilovolt avec des débits de quelques dizaines de milliampères

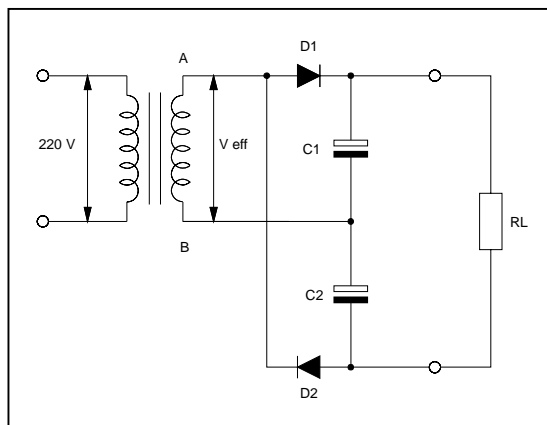
Le montage de la figure ci-contre est appelé **doubleur en pont**, encore appelé montage Greinacher, Delon, ou pont de Graetz ...

Si le point A est positif par rapport à B, la diode D1 conduit et charge C1 sous une valeur égale à la tension de crête du transfo.

Si B est négatif par rapport à A, c'est la diode D2 qui conduit, elle charge C2 également sous une tension égale à la tension de crête du transfo.

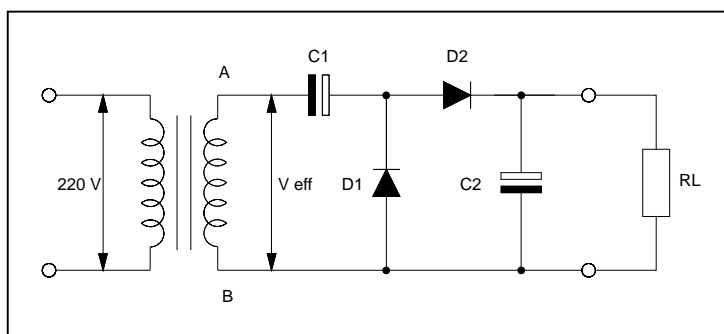
Comme la charge est raccordée entre les extrémités de C1 et de C2, elle est alimentée par une tension égale à la somme des tensions disponibles sur C1 et sur C2, donc sur une tension égale à 2 x la tension de crête.

Chaque diode doit pouvoir résister à une tension inverse égale à 2 x la tension maximum ($U_{eff} \times \sqrt{2}$) du secondaire du transfo. Chaque condensateur est chargé sous la tension maximum.



Le montage représenté à la figure ci-contre, porte plusieurs noms : Siemens , Latour , Delon , Greinacher ou plus "poétiquement" **pompe à diodes** ...

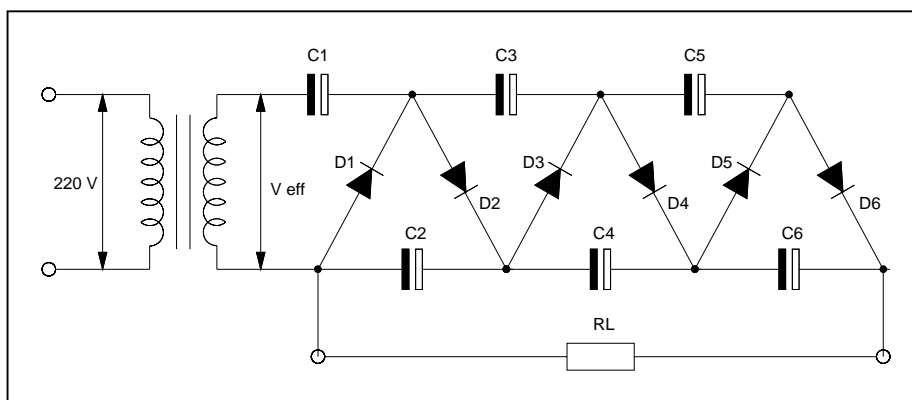
Si B est positif par rapport à A, le courant passe de B, par D1, charge C1 et retourne vers A, tandis que lorsque A est positif par rapport à B, cette tension est en série avec la charge de C1, le courant passe par D2 et charge C2 sous une tension égale à 2 x la tension crête. Remarquons que C1 n'est chargé que sur 1 x la tension de crête.



Exercice: Dessiner un montage pompe à diode qui fournit une tension positive et une tension négative par rapport à la masse ?

Le montage ci-dessus peut être étendu pour obtenir un multiplicateur par "n".

Un des avantages de ce montage est que le transformateur peut être mis à la masse d'un côté et d'autre part ce principe de multiplication peut être généralisé, la figure ci-contre et représente un multiplicateur par 6.

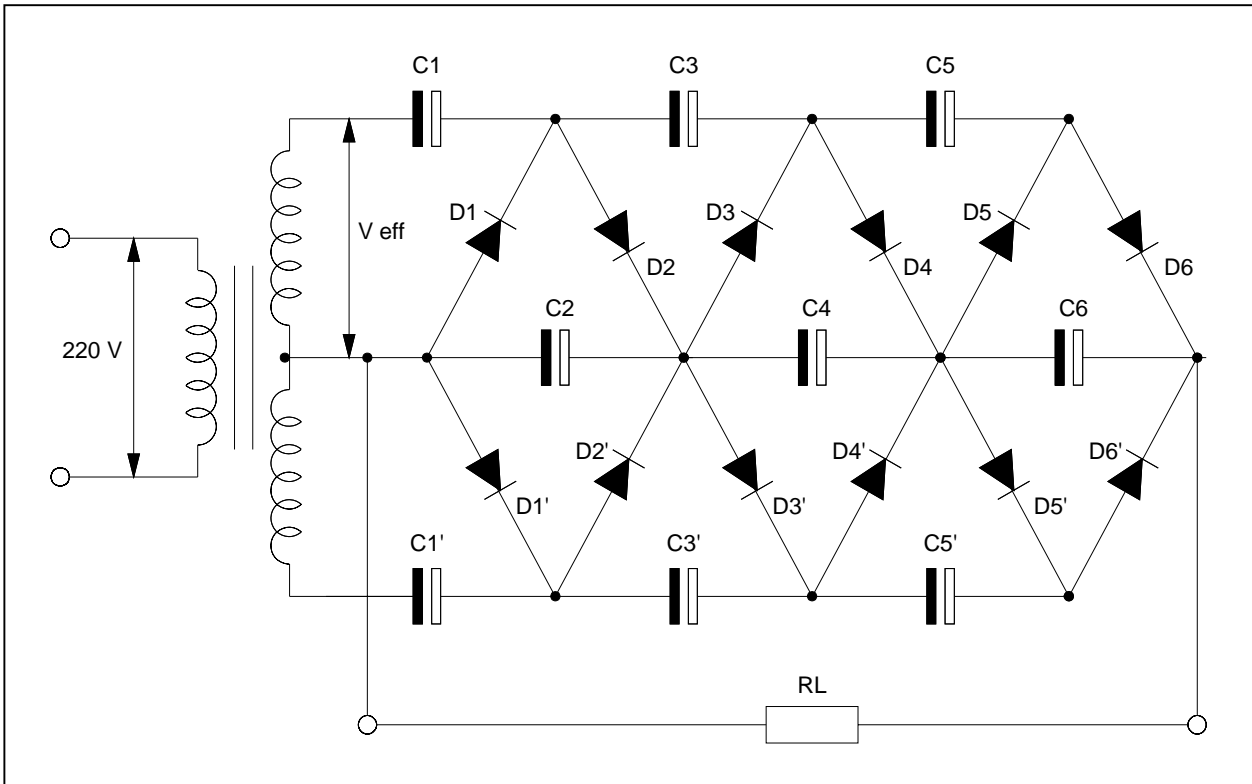




Le montage ci-dessus comporte 6 cellules (6 condensateurs et 6 diodes) et la tension de sortie (à vide) vaut $6 \times V_{\text{eff}} \times \sqrt{2}$. Il ne faut pas perdre de vue que ces montages sont réservés à de faibles débits. Plus le débit augmente, plus les condensateurs doivent être importants et plus grands seront les courants de pointe.

Exercice: Dessiner un montage multiplicateur à 3 cellules qui fournit une tension positive et une tension négative par rapport à la masse ?

Une façon d'améliorer le rendement, de diminuer l'ondulation et de diminuer la résistance interne consiste à utiliser les 2 alternances avec un transfo à double enroulement :



Un des avantages de ce montage est que le transformateur peut être mis à la masse d'un côté et d'autre part ce principe de multiplication peut être généralisé, la figure ci-dessus représente un multiplicateur par 6.



3.4.10. Les cellules de filtrages

La forme de la tension de sortie d'un redresseur n'est pas comme celle d'une batterie. On dit qu'il s'agit de courant continu pulsé.

La tension de sortie présente des impulsions en forme de demi sinusoïdes à la fréquence double de celle du réseau. La fréquence est donc de 100 Hz dans le cas d'un réseau à 50 Hz. Si on utilise cette tension pour alimenter un émetteur ou un récepteur, on obtiendra un ronflement très important, rendant pratiquement inaudible les signaux.

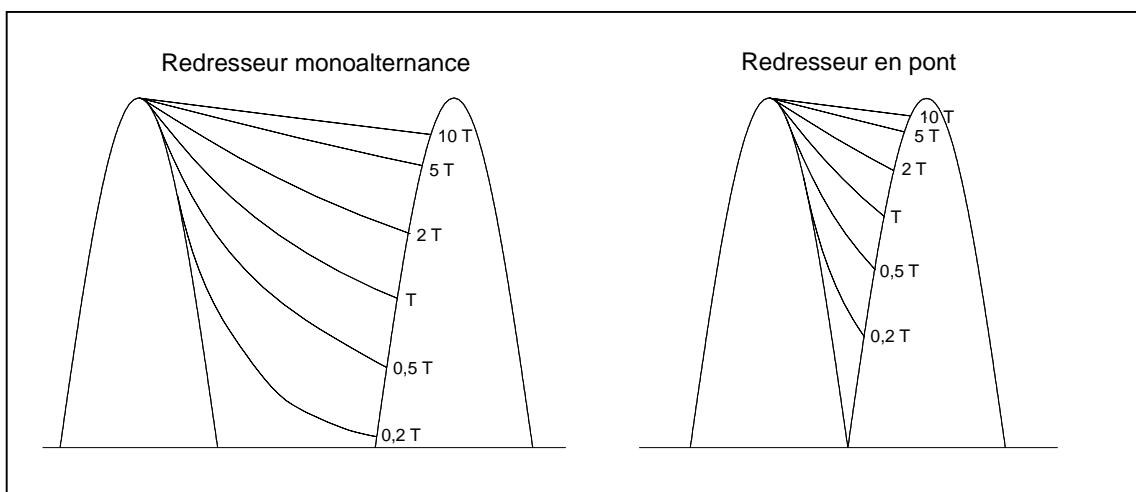
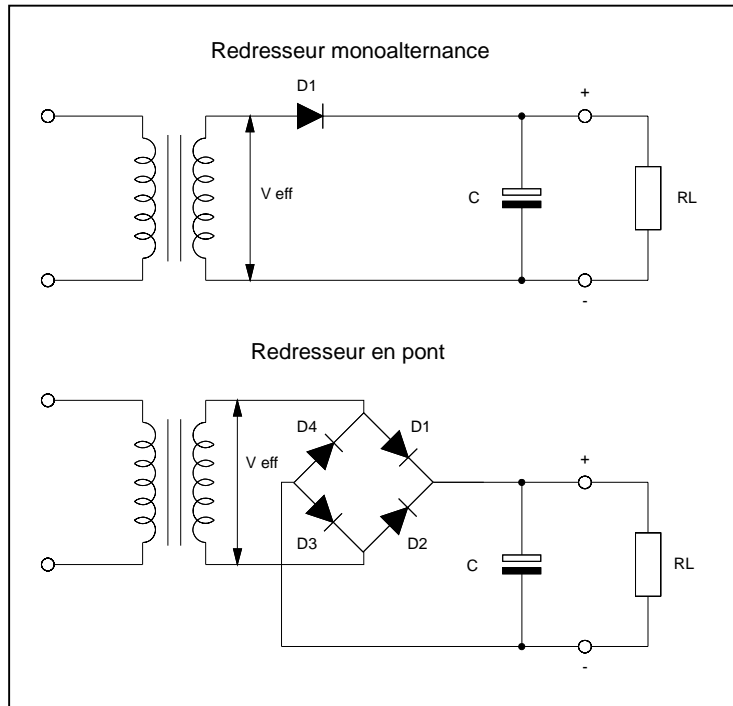
Afin d'égaliser ces impulsions, on utilise une cellule de filtrage ou dit plus simplement un filtre.

La forme la plus simple de cellule de filtrage est un gros condensateur électrolytique placé en parallèle sur la sortie.

Le condensateur se charge durant les pointes de tension et se décharge lorsque la tension redescend. Le condensateur lisse donc la tension du redresseur.

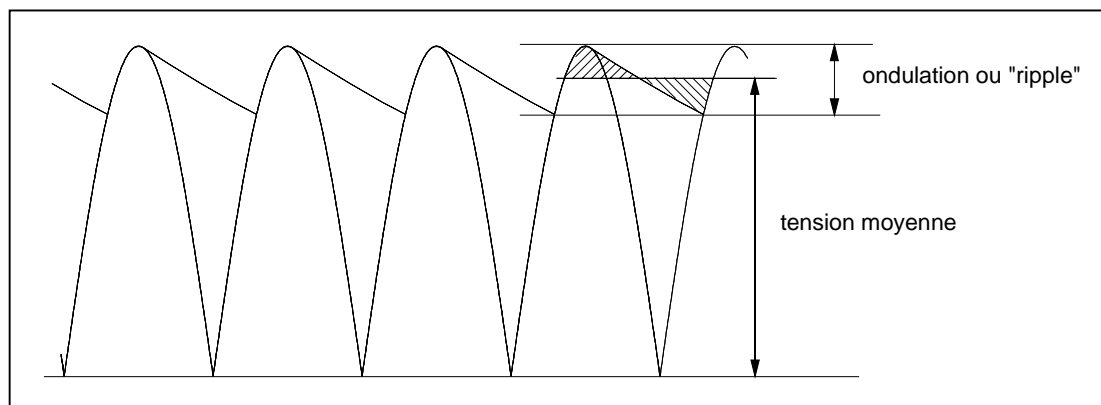
A la sortie, nous aurons maintenant une tension continue, superposée à une ondulation résiduelle. Une ondulation résiduelle de 1% est généralement acceptable dans tous les cas.

La figure ci-dessous montre comment l'énergie emmagasinée dans le condensateur est restituée au circuit et "remplit" l'espace entre les alternances. L'allure de cette décharge est exponentielle (pour rappel : $u = U (e^{-t/\tau})$). La figure représente des constantes de temps $C \times RL = 0,2$ à $10 \times T$, T étant la période du courant alternatif.



Pratiquement on aura donc la forme suivante où l'on remarque

- la tension moyenne, remarquez que les 2 zones hachurées ont la même surface
- la tension d'ondulation ou de "ripple"



Plus le condensateur sera gros, moins élevée sera l'ondulation résiduelle. Il faudra donc que la constante de temps formée par le condensateur et la résistance de charge soit grande par rapport à la période. Pour 50 Hz, la période est de 10 ms puisque, généralement, on redresse les deux alternances donc

$$R_L C \gg 10 \text{ ms}$$

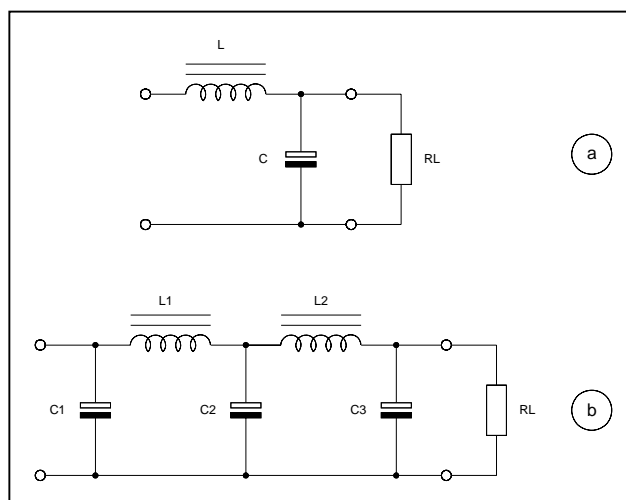
Application: On désire faire une alimentation de 13,8 V / 20 A. On utilise un transfo qui donne 20V_{eff} à vide et 18 V_{eff} en charge. On voudrait avant la régulation avoir une tension minimale de 20 V. Quelle est la valeur du condensateur de filtrage ? Quelle est la tension sur le condensateur à vide ?²⁴

Une autre règle empirique est de prendre

au moins 500 μF par ampère

Mais tout le monde n'utilise pas du 50 Hz. Les appareils d'origine américaine auront des condensateurs de filtrage un peu plus petits, puisqu'ils sont en 60 Hz. Les alimentations prévues pour les avions qui ont des alternateurs à 400 Hz, seront équipées de condensateurs de filtrage encore beaucoup plus petit.

Mais on peut aussi améliorer l'efficacité du filtrage en adoptant une self de filtrage. La figure ci-contre montre deux variantes. La self de filtrage s'oppose aux variations de courant, faisant la paire avec le condensateur qui va s'opposer aux variations de tension.



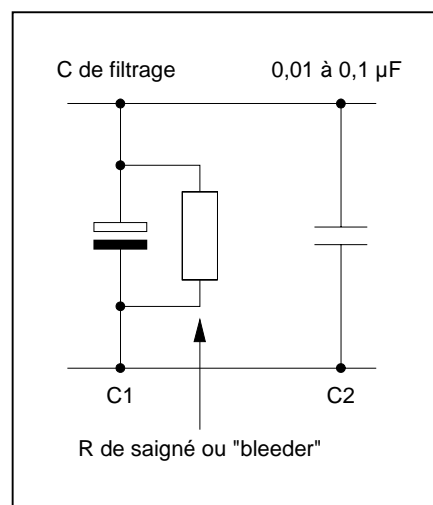
²⁴ Le redresseur débitera sur une résistance de $R_L = 20 / 20 = 1 \Omega$. Si on admet que $C R_L > 10 \text{ ms}$, alors $C = 10 \text{ ms} / 1 \Omega = 10.000 \mu\text{F}$. Vu l'imprécision (tolérance) sur les condensateurs électrolytiques on pourrait prendre 1,5 x ou même 2 x cette valeur ! A vide la tension continue sera de $20 \sqrt{2} = 28,28 \text{ V}$.



Que se passe-t-il si on coupe la tension d'alimentation ? Si le redresseur (on devrait dire le condensateur de filtrage du redresseur, pour être précis) est chargé par une résistance, le condensateur va lentement se décharger dans la résistance de charge et au bout d'un certain nombre de τ (τ = la constante de temps) le condensateur sera totalement déchargé.

Mais si pour une raison quelconque la charge disparaît le condensateur ne plus se décharge que par sa propre résistance de fuite (qui peut être de l'ordre de quelques 10 k Ω à quelques M Ω) et cela peut prendre "un certain temps".

Cette énergie emmagasinée et latente peut être très dangereuse, non seulement avec les basses tensions, mais aussi et surtout pour les hautes tensions²⁵. Pour ceux qui veulent faire des mesures sur un appareils alimenté en haute tension il faut donc prendre des mesures de sécurités importantes.



Pour éviter ces problèmes on place en parallèle sur le condensateur une résistance appelée **résistance de saignée** ou **bleeder**. On s'arrangera pour que la constante de temps de la décharge soit de l'ordre de 10 secondes par exemple, ainsi au bout de 5 x 10 secondes il n'y aura plus que 1% de la tension initiale. Donc $R_{\text{résistance de saignée}} \times C_L \approx 10 \text{ sec.}$

La résistance de saignée ou bleeder est câblée directement sur les cosses (les bornes du condensateur, sans fils !

Application: Soit un ampli linéaire à tube, dans lequel l'alimentation comporte des condensateurs de 100 μF sous une tension de 400 V. Calculez les résistances de saignée ?²⁶

Donc si on veut "travailler" sur une alimentation, on coupera d'abord la tension du secteur, on attendra une minute, puis on se méfiera encore car la résistance de saignée pourrait être endommagée ("claquée"), et on déchargera les condensateurs à l'aide d'un tournevis, un côté à la masse, et la pointe contre chacune des bornes du condensateur. Mieux vaut "bouziller" un tournevis que d'être électrocuté !

Les condensateurs de filtrages présentent une self qui n'est pas négligeable pour les hautes fréquences. Si on veut filtrer les "crasses" à fréquence plus élevée que celle du réseau (par exemple du bruit provoqué par les arcs d'un moteur à collecteur ...) on place en parallèle sur les condensateurs électrolytiques de filtrage (C1) un condensateur au plastic (MKM, MKH, ...) C2 donc la valeur se situe habituellement entre 0,01 μF et 0,1 μF .

²⁵ L'énergie dans un condensateur est $E = 1/2 CV^2$, quelques exemples

- dans une alimentation ordinaire 13,5 V / 20 A, on a un condensateur de 10.000 μF sous 28 V : l'énergie est de 3,92 Joules
- dans une alimentation d'un linéaire à tube, on a un condensateur de 100 μF sous 3000 V : l'énergie est de 450 Joules

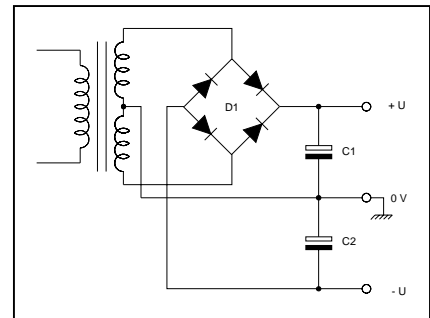
²⁶ $R = 10 \text{ sec} / 100 \mu\text{F} = 0,1 \text{ M}\Omega = 100 \text{ k}\Omega$, $P = U^2 / R = 400^2 / 100 \text{ k}\Omega = 1,6 \text{ W}$, on prendra donc des résistances qui peuvent dissiper 3 W ou mieux encore 5 W !



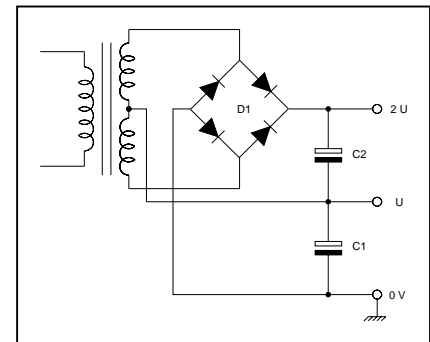
3.4.11. Variantes de montages redresseurs

La figure ci-contre montre comment obtenir une tension positive et une tension négative.

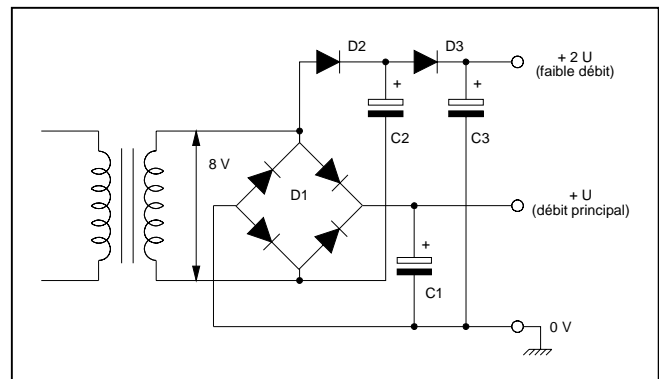
En effet on a parfois besoin d'alimentation symétrique, qui donnent par exemple -12 et +12V. Si on fait suivre un tel montage par 2 "régulateurs 3 pattes", on obtient une alimentation typique pour les montages à ampli opérationnels.



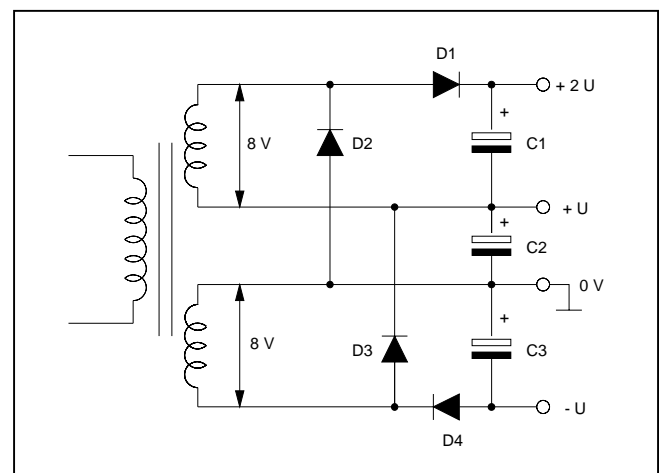
La figure ci-contre est une variante de la première et montre comment obtenir deux tensions qui sont le double l'une de l'autre.



Le montage ci-contre permet d'obtenir une tension auxiliaire égale à 2 fois la tension principale grâce au montage ci-contre. Le pont D1 et le condensateur C1 forment le redresseur principal. D2, D3 et C2, C3 forment le redresseur axillaire.



Le montage ci-contre est assez particulier, il permet d'obtenir 3 tensions à partir d'un transfo à 2 enroulements secondaires. D2 D3 et C2 forment un redresseur double alternance. D1 et C1 forment le redresseur pour la tension 2U et D4 et C3 forment le redresseur -U. Avec 3 régulateurs "3 pattes", on obtiendra une alimentation + 5 V , - 5 V et + 12 V.





3.4.12. La régulation série

Un redressement suivi d'un simple filtrage peut convenir pour la plupart des montages à tubes, toutefois dans 80% des cas d'alimentations de dispositifs à semi-conducteurs, il faut stabiliser la tension. Pour cela on peut faire appel

- à des diodes zéners,
- à des régulateurs de tension linéaires réalisés avec des composants discrets ou intégrés dans un CI
- à des régulateurs à découpage qui présentent l'énorme avantage d'un excellent rendement.

3.4.13. Régulateur à diode zéner

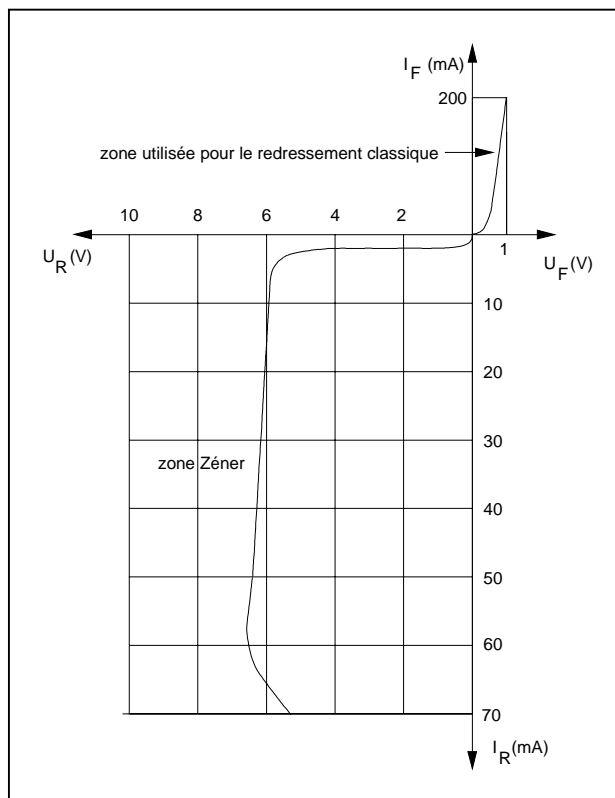
Une diode zéner peut être utilisée pour stabilisée une tension.

Souvenez-vous que la zéner est polarisée en sens inverse (le 'R' de reverse dans les caractéristiques). La cathode est donc raccordée au pôle positif. La caractéristique présente une tension (relativement) constante pour un courant qui peut varier dans de large proportions (5 mA à env. 50 mA) dans ce cas.

Dans le cas de la figure la tension sera stable entre 5,8 et 6,4 V environ, on dira que c'est une zéner de 6,2V !

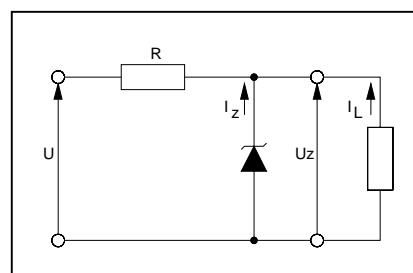
Remarquez que la caractéristique directe utilisée pour le redressement classique (avec le 'F' de forward) est dessinée à une autre échelle.

Pour réaliser une stabilisation avec une diode zéner, on met en pratique la partie de la caractéristique en gras ci-contre.²⁷



Les diodes zéner sont disponibles en une large gamme de tension, depuis 3V jusque 150 V environ, dans une large plage également de puissance, depuis 0,25 Watts jusqu'à 50 Watts.

Il faudra toujours ajouter une résistance afin de limiter le courant. Sans cette résistance la diode zéner est immédiatement détruite dès que le point d'avalanche est dépassé. La résistance se calcule simplement selon la loi d'Ohm



$$R = \frac{E - U_Z}{(I_Z + I_{out})}$$

formule dans laquelle:

E représente la tension d'entrée, comme elle varie, il faudra bien sûr prendre une valeur moyenne,

I_Z est donné par le constructeur, et en fait I_Z va varier en fonction de la tension d'entrée,

I_{OUT} est le courant de sortie, dans la plupart des cas I_{OUT} sera négligeable vis-à-vis de I_Z .

Rappelons aussi que les diodes zénères de 6,2V ont un coefficient de température nul, ce qui les fait préférer comme diode de référence.

Application: On a besoin d'une tension de 12V et d'un courant de 150 mA, mais on dispose d'une tension qui varie de 18 à 32 V ? Déterminez la zéner et la résistance série ?²⁸

²⁷ Tous les montages de stabilisations font appel à une tension de référence, cette tension est toujours obtenue par une diode zéner. Les montages plus compliqués sont donc tous basés sur ce type de régulation.

²⁸ Solution : La zéner devra forcément avoir une tension de 12 V. S'il on suppose un courant zéner minimum de 15 mA, lorsque la tension est minimum (18V) que la résistance série soit de $R = (E - U_Z) / (I_Z + I_{out}) = (18 - 12) / (150 + 15) = 34 \Omega$. Lorsque la tension va monter à 32 V, le courant dans la résistance série sera de $(32 - 12) / 34 = 588 \text{ mA}$, en d'autres termes, le courant I_Z qui était de 15 mA, va monter à $588 - 150 = 438 \text{ mA}$ et la zéner devra dissiper alors $12 \text{ V} \times 438 \text{ mA} = 5,2 \text{ W}$. Il faudra donc prendre une zéner de 12 V pouvant dissiper 10 Watts ! Quand à la résistance série elle devra dissiper au moins $20 \text{ V} \times 588 \text{ mA}$ soit $11,76 \text{ W}$, il faudra prendre une résistance qui puisse dissiper 20 ou 25 W pour être dans des conditions "sûres". Quand on sait que la charge utile consomme 1,8 Watt, et que lorsque la tension d'entrée atteint 32 V le courant est de 588 mA (soit 18 Watts), on se rend compte de la perte d'énergie !!!

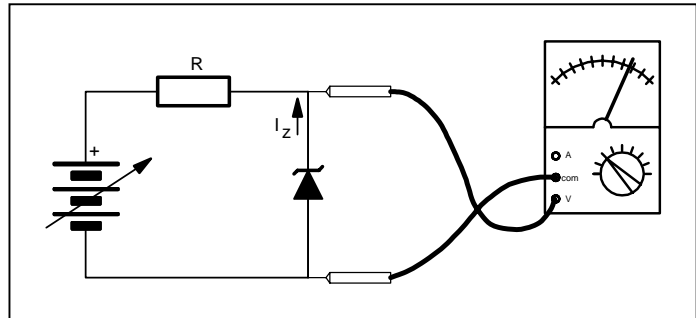


Question: Peut-on utiliser une diode zéner comme diode de redressement ?

La réponse est "OUI MAIS" ... comme la tension inverse est faible (de l'ordre de quelques Volts à quelques dizaines de Volts), on ne pourra l'utiliser que pour des tensions très basses, alors qu'une diode 1N4007 a une $V_{inverse}$ de 800 V !

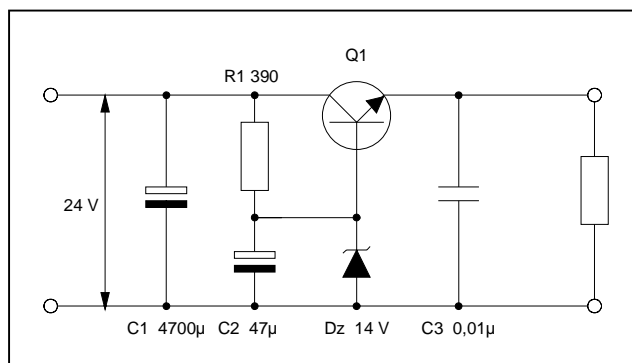
Question pratique: Comment vérifier une diode zéner ?

On utilise une alimentation de laboratoire qui peut fournir une tension au moins supérieure à la tension de la diode zéner et on utilise une résistance en série pour limiter le courant à 5 mA par exemple. Le voltmètre indiquera alors la tension zéner. Si on se trompe dans les polarités, le voltmètre va indiquer une tension de l'ordre de 0,6 à 0,7 V. Le problème consistera à limiter le courant à une valeur raisonnable (5 mA par exemple).



3.4.14. Les régulateurs séries

Mais le rendement d'une régulation par diode zéner n'est pas très bon, par conséquent les diodes zéners sont réservées à l'alimentation des circuits à faible consommation, ou à fournir des références de tension dans les circuits régulateurs. Le circuit régulateur le plus classique consiste à utiliser un transistor en série, ce transistor va agir comme résistance variable et modifier la valeur de cette résistance en vue de maintenir la tension de sortie constante.

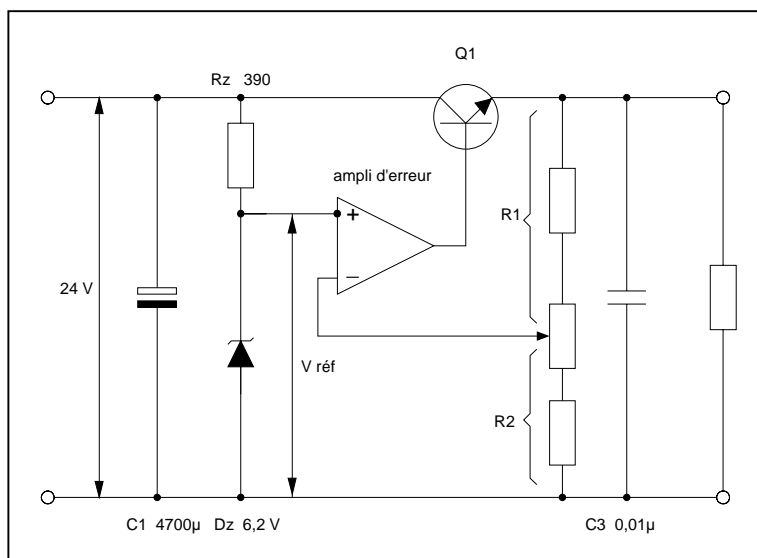


Le transistor en série est monté en émetteur commun (voir paragraphe sur les transistors plus loin) et tout se passe comme si le transistor augmentait artificiellement la charge par le facteur β . Le transistor Q1 est parfois appelé transistor ballast.

Dans cette configuration, la diode zéner DZ fournit une référence de tension. Le condensateur C2 supprime (ou réduit d'avantage) le ronflement qui pourrait subsister sur la diode zéner. C3 fournit un dernier filtrage. La tension de sortie VO est égale à la tension de la diode zéner (ici 14 V) moins la chute de tension dans la jonction émetteur-base (0,6 à 0,7 V). Donc dans notre exemple la tension de sortie VO sera égale à 13,4 V à peu près.

La tension d'entrée doit au moins être égale à la tension de sortie, plus la chute de tension entre le collecteur et l'émetteur. Cette tension minimum collecteur-émetteur est appelée tension de déchet, elle est généralement de l'ordre de 1 à 4 Volts. Plus la tension d'entrée sera élevée, meilleure sera la marge pour stabiliser la tension. Mais il ne faut pas oublier que ce transistor va dissiper une puissance qui sera égale à la tension entre collecteur-émetteur multiplié par le courant. Dès qu'on commence à vouloir faire des alimentation de plus de 0,5 A, on doit donc avoir recours à des transistors de moyenne puissance ou à des transistors de puissance. Donc dans notre cas il faudra que la tension d'entrée soit au moins égale à $13,4 \text{ V} + 4 \text{ V} = 17,4 \text{ V}$. Tenant encore compte des variations de tension du réseau (+- 10%), la tension d'entrée pourrait très bien monter à 19 ou 20 V. Dans ce cas la dissipation du transistor ballast s'élèvera à $(20 \text{ V} - 13,4 \text{ V}) \times 0,5 \text{ A} = 3,3 \text{ Watts}$.

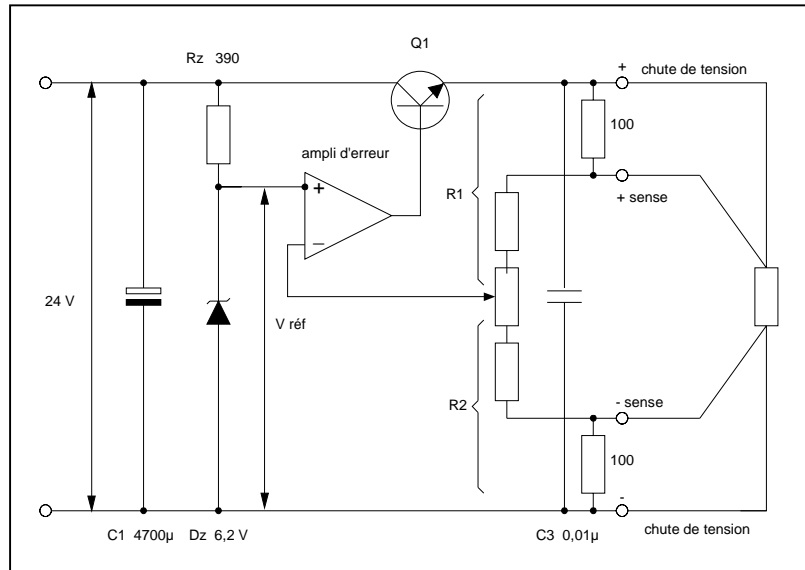
Il est possible d'obtenir une meilleure stabilisation, en utilisant un schéma avec une contre réaction. On obtient ainsi une régulation série à contre-réaction. Un ampli d'erreur mesure la différence entre une fraction de la tension de sortie (déterminée par le rapport $R2 / R1 + R2$) et une tension de référence V_{REF} . Ce signal d'erreur est alors appliqué sur la base du transistor.





Il peut aussi y avoir une chute de tension dans les câbles. Pour éviter cela, on le diviseur R1 R2 est connecté sur la charge. Les points de connexions sont appelés "+ sense" et "- sense".

Les fils de connexion "sense" peuvent avoir une section relativement faible car il ne circule qu'un très faible courant. Remarquez aussi les deux résistances de 100 Ω qui servent à assurer la régulation lorsqu'on a oublié de brancher les fils "sense". Parfois un dispositif de barrettes de court circuit permet de court circuiter la borne "+" avec "+ sense" et la borne "-" avec la borne "-sense" lorsqu'on n'a pas besoin d'utiliser ce genre de régulation ultra précise.

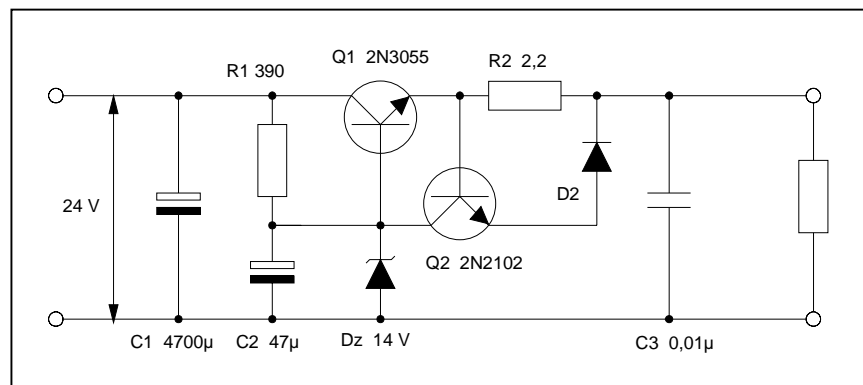


Cette technique est appelée régulation à contre-réaction à distance ou remote-sensed feedback regulation.

3.4.15. Protection contre les surcourants

Un des gros problèmes est celui des courts-circuits à la sortie, en cas de court-circuit de la sortie. Un fusible n'est pas assez rapide pour garantir cette protection.

On ajoute donc généralement un circuit de protection contre les surcharges. Le courant de sortie traverse la résistance R2 de 2,2 Ω, dès que le courant excède 0,5 A, la tension au borne de cette résistance ($2,4 \text{ V} \times 0,5 \text{ A} = 1,2 \text{ V}$)

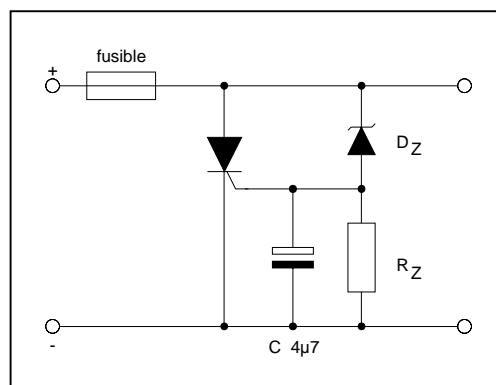


pourra faire circuler un courant dans la jonction base-émetteur de Q2. dès lors Q2 va devenir conducteur. Le courant dans RS qui auparavant passait dans la zéner et le transistor Q1 , va maintenant se partager aussi dans Q2 et va tendre à faire passer moins de courant dans le transistors ballast Q1. A la limite si la sortie est en court-circuit, la tension aux bornes de la diode zéner se réduit à la tension entre émetteur et collecteur de Q2 qui est saturé, donc à 2 ou 3 Volts.

3.4.16. Protection contre les surtensions

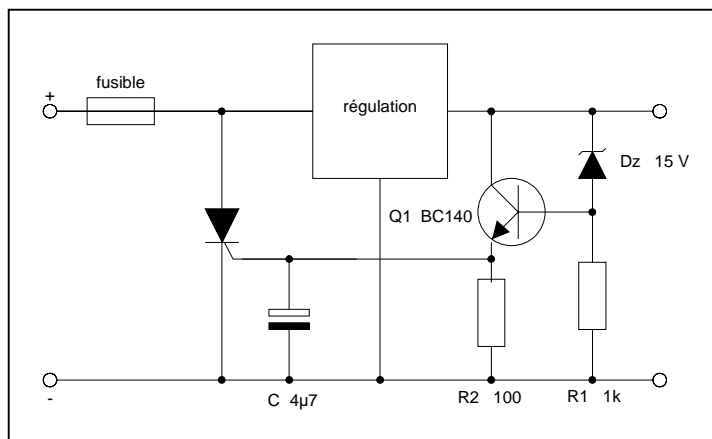
Une autre protection peut encore être ajoutée à une alimentation, il s'agit d'une protection contre les surtensions, en effet l'appareil alimenté peut être ce cher (dans les deux sens du terme !) transceiver. Pour ce faire on utilise le montage ci-contre.

Lorsque la tension de sortie devient trop élevée, la diode zéner DZ commence à conduire, la tension aux bornes de RZ devient suffisante pour déclencher le thyristor qui met l'entrée en court-circuit et qui évite toute nouvelle augmentation de la sortie. Par le fait que le thyristor est conducteur, le fusible F saute et supprime donc définitivement le danger.

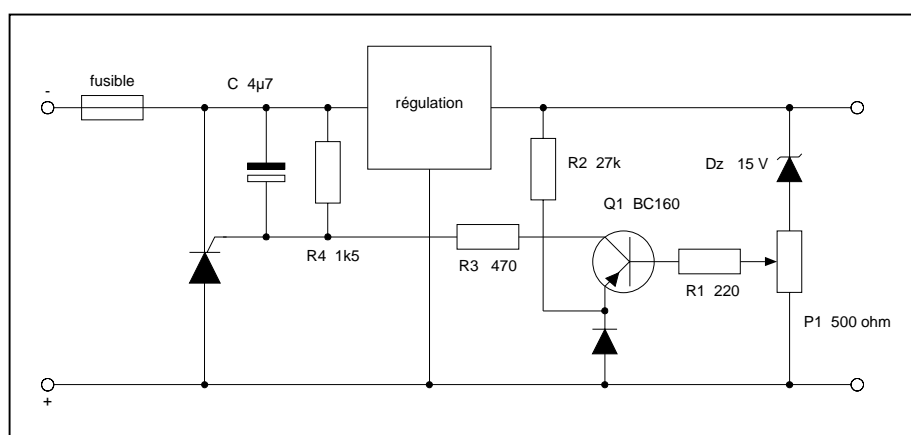


Une autre protection beaucoup plus simple consiste à mettre une diode zéner, dont la tension est légèrement supérieure à la tension nominale, à la sortie. Une petite diode zéner de 0,5 W utilisée de cette façon se mettra en court-circuit franc et pourra supporter jusqu'à 6 ou 10 A pendant un temps assez long que pour faire fondre un fusible.

Mais parfois la limitation de courant dans un circuit de régulation constitue un obstacle pour faire fondre le fusible. On doit donc "reporter" l'ensemble fusible-thyristor avant la régulation. La figure ci-contre montre un montage pour une alimentation positive (= négatif à la masse).



Et la troisième figure donne un exemple pour une tension négative (= positif à la masse).





3.4.17. Le transistor ballast

Dans un régulateur série, le transistor série, encore appelé transistor ballast est chargé de dissiper une puissance importante. Dans le cas d'une alimentation 13,5 V 20 A , la tension d'entrée est de l'ordre de 22 à 25 V. Par conséquent la puissance à dissiper est de l'ordre de

$$(22 - 13,5) \times 20 = 170 \text{ W}$$

Si l'alimentation est mise en court circuit le transistor devra pouvoir dissiper $22 \times 20 = 440 \text{ W}$

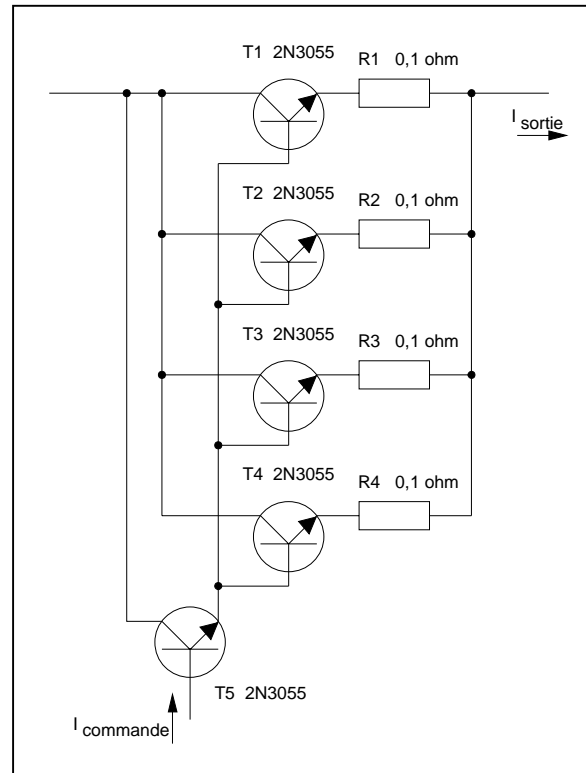
Or, les transistors de puissance peuvent dissiper un maximum de l'ordre de 100 à 150 W. Lorsque le transistor dissipe une telle puissance, il est à la limite de ses capacités et pour un fonctionnement sûr il est préférable de tabler sur la moitié de ces valeurs.

Lorsque le transistor dissipe une puissance il faudra aussi l'équiper d'un refroidisseur.

Pour dissiper des puissances supérieures à celle permise par un seul transistor, on peut réaliser le montage ci contre. Pour une alimentation 13,5 V / 20 A, on met habituellement 4 transistors en parallèle.

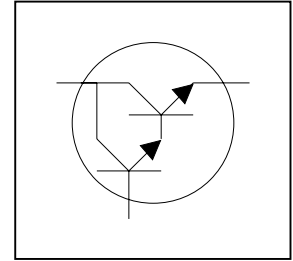
En mettant "n" transistors en parallèle, on divise aussi le courant par "n". Mais comme les caractéristiques des transistors peuvent être légèrement différentes et que ces caractéristiques dépendent de la température, on ajoute des résistances d'équilibrage en série dans leurs émetteurs (R1 à R4). La règle consiste à avoir une chute de tension de l'ordre de 0,5 à 0,7 V dans les résistances d'équilibrage.

Le circuit en trait gras représente la partie "courant fort".





Le rapport $I_{\text{sortie}} / I_{\text{commande}}$ est égal au facteur d'amplification β du transistor ou du montage équivalent de transistor. Pour les transistors de puissance β est de l'ordre de 10 à 20. Pour augmenter ce facteur, on peut utiliser un transistor T5, ce qui transforme le montage précédent en montage Darlington.

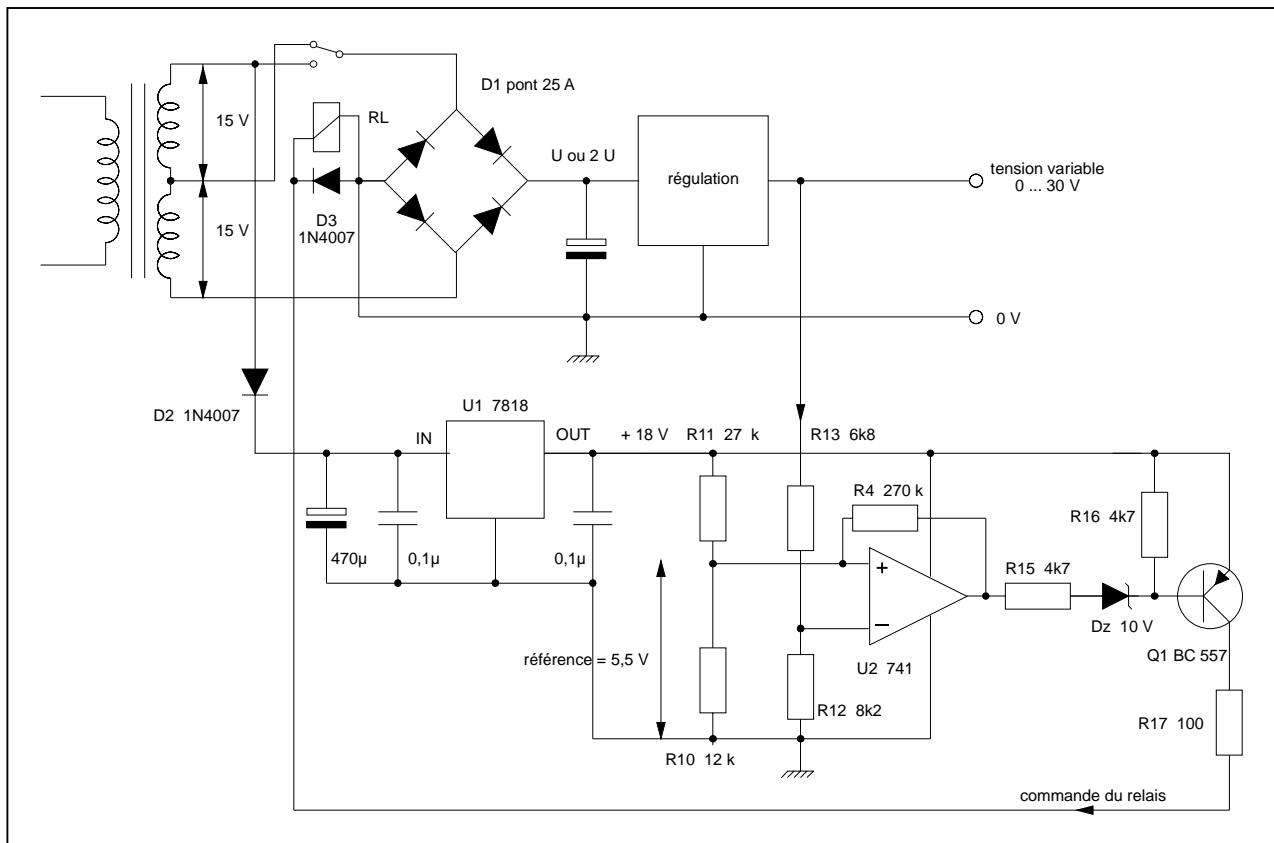


Dans le cas d'un court circuit de la sortie, le transistor ballast devra supporter toute la tension d'entrée. Par conséquent la tension VCE de ces transistors devra au moins être égale à la tension présente à vide sur le condensateur de filtrage.

Un dernier paramètre important est la tension de déchet du transistor. Il faudra veiller à choisir un transistor dont la tension de déchet est la plus faible possible.

Dans une alimentation "heavy duty" 30 A, il n'est pas rare de voir une montage avec 8 transistors en parallèle.

Cas particulier d'une alimentation de laboratoire 0 à 30 V : Le montage ci-dessous commute la tension d'entrée de façon à limiter la puissance dans les transistors ballasts. Le redresseur est attaqué par une tension de 15 V~. U1 compare une tension de référence de 5,5 V à une fraction ($8k2 / (6k8 + 8k2) = 0,547$) de la tension de sortie de l'alimentation. Si la tension de sortie dépasse une certaine valeur $5,5 / 0,547$ soit 10 V, le comparateur²⁹ U2 (741) bascule. La tension de sortie passe à une tension voisine de la masse, la base de Q1 est alimentée, il devient conducteur et le relais RL est attiré, ce qui a pour effet d'alimenter le pont redresseur par une tension égale à $2 \times 15 \text{ V} \sim$. R4 produit un effet d'hystérésis évitant un basculement intempestif lorsqu'on est à la tension limite. U1 fournit une tension stabilisée de 18 V stable et indépendante du reste du montage. D2 est la diode de redressement (mono alternance) pour ce circuit. Dz évite le passage progressif du courant et rend la commutation plus franche. D3 est la protection de Q1 contre les surtensions produite par la self de RL. La réduction de la tension d'entrée évite ainsi de devoir dissiper des watts dans les transistors ballasts.



²⁹ Le chapitre 3.9 est consacré au ampli opérationnel et ce montage sera étudié en détails.

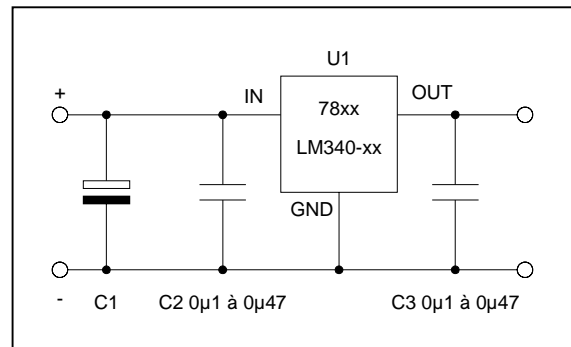


Quelques transistors à recommander pour les ballasts :

NPN		PNP
2N 3055		
2N 3771 ... 2N 3773		2N 3792
BUX 20		
BDX65		
TIP 142	darlington	
2N 5303		

3.4.18. Les régulateurs "3 pattes"

La tendance est maintenant d'utiliser des circuits régulateurs tout faits, dans un seul boîtier qui comporte 3 pattes c.-à-d. 3 connexions : une entrée, une masse et une sortie. Tout est à l'intérieur de ce CI, le transistor ballast, le régulateur différentiel, la protection contre les surcourants et la protection contre les surtensions. Il faut ajouter à cela un faible prix et une facilité d'utilisation.

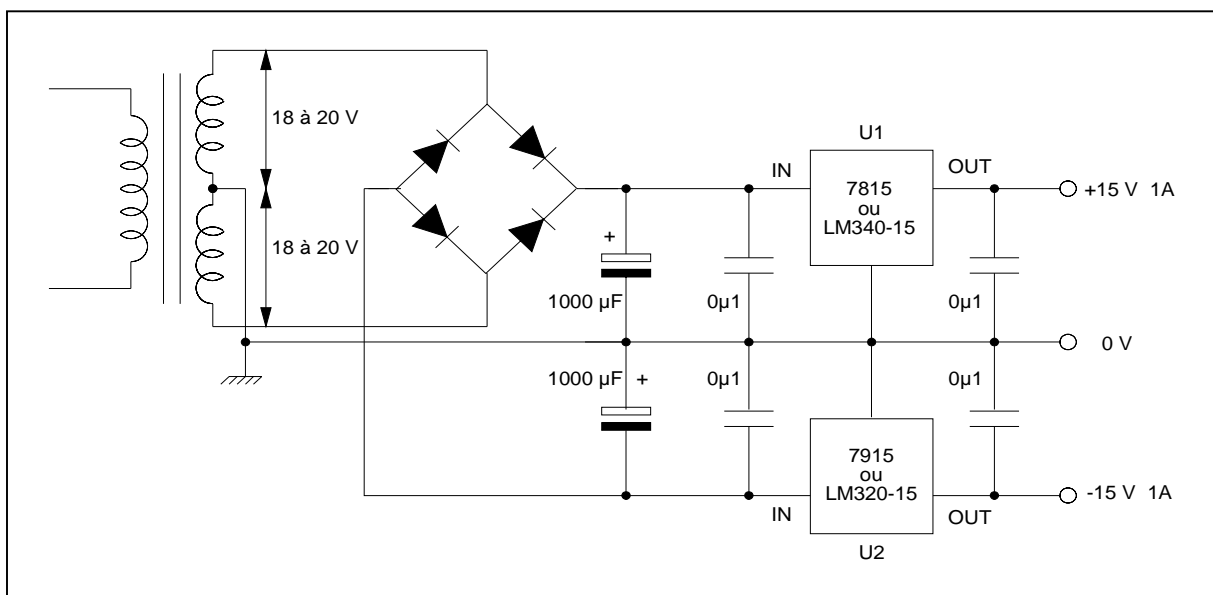


Il existe deux types de régulateurs, ceux qui ont un transistor ballast dans la ligne positive et ceux qui ont ce transistor ballast dans la ligne négative, on les appelle "régulateurs positifs" et "régulateurs négatifs".

Les régulateurs 3 pattes existent pour des tensions standardisées de 5 V, 12 V, 15 V, 24 V.

Il existe aussi une version "low voltage drop" où la différence de tension entre entrée et sortie est réduite à 0,5 à 1,2 V, par rapport à la série conventionnelle des 78xx et 79xx où cette tension est de 3 V minimum!

Avec un régulateur positif et un régulateur positif, on peut réaliser une alimentation pour les circuits opérationnels³⁰. Ci-dessous une alimentation typique, pour ces montages à ampli op. Elle peut aussi servir d'alimentation de laboratoire délivrant +15 V et -15 V.



³⁰ Voir chapitre 3.9





Il est possible d'augmenter la tension nominale d'un régulateur 3 pattes de 0,6 ou 1,2 V ou même plus en mettant en série avec la connexion de masse une diode au silicium si on veut 0,6 V de plus, ou deux diodes si on veut 1,2 V de plus (cas de la figure ci-contre) et ainsi de suite. Le courant dans la connexion de masse est en général très faible et ces quelques diodes ne dégradent pas les caractéristiques du régulateur. Dans ce cas il faut être prudent car la connexion de masse est bien souvent le boîtier. Sans diode supplémentaire le boîtier va directement à la masse, avec une ou des diodes supplémentaires, il faut isoler le boîtier.

Les régulateurs trois pattes sont caractérisés par un courant maximum. Ce courant maximum ne peut toutefois être garanti que si la dissipation n'est pas dépassée.

Le tableau ci-dessous donne un résumé des différents types de régulateurs de tensions couramment utilisés :

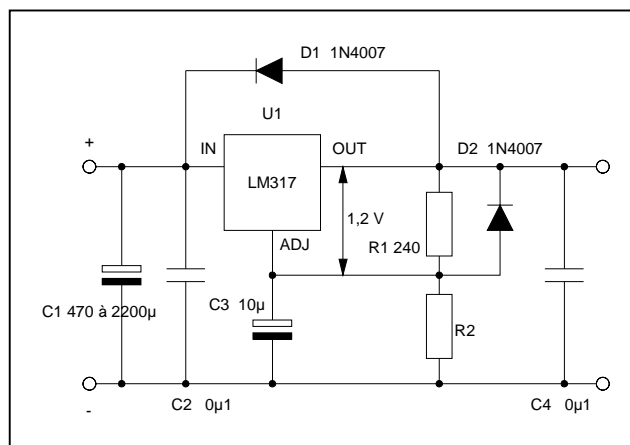
série 78xx = série LM340xx = tension positive
série 79xx = série LM320xx = tension négative
séries 78xx ou 79xx = boîtier TO220 ou TO3, courant maximum 1,5 A
séries 78Mxx ou 79Mxx = boîtier TO202 ou TO39, courant maximum 0,5 A
séries 78Lxx ou 79Lxx = boîtier TO92, courant maximum 0,1 A

	V_{out}	I_{out}	boîtier
LM323K	+ 5 V	3 A	TO3
LM309K	+ 5 V	1 A	TO3
LM345K	- 5 V	3 A	TO3

Pour tous les types mentionnés ci-dessus, la tension maximale d'entrée est de 35 V et la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie doit être d'au moins 3 V.

Il existe aussi des régulateurs ajustables : Ils sont similaires aux régulateurs 3 pattes, sauf que la connexion de masse s'appelle maintenant "ADJUST" et elle va permettre grâce à un diviseur de tension de fixer la tension. La tension de référence V_{REF} entre la connexion de sortie et la connexion ADJUST, c.-à-d. aux bornes de R1 est par exemple de 1,2 V, il n'est alors pas difficile de trouver la valeur de R2. R2 peut aussi être un potentiomètre, ce qui transforme le montage en alimentation variable.

Les diodes D1 et D2 protègent le LM317 contre les courts-circuits. C2 évite la décharge de C3.



		$V_{IN\ max}$	V_{OUT}	$I_{OUT\ max}$	boîtier
LM 317	+	40 V	1,2 à 37 V	1,5 A	TO3
LM 350	+	35 V	1,2 à 32 V	3 A	TO3
LM 338	+	35 V	1,2 à 32 V	5 A	TO3
LM 396	+	20 V	1,25 à 15 V	10 A	TO3
LM 337	-	37 V	-1,2 à -37 V	1,5 A	TO3

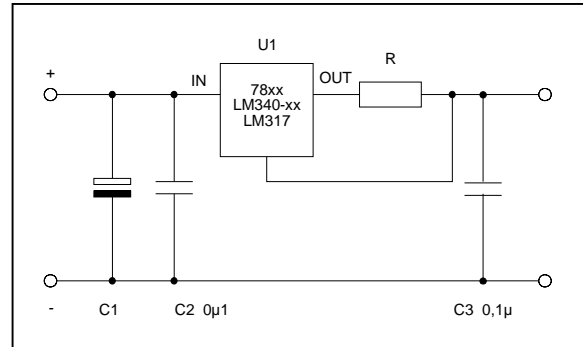


Application: Si $V_{\text{réf}} = 1,2 \text{ V}$, quelle est la tension minimum que l'on peut obtenir d'un régulateur 3 pattes ? ³¹

Application: Avec un LM317, la tension d'entrée est de 32 V. $R_1 = 240 \Omega$, Calculez R_2 pour avoir une tension variable jusqu'à 24 V ? ³²

Le principe de régulation des régulateurs 3 pattes peut encore permettre une régulation de courant. $I = V_{\text{réf}} / R$. Si on prend un 78xx, la tension $V_{\text{réf}}$ sera égale à xx , tandis que pour un LM317 elle sera de 1,2V. La préférence va donc au LM317. Si la charge est nulle, la tension de sortie est égale à la tension d'entrée moins la tension de chute dans U1.

Ce montage peut par exemple servir à alimenter des relais au bout d'une longue ligne et dans le cas où on veut que ces relais reçoivent assez de tension pour fonctionner. Le cas typique d'utilisation de ce montage est l'alimentation de relais de commutation d'antennes avec un boîtier de commutation à grande distance.



Application: Avec un LM317, calculer R pour avoir un courant de 100 mA ? ³³

³¹ $V_{\text{minimum}} = V_{\text{réf}} = 1,2 \text{ V}$

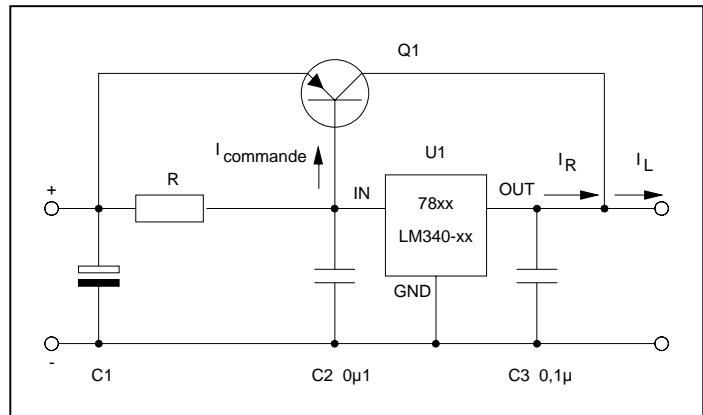
³² $R = (25 - 1,2) \times 240 / 1,2 = 4560 \Omega$, un potentiomètre de 4k7 fera l'affaire ...

³³ Réponse : $R = 1,2 / 0,1 = 12 \Omega$, $P = 1,2 \times 0,1 = 0,12 \text{ W}$. Si la tension est de 25 V, le régulateur devra pouvoir dissiper $25 \times 0,1 = 2,5 \text{ W}$ au minimum !

3.4.19. Variantes utilisant les régulateurs à 3 pattes

Il est possible d'ajouter d'autres éléments autour d'un régulateur 3 pattes afin d'en faire un montage plus sophistiqué :

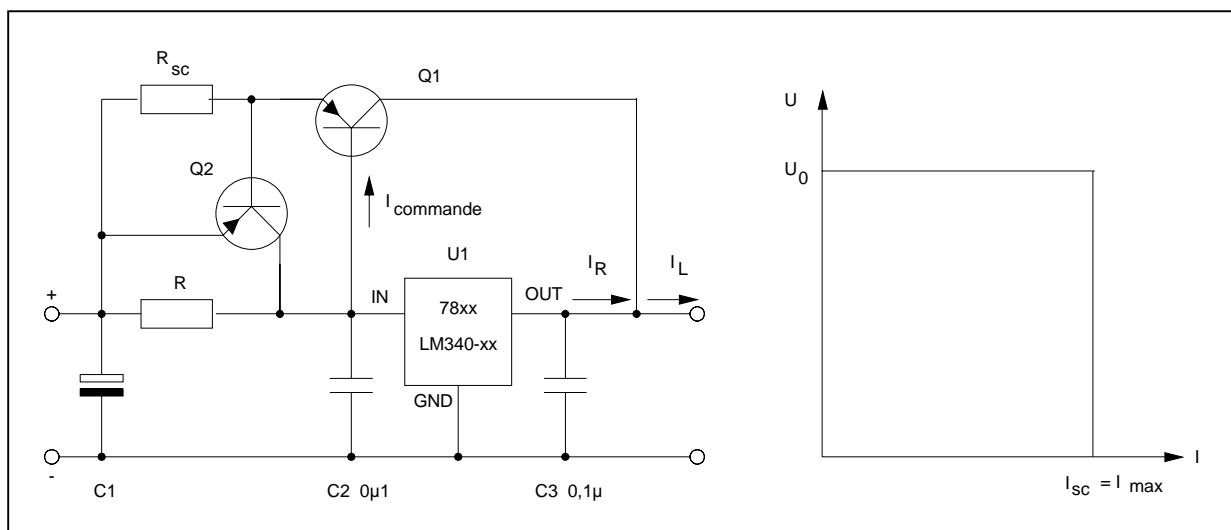
En ajoutant un transistor ballast extérieur Q1, on va augmenter considérablement le courant de sortie. I_O est pratiquement égal à $(\beta_1 + 1) I_{R \max}$. Ainsi, si β_1 est égal à 15 et que $I_{R \max}$ est de 1 A, on pourra obtenir une alimentation de 16 A. Dans la pratique il faudra cependant limiter cette alimentation à 10 ou 12 A.



Le circuit en trait gras représente la partie "courant fort". Le transistor Q1 devra pouvoir supporter un courant de collecteur I_{C1} de 16 A et une puissance supérieure à la tension $V_{CE1} \times (I_O - I_R)$. Il faut choisir R tel que $R = V_{be1} / (I_{R \max} - (I_{O \max} / \beta_1))$

Application : Sachant que l'on a un régulateur LM340-12 ($I_{\max} = 1,5 \text{ A}$), que le transistor Q1 est un dont le β est de 20 et que le courant de sortie est de 10 A, calculez R ? Si cette valeur de R n'est pas disponible, allez vous prendre une valeur légèrement inférieure ou légèrement supérieure ?³⁴

En ajoutant encore un transistor Q2 qui va limiter le courant maximum en cas de court-circuit $R_{SC} = V_{be2} / I_{SC}$ avec I_{SC} comme courant de court-circuit à partir duquel l'alimentation se met en limitation. La courbe U/I de ce montage est représentée ci-dessous. L'inconvénient est que le transistor de by-pass (Q1) dissipe énormément de puissance durant le court circuit.

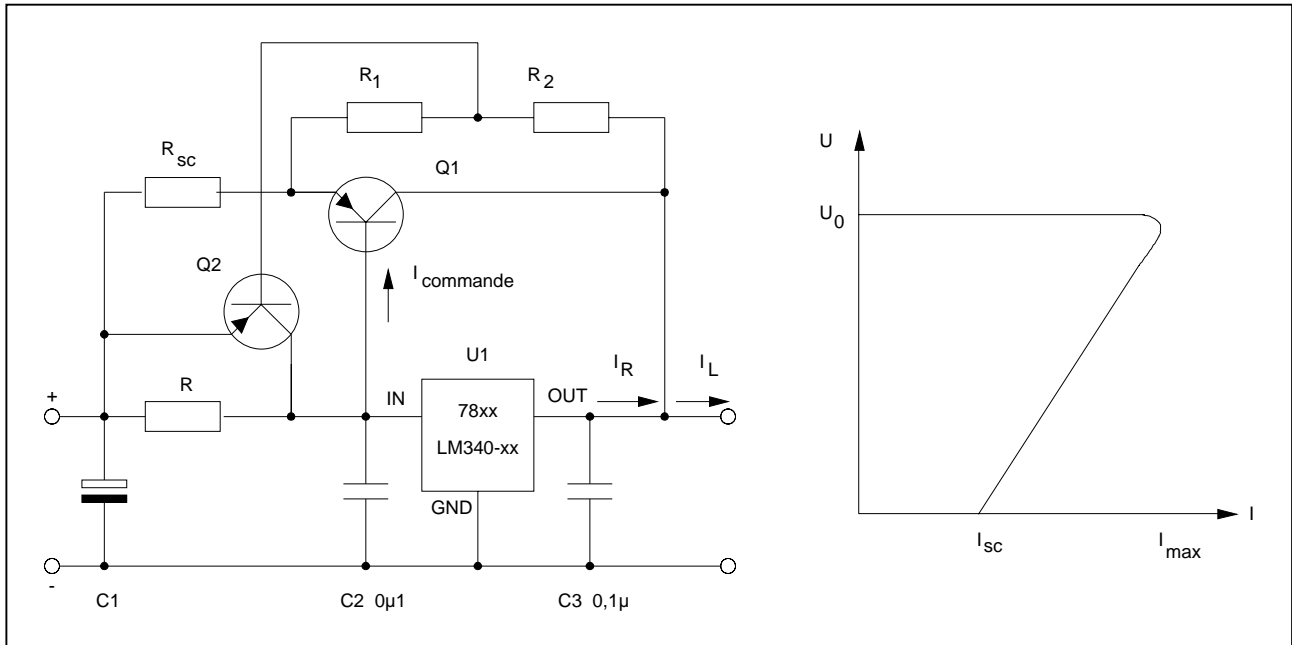


³⁴ Réponse : $R = V_{be1} / (I_{R \max} - (I_{O \max} / \beta_1)) = 0,7 / (1 - (8,5 / 20)) = 1,21 \Omega$



En modifiant le montage, on va obtenir une protection foldback (ou "en épingle à cheveux"), c'est-à-dire que une fois que le courant maximum I_{SC} sera atteint, l'alimentation va se mettre en protection et le courant sera alors limité à une valeur beaucoup plus faible I_{fb} .

On calcule d'abord R_{SC} comme ci-dessus puis $I_{max} = U_0 (R_1 / (R_1 + R_2) + V_{be2}) / R_{SC}$

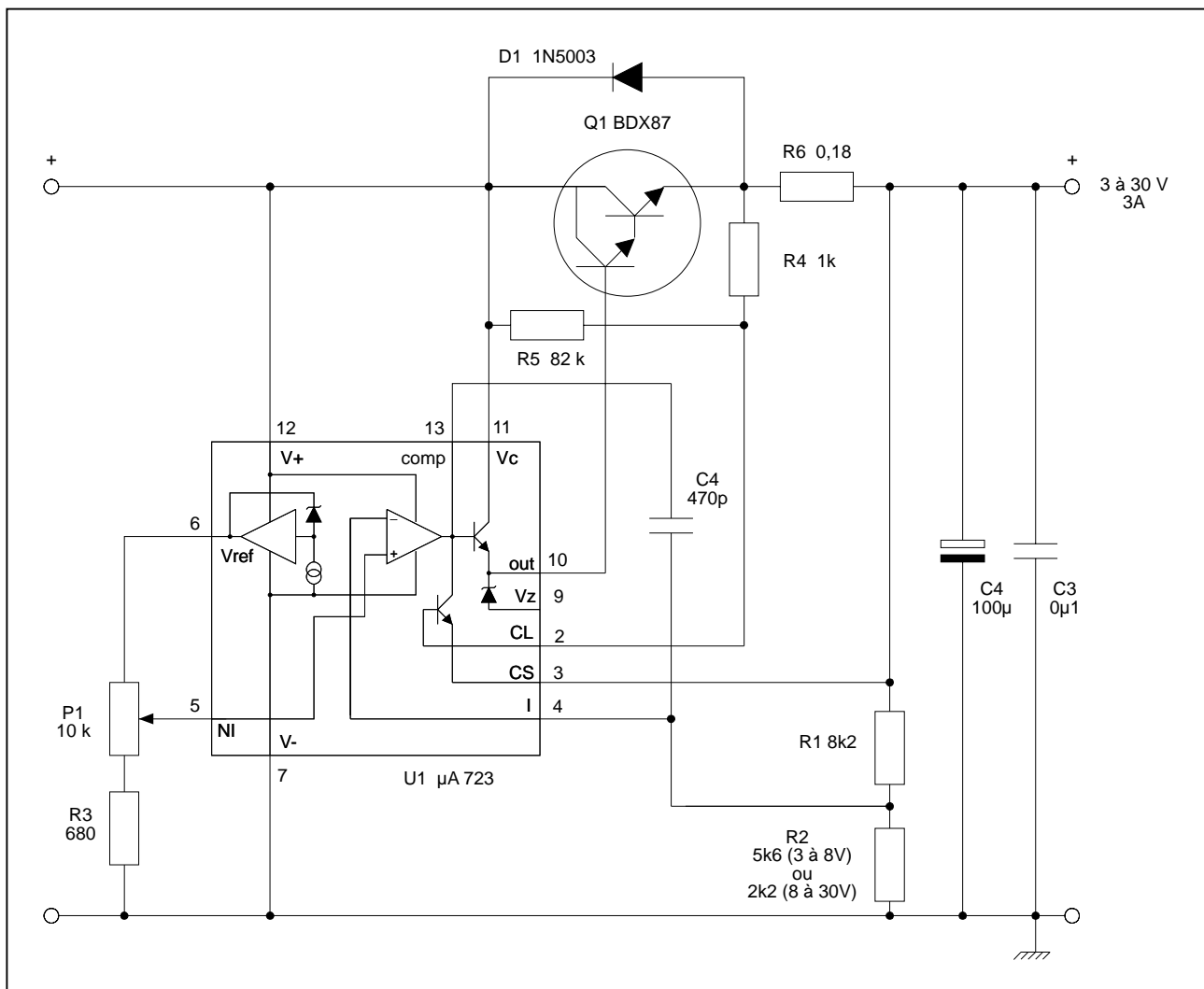
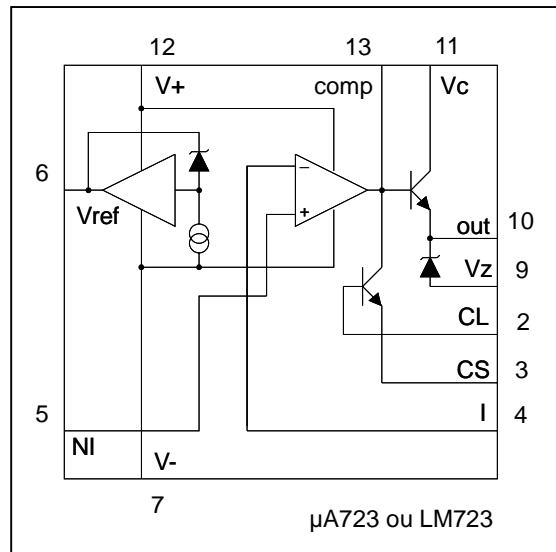




3.4.20. Autres régulateurs de tensions

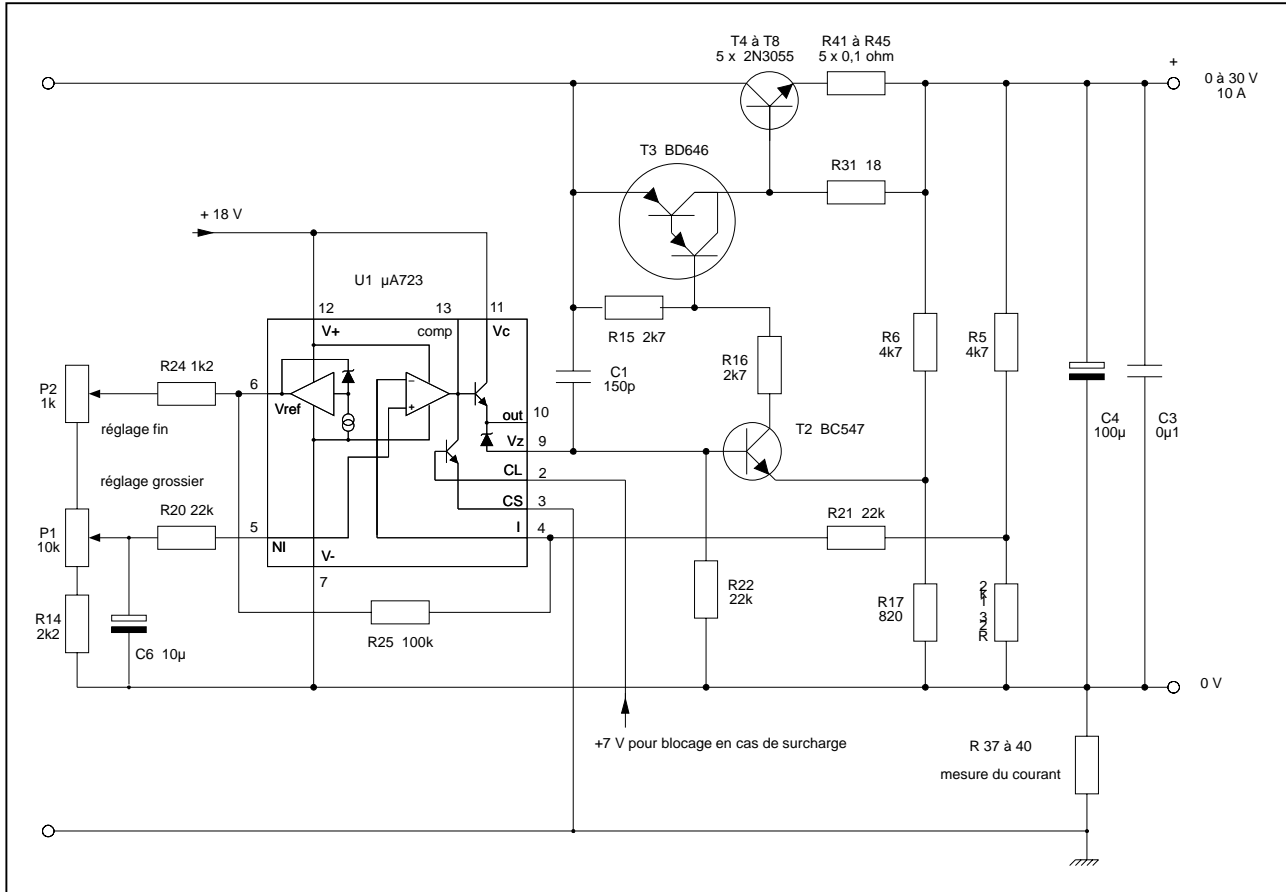
Rappelez-vous du schéma du régulateur série à contre-réaction. Il existe des CI qui regroupent l'amplificateur différentiel, la détection de surcourant qui sont capables de délivrer une centaine de milliampères. Ces CI constituent aussi "un bloc" avec lequel on peut construire une alimentation régulée. Avec un transistor darlington on obtient un régulateur 3A.

L'avantage de ce bloc, par rapport au régulateur trois pattes est que sa régulation est encore meilleure. Le $\mu A723$ ou LM723 est le meilleur exemple de ce genre de régulateur.





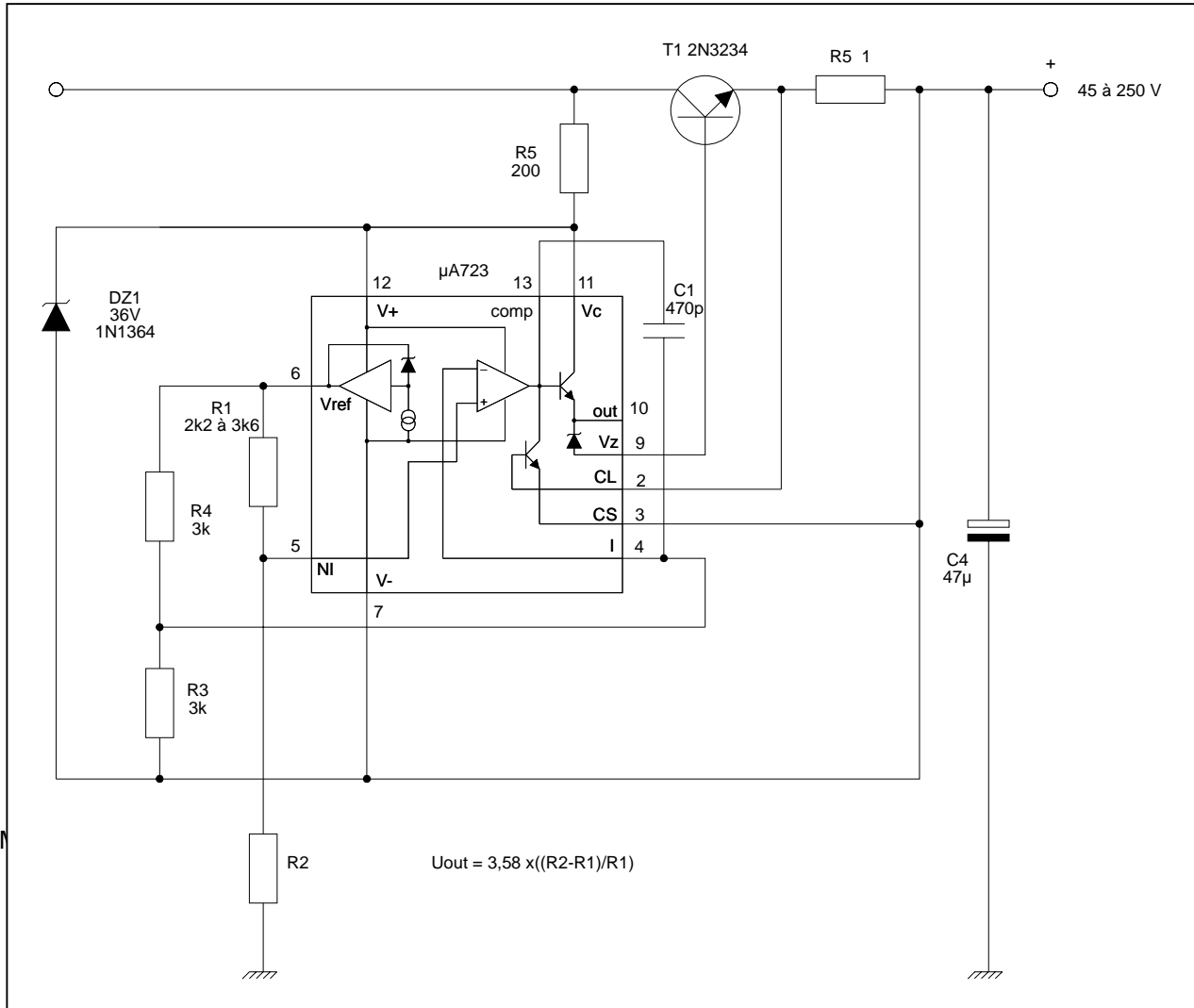
Le schéma suivant montre une alimentation de laboratoire³⁵ permettant d'obtenir 0 à 30 V avec un débit de 10 A :



³⁵ Il s'agit au fait du schéma partiel de l'alimentation K-7200 de Velleman.



Le dernier schéma intéressant est une alimentation haute tension de 45 à 250 V avec un débit limité à 600 mA. Le LM723 est flottant et son alimentation est limitée à 36 V par une diode zéner.





3.4.21. Le refroidisseur³⁶

En analysant le problème du transistor ballast, nous avons aussi abordé le problème de l'énorme puissance à dissiper. Pour une alimentation 13,8V / 20 A cela représente 170 W en régime permanent et 440 W en cas de court circuit.

Le cours de physique nous apprend que la chaleur peut être transmise par 3 méthodes différentes

- par conduction : la chaleur passe par conduction de la jonction, vers le boîtier et du boîtier vers le refroidisseur
- par convection : la chaleur passe par convection du radiateur vers l'air ambiant
- par rayonnement : la chaleur passe du radiateur vers l'air ambiant, c'est la puissance 4 de la différence de température qui intervient ici ($T_2 - T_1$)

Soit donc un transistor monté sur un refroidisseur. Deux paramètres de température sont fixes:

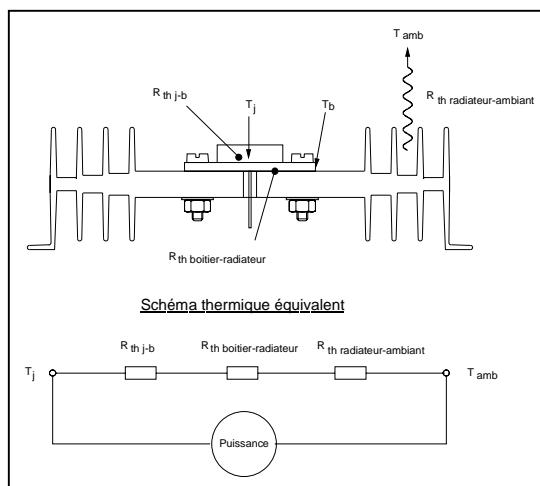
- la température ambiante qu'il ne faut pas prendre à 20°C, mais plutôt dans les conditions réelles (à l'intérieur du boîtier) et extrêmes (un jour de canicule !), prenons donc 45°C .
- la température maximum de la jonction : pour le silicium cette température ne peut JAMAIS dépasser 150 à 200°C.

La température et la puissance sont liées par une sorte de "loi d'Ohm" :

$$T_j - T_{amb} = P R_{th}$$

R_{th} s'appelle résistance thermique et elle s'exprime en °C / W. Un bon refroidisseur aura donc une faible R_{th} !

Les R_{th} s'additionnent et la R_{th} totale est égale à la R_{th} entre la jonction et le boîtier $R_{th j-b}$ + la R_{th} entre le boîtier et le refroidisseur $R_{th j-r}$ + la R_{th} entre le refroidisseur et l'air ambiant $R_{th j-a}$.



- la R_{th} entre la jonction et le boîtier $R_{th j-b}$: elle dépend de la construction du transistor et si nous classons les boîtiers de transistors, l'ordre sera le suivant TO-92 , TO-18 , TO-39 , TO-126 , TO220 , TO-3
- la R_{th} entre le boîtier et le refroidisseur $R_{th j-r}$: Si le transistor doit être isolé de la masse, on peut réaliser cette isolation
 - en isolant le transistor du refroidisseur à l'aide de mica et en le fixant à l'aide de colorette isolante
 - soit isoler le refroidisseur du reste du montage, cette solution est nettement supérieure car on n'introduit aucune R_{th} supplémentaire entre le transistor et le refroidisseur.
 - D'autres parts, on peut diminuer cette résistance en serrant convenablement le transistor, et en mettant une pâte conductrice de la chaleur³⁷.
- la R_{th} entre le refroidisseur et l'air ambiant $R_{th j-a}$: C'est probablement sur ce facteur qu'on aura le plus d'influence !
 - en sélectionnant le bon profil de refroidisseur et la bonne dimension : certains refroidisseurs se vendent en largeur différentes, d'autres se vendent au mètre.
 - en orientant les ailettes dans le sens vertical pour que la convection se fasse dans les meilleures conditions. En mettant un refroidisseur dans le sens contraire, on perd jusqu'à 20% de sa R_{th} ,

³⁶ Ce chapitre n'est pas spécialement lié aux alimentations. Il est également valable pour les amplificateurs de puissance.

³⁷ La pâte conductrice vieillit avec le temps. De plus il ne faut pas en mettre de trop sinon elle dégouline avec la température !



- o en noircissant le radiateur, on peut gagner jusqu'à 10% de la R_{th} . Pratiquement tous les radiateurs sont en aluminium anodisé de couleur noire.³⁸
- o en forçant l'air au moyen d'un ventilateur, On peut réduire la R_{th} d'un facteur de 3 à 5 environ grâce à un flux d'air !
- o en extrayant les calories par un passage d'eau : c'est le cas extrêmes de refroidisseur pour de TRES TRES grosses puissances

Valeurs de quelques $R_{th\ j-b}$ et $R_{th\ refroidisseur}$ extraits de catalogue de fabricants de refroidisseurs :

boitier	$R_{th\ j-b}$			$R_{th\ refroidisseur}$
	transistor en direct	transistor avec graisse	transistor avec mica et graisse	°C/W
TO-92				30 à 85
TO-5				12 à 72
TO-202	1,5 à 2	0,9 à 1,2	1,2 à 1,7	12,5 à 44
TO-220	1 à 1,3	0,6 à 0,8	0,8 à 1,1	4,2 à 26
TO-3	0,5 à 0,7	0,3 à 0,5	0,4 à 0,6	0,4 à 13

Exemple pratique: Soit un transistor 2N3055 qui peut dissiper 115 W. Imaginons que nous lui fassions dissiper 30 W (le 1/4 du maximum autorisé). La t° de la jonction ne peut pas dépasser 200°C, prenons 175°C par mesure de précaution, et le montage doit encore fonctionner lorsque la température ambiante est de 45°C (il s'agit de la température à l'intérieur du montage). La $R_{th\ j-b}$ annoncée par le constructeur est de 1,5°C / W. Calculez la R_{th} du refroidisseur ?

$$R_{th\ tot} = (175 - 45) / 30 = 4,3\ ^\circ\text{C}$$

$$R_{th\ ra} = R_{th\ tot} - R_{th\ j-b} = 4,3 - 1,5 = 2,8\ ^\circ\text{C/W}.$$

Même avec nos facteurs de sécurité élevés (30 W au lieu de 115 maximum autorisé), une marge pour ne pas dépasser les 200°C au niveau de la jonction et une marge de sécurité au niveau de la température ambiante, on constate qu'il faudra prendre ce problème avec beaucoup d'attention.³⁹

³⁸ Oui , je sais le noir n'est pas une couleur !!!

³⁹ Que dire alors des alimentations vendue 30 A , qui devraient donc alors pouvoir dissiper 300 W dans le ballast et qui sont munis de minuscules petits refroidisseurs ??.



3.4.22. Le transformateur

Quelques informations complémentaires sur le transformateur

	simple alternance	double alternance transfo à prise médiane	double alternance redresseur en pont
$V_{\text{moyen}} =$	$0,45 V_{\text{eff}}$	$0,90 V_{\text{eff}}$	$0,90 V_{\text{eff}}$
$V_{\text{eff}} =$	$2,22 V_{\text{moyen}}$	$1,11 V_{\text{moyen}}$	$1,11 V_{\text{moyen}}$

Exemple pratique: Soit une alimentation 13,5 V sous 30 A. Nous avons aussi vu que le transistor ballast perdait au minimum (= tension de déchet) 3 à 4 V et que la chute de tension dans les résistances d'équilibrage était de 0,6 V. Il faudra donc, après filtrage une tension de $13,5 + 4 + 0,6 = 18,1$ V. Puisqu'il s'agit d'une alimentation "sérieuse", nous n'allons pas utiliser un montage simple alternance, donc il faudra un transfo dont la tension au secondaire soit de $V_{\text{eff}} = 1,1$ $V_{\text{moyen}} = 18,1 \times 1,11 = 20$ V

En charge il y aura donc une tension moyenne de 18 V sur le condensateur de filtrage, mais à vide cette tension va monter jusque $\sqrt{2} V_{\text{eff}} = 1,41 \times 20 \text{ V} = 28 \text{ V}$!

La puissance du transfo peut être déterminée par une formule empirique :

$$P_{\text{transfo}} = 1,5 \times P_{\text{continu}}$$

Reprenons notre exemple : la puissance en continu vaut $18,1 \text{ V} \times 30 \text{ A} = 543 \text{ W}$, donc le transfo devra pouvoir fournir une puissance de $1,5 \times 543 = 814 \text{ W}$.

Toutefois, dans le domaine radioamateur une alimentation n'est pas chargée en permanence par le courant maximum :

tout d'abord à cause de nos cycles transmission / réception

puis à cause du mode de modulation : en effet en CW ou en SSB on peut admettre que la puissance moyenne est environ 0,5 x la puissance maximale.

Dans ce cas la puissance du transfo peut être réduite à 40 % de la valeur calculée ci-dessus. Mais on ne peut pas réduire cette puissance dans le cas de la FM, de la RTTY ou du Packet Radio !



3.4.23. La régulation par découpage

Les montages que nous avons étudiés jusqu'à présent font partie de la famille des montages "linéaires". Le transistor ballast, joue un peu le rôle de "grosse résistance série" que l'on peut contrôler. Le principal inconvénient de ces montages est un rendement en puissance très faible. Nous avons, par exemple, vu que pour une alimentation 13,8 V, on partait d'une tension de l'ordre de 20 à 25 V, ce qui signifie que pratiquement 100 % de la puissance de sortie est également dissipée en chaleur dans le transistor ballast, donc un rendement de 50 % ! Si on ajoute les pertes dans le transfo, les pertes dans les diodes de redressements, on arrive à un épouvantable rendement de l'ordre de 30 à 40 %. Il y a moyen de faire beaucoup mieux, mais c'est un peu plus compliqué ... avec les alimentations à découpage encore appelée "hacheurs" (par les français) ou switched mode power supplies ou SMPS⁴⁰.

Contrairement aux régulateurs linéaires, les régulateurs à découpages permettent aussi d'élever la tension de sortie et de produire des tensions multiples à partir d'une seule boucle de régulation. Les régulateurs à découpage permettent aussi d'inverser la polarité.

La régulation par découpage permet de nombreux montages qui seront examinés ci-dessous:

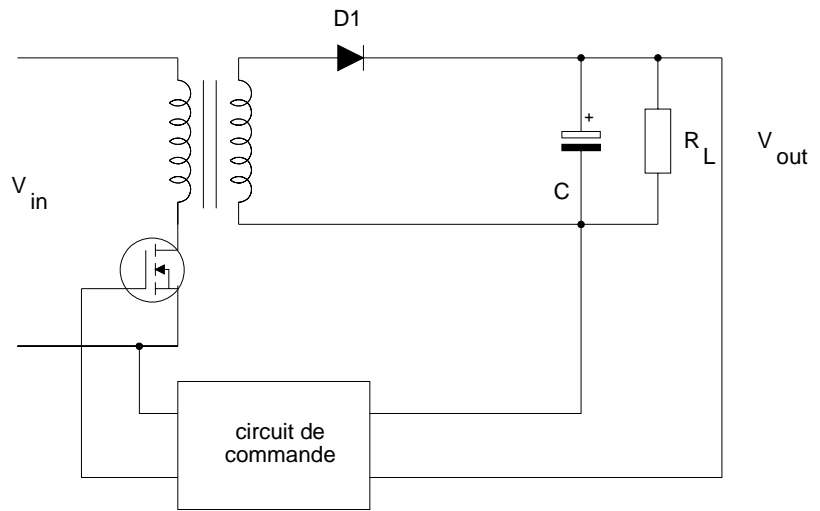
<p>Le hacheur Buck ou Forward Regulator ou hacheur série : Quand l'interrupteur S1 se ferme, la self emmagasine l'énergie. La diode est bloquée. Quand l'interrupteur s'ouvre L fournit une tension inverse, ce qui rend la diode conductrice et C se décharge dans la charge. La tension de sortie dépend de la tension d'entrée et du rapport cyclique k : $V_{out} = V_{in} k$</p> <p>Quand l'interrupteur S1⁴¹ se ferme, le courant I_L croît de façon linéaire, une partie de ce courant va dans le condensateur, l'autre dans la charge. La self emmagasine de l'énergie.</p> <p>Ce montage est donc toujours un montage abaisseur de tension.</p>	
<p>Le hacheur Boost ou hacheur parallèle : Quand l'interrupteur est fermé, la self emmagasine de l'énergie et la diode est bloquée. Quand l'interrupteur s'ouvre la diode devient conductrice et la charge est alimentée. La tension de sortie vaut : $V_{out} = V_{in} (1 - k)$</p>	

⁴⁰ La très grande crainte des radioamateurs vis-à-vis des alimentations à découpage est la la production de "birdies". En balayant les bandes de fréquences, on peut retrouver à intervalles réguliers des "chouillis", des bruits ressemblant à des oiseaux (les "birdies"). Ces bruits sont très gênant pour l'écoute. Ce phénomène était réel pour les toutes premières alimentations à découpage, depuis lors la plupart des constructeurs ont dotés leurs alimentations de sérieux filtres et les "birdies" ne sont plus (ou presque plus ...) audibles.

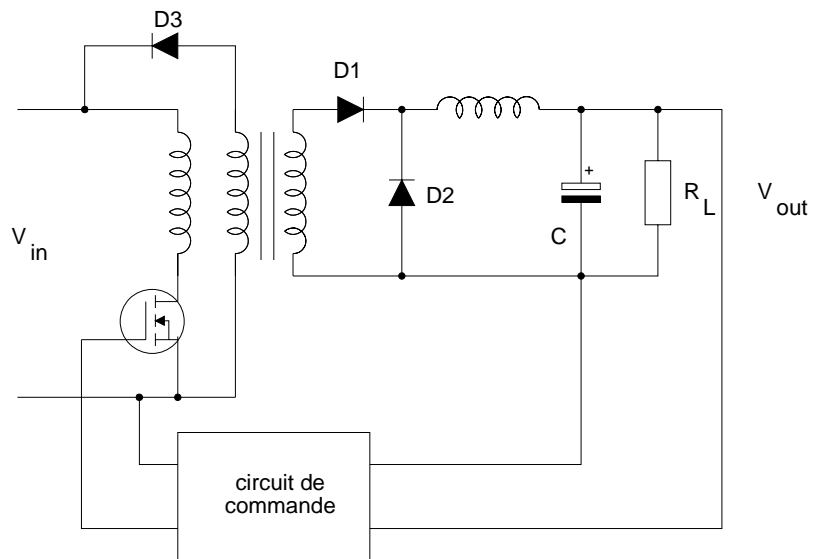
⁴¹ En réalité ce n'est pas un interrupteur, mais un transistor bipolaire ou un transistor MOSFET !



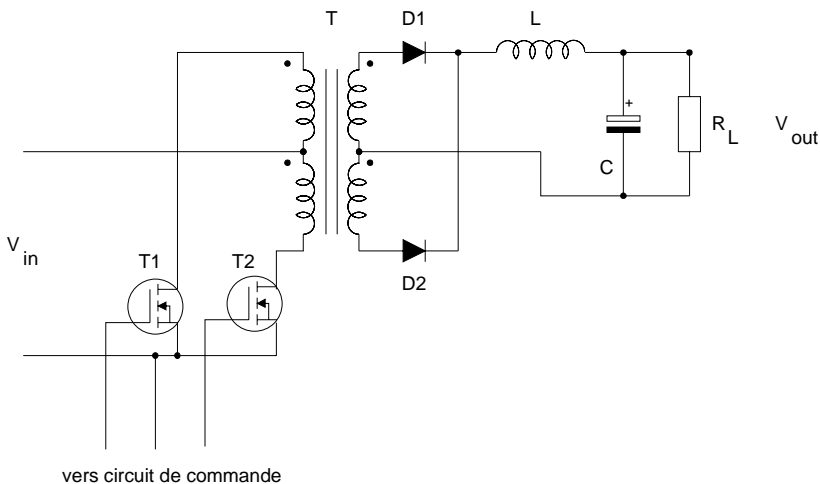
Le montage **flyback**: il ressemble au montage boost, où la self serait remplacée par un transformateur. L'énergie n'est stockée que pendant le temps de la conduction de l'interrupteur

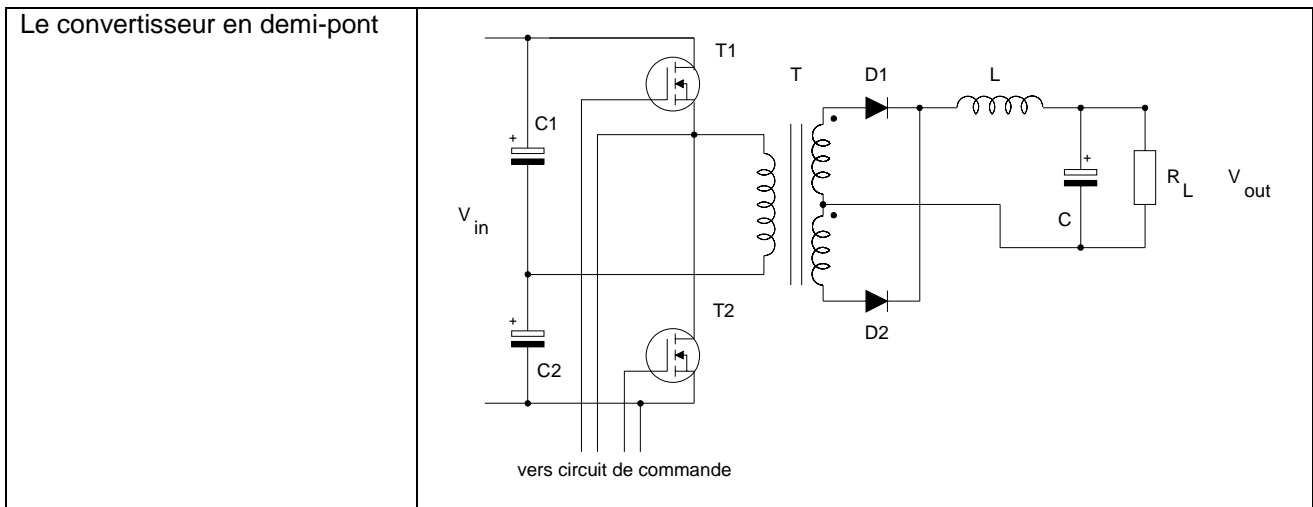


Le montage **forward** : Quand le transistor conduit, l'énergie est simultanément stockée dans L et passe par la diode D1 vers la charge , D2 est bloquée. Quand le transistor est bloqué, l'énergie de L passe vers la charge par la diode D2. Le troisième enroulement limite la tension de crête sur le drain.



Le **convertisseur push-pull**





Un transistor qui fonctionne par tout ou rien ne dissipe pas beaucoup d'énergie.

$$0,6 \times 20 = 1,2 \text{ W}$$
$$25 \times 0,01 = 0,25 \text{ W}$$

Dans le montage si contre, lorsqu'on ferme l'interrupteur, le courant dans la self croît de façon linéaire. L'énergie s'accumule alors sous forme d'énergie magnétique dans la self. Lorsqu'on ouvre l'interrupteur, l'énergie dans la self se libère dans le condensateur. Il y a inversion de la tension aux bornes de la self.

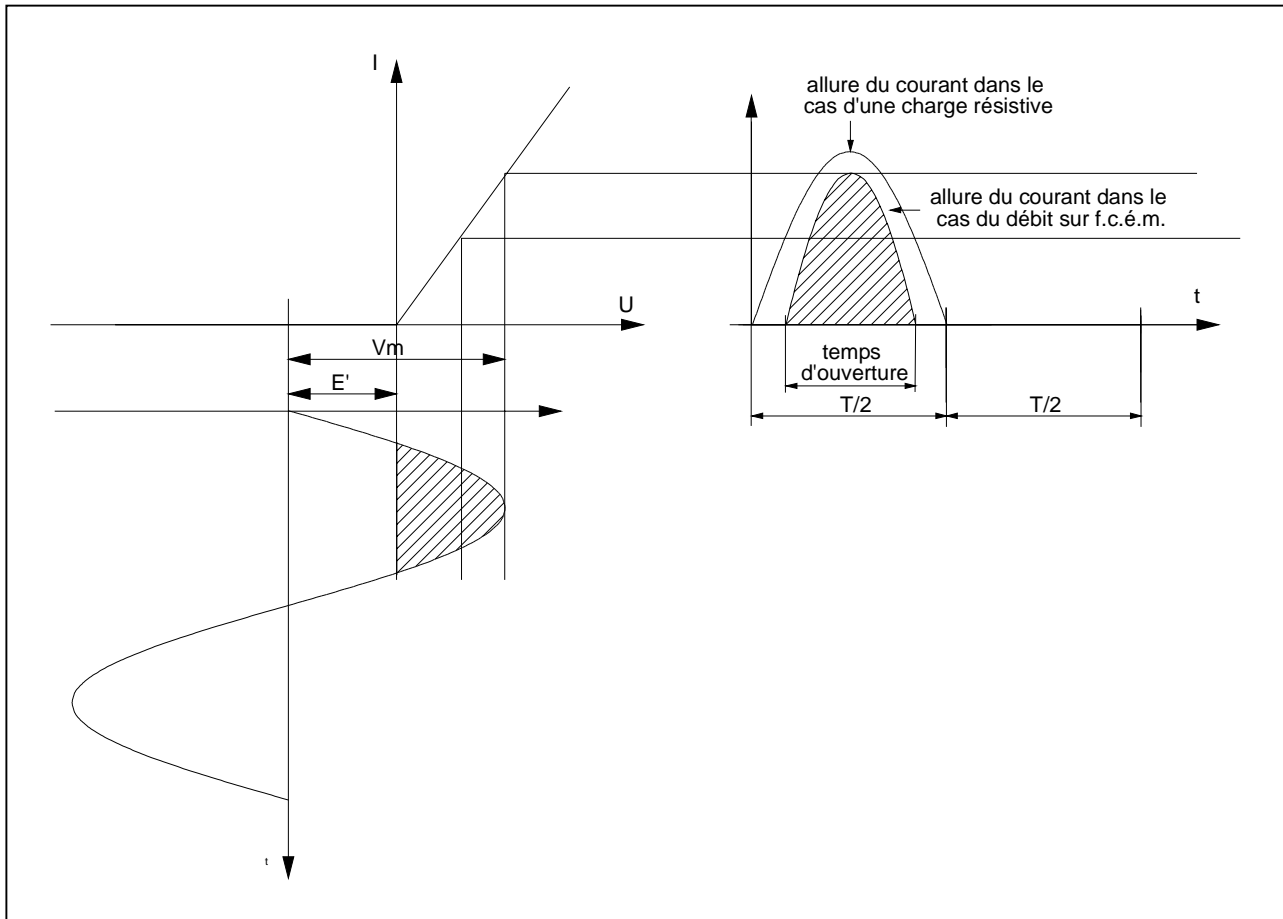
Un des circuits les plus utilisés est le TL497, il comporte (presque) tous les éléments pour faire un régulateur avec un courant de 0,5A. Le TL497 ne comporte pas la self ! On peut évidemment adjoindre des transistors extérieurs pour obtenir des puissances plus importantes. La fréquence est fixée par un condensateur extérieur

C_T (pF)	250	500	1000	2000
t_{on} (μ S)	22	44	80	180
f (si $t_{on} = t_{off}$) (kHz)	22,6	11,3	6,25	2,77

3.4.24. Débit sur force contre-électromotrice

3.4.24.1. Débit sur force contre-électromotrice et redresseur simple alternance

Jusqu'à présent nous avons supposé que nos circuits redresseurs étaient chargés par des résistances pures, mais il est encore un cas très intéressant à étudier, celui où le redresseur débiterait sur une batterie d'accumulateurs. Nous ne considérerons que le cas le plus fréquent celui d'un redresseur simple alternance.



Le redresseur ne débite que lorsque $v \geq E'$, c'est à dire deux fois par période. L'allure du courant est une calotte de sinusoïde, alors que pour une charge résistive c'était une demi sinusoïde. Le temps d'ouverture c'est à dire la durée du passage du courant pendant chaque période est inférieur à la période et peut tendre vers zéro.

Le redresseur conduit dès l'instant t_0 tel que $v = V \sin \omega t = E'$ c.-à-d. pour une valeur telle que $\sin \alpha = E'/V$ et s'arrête de conduire à l'instant $T/2 - t_0$.

On définit aussi le facteur d'ouverture comme le rapport du temps d'ouverture à la période

$$a = (\pi - 2 \alpha) / 2 \pi$$

On définit l' excédent moyen de tension comme étant la tension moyenne durant le temps d'ouverture, elle s'obtient en calculant l'aire de la calotte de sinusoïde et on obtient

$$E_c = (V_m / \pi) (\cos \alpha - \pi a \sin \alpha)$$

Le courant redressé moyen I_m s'obtient en divisant l'excédent moyen par la résistance équivalente du circuit.



Exemple: Si une batterie dont $E' = 12,5 \text{ V}$ et la résistance interne ρ est de $0,2 \Omega$, et une tension efficace de 11 V . Calculez l'excédent moyen et le courant moyen dans la batterie ? Calculez le courant de pointe ?

Calculons la tension maximum : $V_m = 11 \times \sqrt{2} = 15,5 \text{ V}$

puis $\sin \alpha = E' / V_m = 12,5 / 15,5 = 0,806$ d'où $\alpha = 0,937$ radians

a $\pi = (\pi - 2 \alpha) / 2 = 0,633$

puis l'excédent de tension : $E_c = (V_m / \pi) (\cos \alpha - \pi a \sin \alpha)$

$E_c = (15,5 / \pi) (\cos 0,937 - 0,633 \sin 0,937) = 4,93 (0,592 - 0,510) = 4,93 \times 0,082 = 0,404 \text{ Volt}$

puis le courant moyen : $I_c = 0,404 / 0,2 = 2,02 \text{ A}$

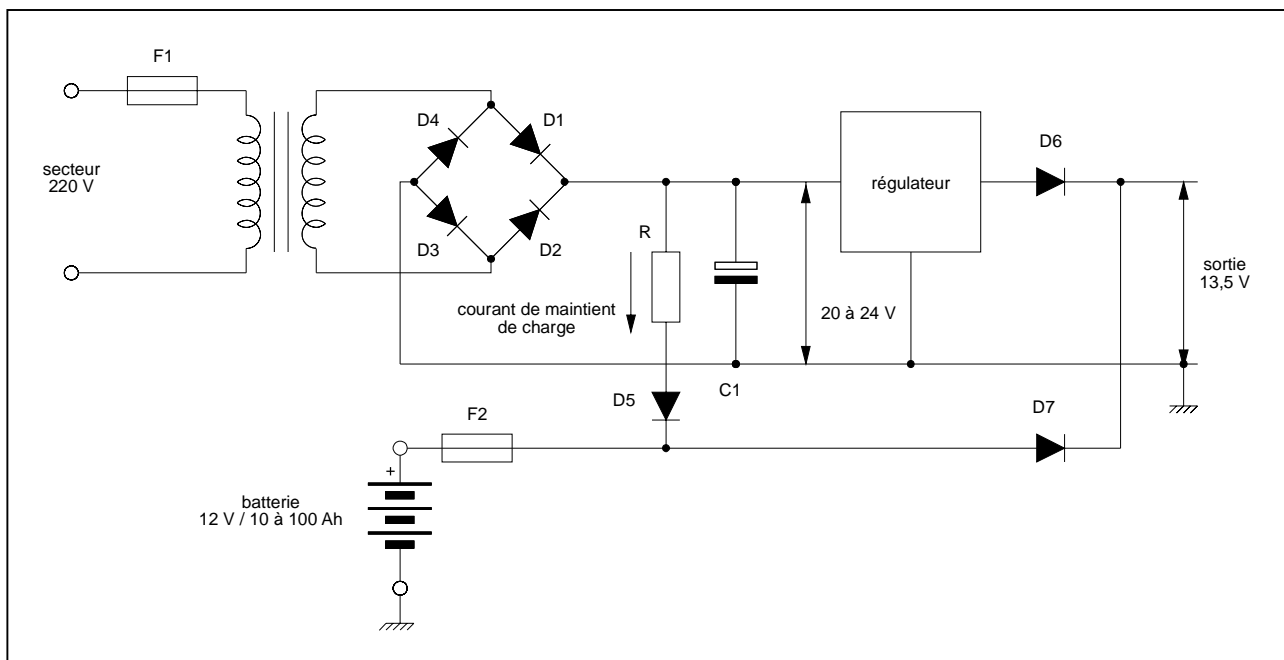
et le courant de pointe : $I_m = (V_m - E') / \rho = 15,5 - 12,5 / 0,2 = 3 / 0,2 = 15 \text{ A}$

3.4.24.2. Débit sur force contre-électromotrice et redresseur double alternance

Dans le cas d'un redresseur double alternance, l'excédent moyen est double et le courant moyen également. Le rapport courant maximum / courant moyen est plus faible.

3.4.25. Une alimentation avec batterie en tampon

Dans certaines applications il est nécessaire d'avoir une alimentation garantie même pendant les coupures de la tension secteur. En supposant que l'installation soit sous 12 V (13,8 V) voici une application. La résistance R et la diode D5 assurent le courant de maintien de charge. Ce courant peut être fixé à 1/50ème de la capacité. La tension du régulateur est fixée légèrement supérieure à la tension de la batterie de sorte qu'en temps normal D6 conduise et le régulateur fournit le courant de sortie. En cas de panne secteur D6 évite le retour dans le régulateur et c'est D7 qui laisse passer le courant nominal.



Application: Si le redresseur fournit 22 V et que la capacité de la batterie est de 50 Ah, calculez R ?⁴²

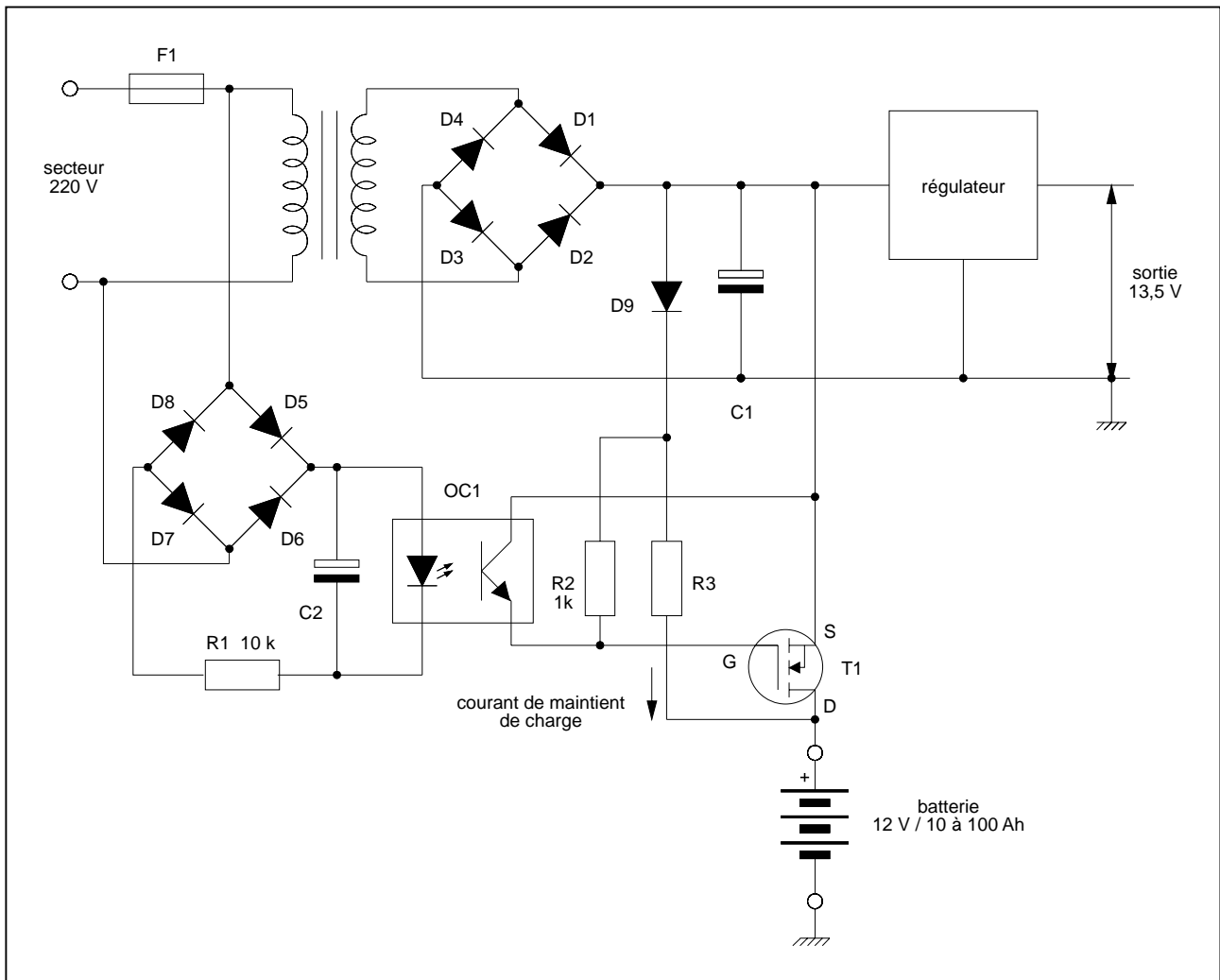
L'inconvénient de ce circuit est de nécessiter un temps relativement important pour la recharge de la batterie (50 h puisque le courant est de 1/50ème). Une solution alternative consiste à remplacer la résistance R par une ampoule. L'ampoule doit être sous alimentée. Donc ici, comme il y a 7,9 V de chute de tension, on prendra une ampoule de 12 V. Une ampoule sous alimentée se comporte comme une résistance à coefficient de température négatif, si la tension de la batterie est faible, la résistance de l'ampoule sera plus faible et le courant sera plus important. Par contre, au fur et à mesure que la batterie se charge la résistance de l'ampoule va augmenter et le courant va diminuer. Le choix de l'ampoule se fera de façon empirique en fonction de la capacité et de la tension redressée et filtrée, mais on veillera, dans l'exemple ci-dessus, à avoir le courant de maintien de charge à 1/50ème de la capacité.

Le fusible F1 protège le transfo, F2 protège la batterie.

⁴² Solution : $R = (22 - 13,5 - 0,6) / 1 = 7,9 \Omega$, $P = 7,9 \times 1^2 = 7,9 \text{ W}$



Le montage suivant utilise un transistor FET et un optocoupleur pour le commander.



Vous trouverez la suite de ce chapitre dans un autre document.



Chapitre 3 : Les circuits

(suite)

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Dans un document précédent nous avons vu

3.1. Les combinaisons de composants

3.2. Les circuits RLC série et parallèle

3.3. Les filtres

3.4. Les alimentations

nous continuons maintenant avec

3.5. Les amplificateurs

L'énergie captée par une antenne est excessivement faible. L'énergie nécessaire pour faire fonctionner un haut parleur est plus importante. C'est pourquoi dès les premiers temps de la radio on s'est préoccupé d'amplifier des signaux. L'avènement de la triode (1907) puis celui du transistor (1949) ont été les aubaines de la radio et de l'électronique, car ces deux éléments sont les piliers de l'amplification.

L'amplification est probablement la plus importante des fonctions électroniques.

Mais on ne peut pas amplifier de façon infinie, sinon on risque l'auto oscillation, on doit prendre des précautions de façon à ne pas déformer le signal (c'est le problème de la distorsion).

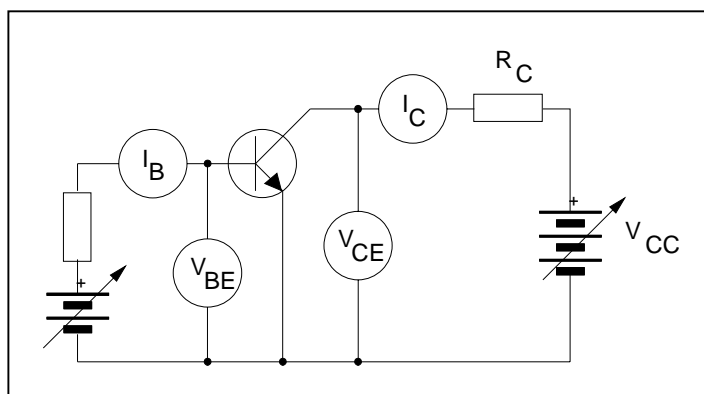
On doit aussi veiller à ce qu'il n'y a pas plus de souffle sur le signal (c'est le problème du bruit propre à chaque amplificateur et celui du facteur de bruit qui en découle).

3.5.1. Principe de l'amplification

3.5.1.1. Principe de l'amplification avec un transistor bipolaire

Soit le montage à transistor de la figure ci-contre qui a pour but de tracer les courbes caractéristiques.

On peut tout d'abord tracer les caractéristiques $I_C(V_{CE})$ ¹. On garde I_B constant et on fait varier V_{CE} (en faisant varier V_{CC} par exemple) et on relève la courbe $I_C(V_{CE})$. Puis on fait la même chose pour une autre valeur de I_B . On obtient ainsi un réseau de courbes.



On peut aussi tracer la caractéristique $I_B(V_{BE})$. Notons que cette caractéristique ressemble à celle d'une diode.

La troisième courbe dont nous avons besoin est $I_C(I_B)$. Cette courbe fait apparaître le rapport I_C / I_B que l'on appelle amplification en courant et qui est représenté par β ou par h_{FE} . Remarquez qu'il ne s'agit pas d'une droite !

Ordre de grandeur :

pour les transistors pour les petits signaux $100 < \beta < 500$

¹ $I_C(V_{CE})$ est une représentation mathématique et se lit " I_C en fonction de V_{CE} " d'autres auteurs utilisent $I_C = f(V_{CE})$ qui se lit également I_C en fonction de V_{CE} .



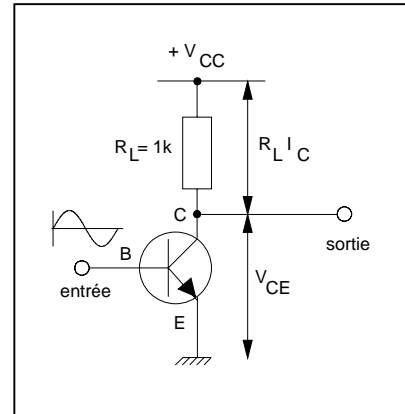
pour les transistors de puissance $10 < \beta < 50$
pour les transistors Darlington $500 < \beta < 30000$

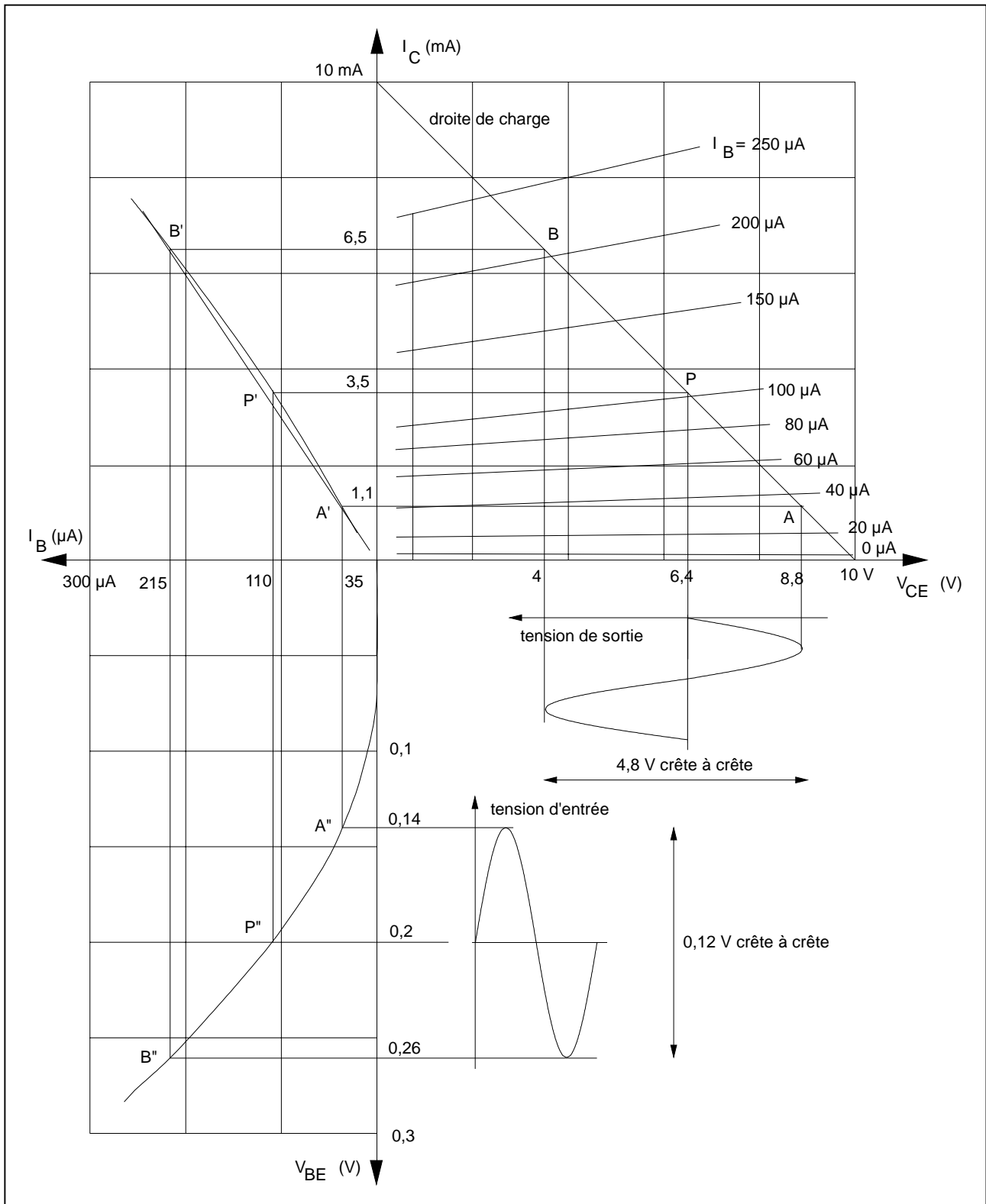
Ce montage nous a permis de relever les courbes caractéristiques du transistor. Ces courbes se trouvent par ailleurs dans les "data sheet" fournis par les fabricants.

Modifions à présent le montage pour nous approcher d'un vrai montage amplificateur. Tout d'abord on va mettre une résistance dans le collecteur. Pour étudier le nouveau montage, on va tracer sur les courbes caractéristiques une droite supplémentaire appelée droite de charge. Une droite de charge n'est rien d'autre que l'expression la loi des mailles de Kirchoff : $V_{CE} = V_{CC} + R_c I_C$.

Pour tracer la droite de charge, on prend deux points particuliers :
si $I_c = 0$, alors $V_{CE} = V_{CC}$, soit $V_{CC} = 10\text{ V}$
si $V_{CE} = 0$, alors $I_C = V_{CC} / R_C$, si $R_C = 1\text{ k}\Omega$, alors $I_C = 10\text{ mA}$

Le point de fonctionnement (P) du transistor se trouve toujours sur cette droite de charge. Le point de fonctionnement ne peut faire qu'une seule chose : voyager sur la droite de charge ! Lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée, le point de fonctionnement est appelé point de repos. Si l'on veut une amplification linéaire et une tension de sortie maximale, on a intérêt à placer le point de repos approximativement au milieu de cette droite.





Dans notre cas particulier avec $V_{CC} = 10$ V et $R_C = 1$ k Ω , nous avons fixé le point de repos pour $V_{CE} = 6,4$ V, nous aurons un courant de collecteur $I_C = 3,5$ mA et un courant de base $I_B = 110 \mu$ A

A partir de ces courbes, nous pouvons expliquer le principe de l'amplification.



Si on applique sur la base un signal sinusoïdal de 60 mV crête soit 120 mV crête à crête. La tension de base va varier de $0,2 \text{ V} \pm 0,6 \text{ V}$ soit entre 0,14 et 0,26V. Le courant dans la base variera de 35 μA à 215 μA . Ce courant va produire des variations du courant de collecteur de 1,1 à 6,5 mA qui à son tour va produire une variation de V_{CE} de 4 à 8,8 V soit une amplitude de 4,8 V. A l'entrée il y avait 0,12 V, ce montage est donc un montage amplificateur donc le gain (en tension) est de $40 \times (4,8 / 0,12)$.

Notez que,

- si la tension d'entrée augmente, la tension de sortie diminue. Ce montage inverse donc la phase du signal.
- l'asymétrie entre les deux alternances

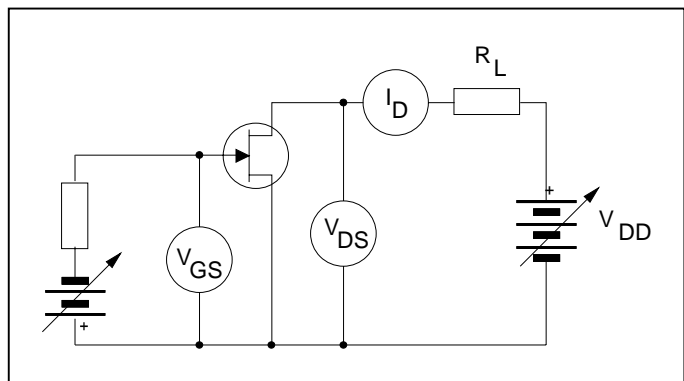
Mais le montage est encore incomplet et nous devons y apporter quelques modifications pour pouvoir l'utiliser en pratique. On devra aussi prévoir la polarisation du transistor c.-à-d. le moyen de fixer le point de repos. Tout cela sera détaillé dans un autre paragraphe, il était important de comprendre "le principe de l'amplification" expliqué sur les courbes caractéristiques.

3.5.1.2. Principe de l'amplification avec un transistor FET

Ici aussi la première chose est de retrouver les courbes caractéristiques du transistor FET. Soit donc un transistor FET (un J-FET dans ce cas) alimenté comme ci-contre.

Le courant de gâchette est extrêmement faible (de l'ordre de 1 nA) et nous n'allons pas le mesurer.

Remarquons aussi que, contrairement au transistor bipolaire, la gâchette est polarisée par une tension négative.



Traçons la courbe $I_D (V_{DS})$. On garde V_{GS} constant et on fait varier V_{DS} (en faisant varier V_{CC} par exemple) et on relève la courbe $I_D (V_{DS})$. Cette courbe ressemble à la courbe $I_C (V_{CE})$ d'un transistor bipolaire. Ce qui est fondamentalement différent c'est que dans un transistor bipolaire on fait varier le courant de base I_b , tandis que dans un FET on fait varier la tension entre gâchette et source !

D'une façon simplifiée on pourrait dire que le transistor bipolaire est commandé en courant, alors qu'un transistor FET est commandé en tension ! Comme il n'y a presque pas de courant de gâchette, l'impédance d'entrée est très grande.

On peut aussi tracer la caractéristique $I_D (V_{GS})$. Le rapport I_D / V_{GS} s'appelle transconductance et est représenté par la lettre g_m . Cette transconductance s'exprime en Siemens, et généralement en μS ou en mS^2 . Remarquez qu'il ne s'agit pas d'une droite ! Ordre de grandeur de g :

Transistor	g	canal	
BF245	6 mS		30 V / 25 mA
MPF102	7,5 mS	N	25 V /
IRF540		N	100V / 16A

Ce montage nous a permis de relever les courbes caractéristiques du transistor FET. Ces courbes se trouvent par ailleurs dans les "data sheet" fournis par les fabricants.

² 1 Siemens = 1 Ampère / 1 Volt \rightarrow 1 mS = 1mA / 1V et 1 μS = 1 μA / 1 V

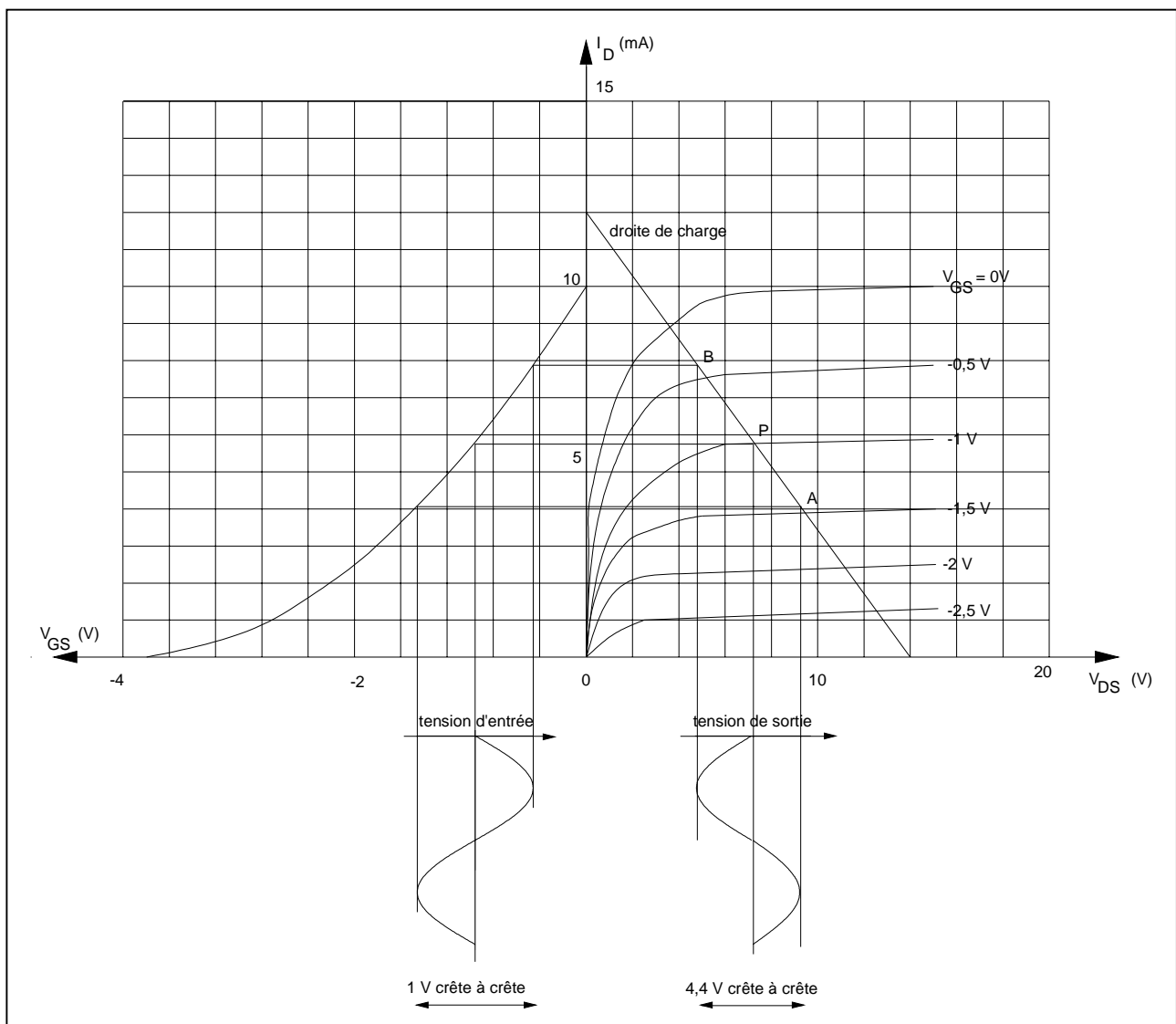
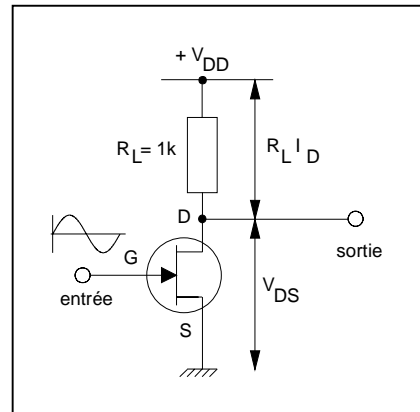


Modifions à présent le montage pour nous approcher d'un vrai montage amplificateur. Tout d'abord on va mettre une résistance dans le drain. Pour étudier le nouveau montage, on va tracer sur les courbes caractéristiques une droite supplémentaire appelée droite de charge. Une droite de charge n'est rien d'autre que l'expression la loi des mailles de Kirchoff : $V_{DS} = V_{DD} + R_L I_D$.

Pour tracer la droite de charge, on prend deux points particuliers :
si $I_D = 0$, alors $V_{DS} = V_{DD}$, soit $V_{DD} = 12\text{ V}$
si $V_{DS} = 0$, alors $I_D = V_{DD} / R_L$, si $R_L = 1\text{ k}\Omega$ alors $I_D = 12\text{ mA}$.

Le point de fonctionnement (P) du transistor FET se trouve toujours sur cette droite de charge. Lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée, le point de fonctionnement est appelé point de repos. Si l'on veut une amplification linéaire et une tension de sortie maximale, on a intérêt à placer le point de repos approximativement au milieu de cette droite. Dans notre cas, le point de repos est fixé à $I_D = 5,8\text{ mA}$ et $V_{DS} = 7,2\text{ V}$.

Si maintenant on fait varier la tension d'entrée de 0,5 V (1 V crête à crête) autour d'un point de repos P, le courant de drain va varier de 4,1 mA à 7,9 mA, ce qui va faire varier la tension de sortie de 4,8 à 9,2 V, produisant une tension de sortie de 4,4 V crête à crête.





Notez que

- si la tension d'entrée augmente, la tension de sortie diminue. Ce montage inverse donc la phase du signal.
- l'asymétrie entre les deux alternances

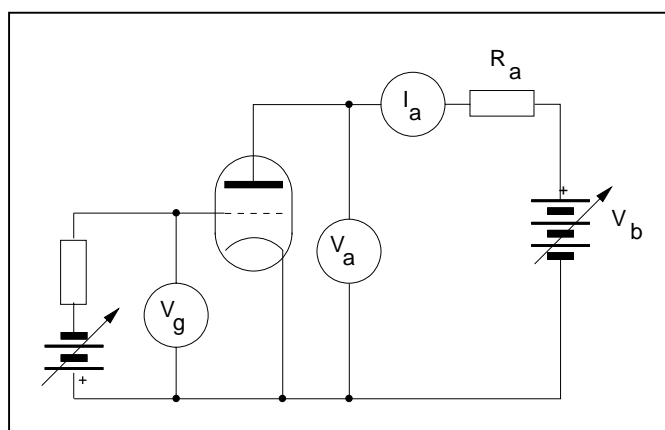
Mais le montage est encore incomplet et nous devons y apporter quelques modifications pour pouvoir l'utiliser en pratique. On devra aussi prévoir la polarisation du transistor c.-à-d. le moyen de fixer le point de repos. Tout cela sera détaillé dans un autre paragraphe, il était important de comprendre "le principe de l'amplification" expliqué sur les courbes caractéristiques.

3.5.1.3. Principe de l'amplification avec un tube

Ici aussi la première chose est de retrouver les courbes caractéristiques du montage à tube. Soit donc une triode montée comme dans la figure ci-contre.

On peut tout d'abord tracer les caractéristiques I_a (V_a). On garde I_b constant et on fait varier V_a (en faisant varier V_b par exemple) et on relève la courbe I_a (V_a). Puis on fait la même chose pour une autre valeur de V_g . On obtient ainsi un réseau de courbes.

On peut aussi tracer la caractéristique V_g (I_a). Le rapport I_a / V_g s'appelle pente du tube et est représenté par s



La dernière courbe est appelée droite de charge, elle représente la loi des mailles de Kirchoff : $V_a = V_b + R_a I_a$.

Pour la tracer, on prend deux points particuliers :
si $I_a = 0$, alors $V_a = V_b$
si $V_a = 0$, alors $I_a = V_b / R_a$

Le point de fonctionnement (P) du tube se trouve toujours sur cette droite de charge. Lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée, le point de fonctionnement est appelé point de repos. Si l'on veut une amplification linéaire et une tension de sortie maximale, on a intérêt à placer le point de repos approximativement au milieu de cette droite.

Dans notre cas particulier avec $V_b = 250$ V et $R_a = 25$ k Ω , nous avons fixé le point de repos pour $V_a = 178$ V, nous aurons un courant d'anode $I_a = 3,5$ mA.

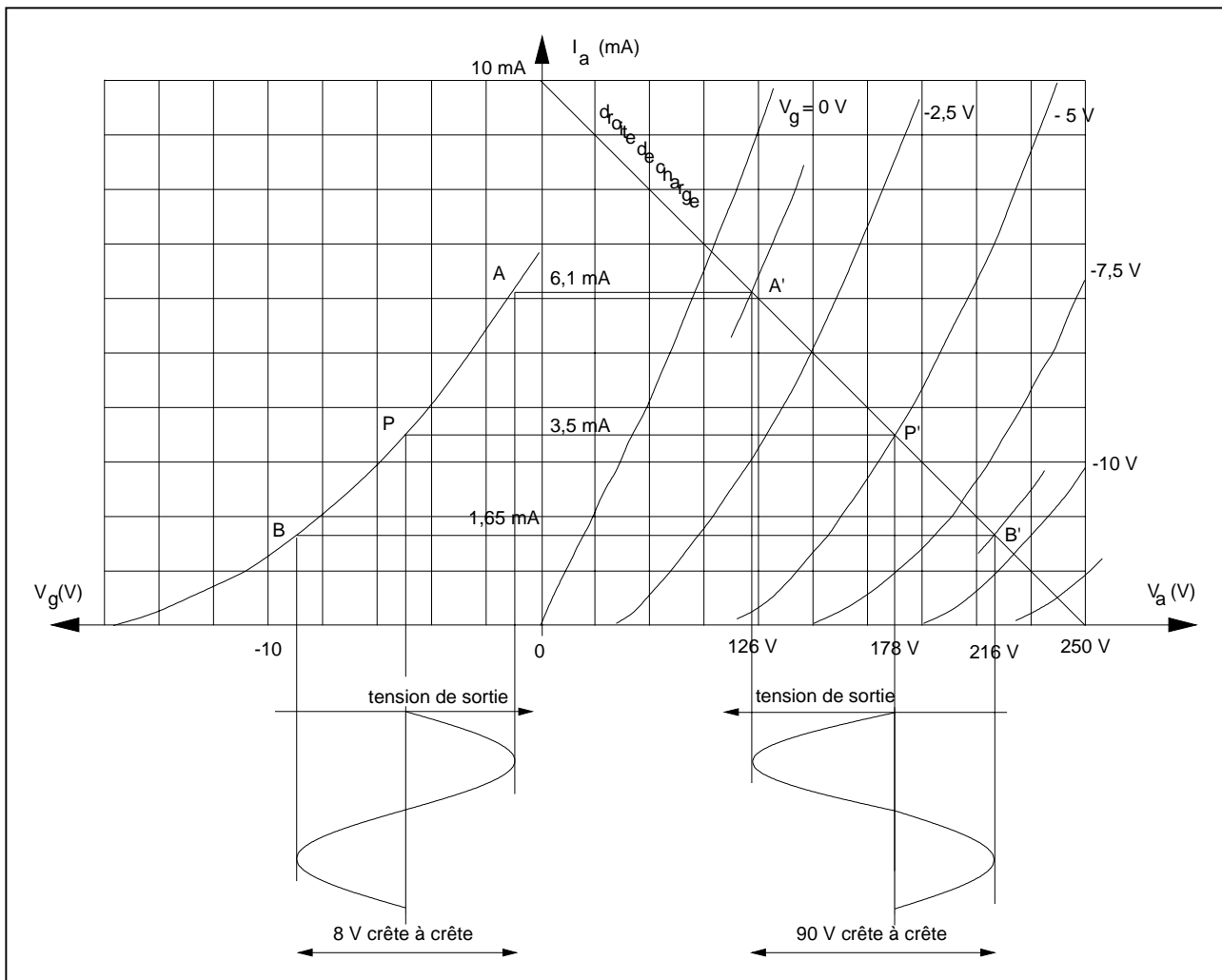
A partir de ces courbes, nous pouvons expliquer le principe de l'amplification.

Si on applique sur la grille un signal sinusoïdal de 8 V crête à crête. La tension de grille fait varier le courant d'anode de 1,35 à 6,1 mA qui à son tour va produire une variation de V_a de 126 à 216 V soit une amplitude de 90 V. A l'entrée il y avait 8 V, ce montage est donc un montage amplificateur donc le gain (en tension) est de $11 \times (90 / 8)$.

Notez que

- si la tension d'entrée augmente, la tension de sortie diminue. Ce montage inverse donc la phase du signal.
- l'asymétrie entre les deux alternances

Mais le montage est encore incomplet et nous devons y apporter quelques modifications pour pouvoir l'utiliser en pratique.



3.5.1.4. Remarques

Qu'il s'agisse de transistor bipolaire, de transistor FET ou d'un tube, nous avons vu, que pour faire un amplificateur,

- il fallait une tension d'alimentation (V_{CC} , V_{DD} ou V_b),
- il fallait une résistance de charge pour "récupérer" le signal de sortie,
- il fallait polariser le composant (ce problème sera détaillé plus tard),
- il fallait s'intéresser aux courbes caractéristiques,
- et ces courbes caractéristiques permettaient de démontrer qu'il y avait "amplification" du signal d'entrée.

Chacun des montages pourrait être le sujet d'une étude de plusieurs pages, mais cela sortirait du cadre du présent cours.



3.5.2. Les classes d'amplifications

Nous avons déjà vu, mais nous reverrons plus en détails ici, qu'un transistor bipolaire, qu'un FET, qu'un MOSFET ou qu'un tube devaient être polarisé. Le point de polarisation doit être judicieusement choisi, car il va déterminer la classe d'amplification.

Il a essentiellement 4 classes d'amplification, la classe A, la classe B, la classe C et une classe A-B quelque part à mi chemin entre la classe A et la classe B.

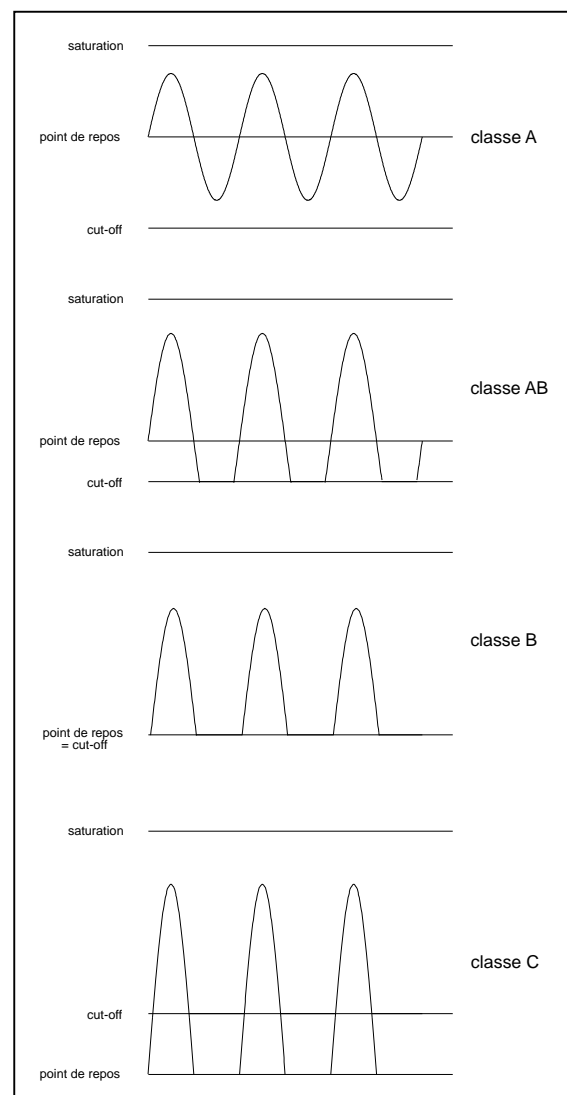
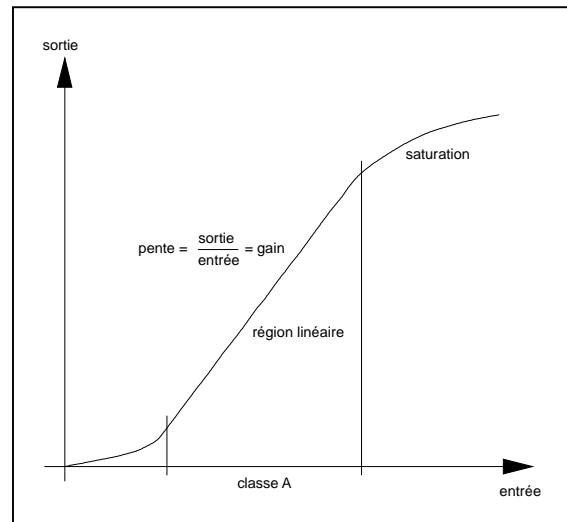
Pour bien comprendre ce qu'est la classe d'amplification, on va faire appel à la fonction de transfert d'un amplificateur. C'est en fait une courbe qui représente comment varie la sortie en fonction de l'entrée. Chaque amplificateur a sa propre fonction de transfert, mais toutes ces courbes se ressemblent. Il y a généralement un point où même si on continue à augmenter le signal d'entrée, le signal de sortie n'augmentera plus. La zone située au delà de ce point s'appelle la zone de saturation. Il se pourrait aussi (et c'est le cas des amplificateurs en classe C que nous verrons plus loin), qu'en dessous d'une certaine tension d'entrée, il n'y ait pas de tension de sortie, en dessous de ce point on est dans la zone de cut-off. Entre ces deux zones (zone de saturation et zone de cut-off), il y a une plage où l'amplification est linéaire.

Il y a deux paramètres excessivement important pour déterminer le type d'opération d'un amplificateur, ce sont

- la polarisation
- l'amplitude du signal d'entrée

Dans un amplificateur **classe A**, le point de polarisation et l'amplitude du signal d'entrée, sont tels que tout le signal est compris dans la partie entre la zone de cut-off et la zone de saturation. Ce qui veut dire que l'amplificateur travaille dans la zone linéaire et que le signal de sortie est donc linéairement proportionnel au signal d'entrée. Il y a un signal de sortie pour les 360° du signal d'entrée. La portion du cycle pendant lequel il y a un signal à la sortie est appelée l'angle de conduction. Dans un amplificateur classe A, l'angle de conduction est de 360°. La figure ci-contre représente la l'évolution du signal d'entrée. Le point de repos est idéalement placé à mi chemin entre le cut-off et la saturation. Le rendement d'un ampli classe A est faible, parce qu'il y a toujours du courant dans le transistor (ou dans le tube), même s'il n'y a pas de tension à l'entrée. Le courant qui circule dans le transistor (ou dans le tube), lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée est appelé courant de repos de l'amplificateur. Le rendement maximum théorique d'un amplificateur en classe A est de 50%, mais en pratique il est plutôt situé entre 25 et 30 %

Dans un amplificateur **classe A-B**, le niveau de polarisation est ajusté de telle façon que le transistor (ou le tube) conduise pendant plus d'une demi période (donc pendant plus de 180°). Le rendement est ainsi amélioré et atteint généralement un peu plus de 50%. La tension de sortie n'est plus l'image de la tension d'entrée, mais elle est déformée, puisque le transistor (ou le tube) ne conduit plus





pendant 360°.

Dans un amplificateur **classe B**, la polarisation est fixée exactement au cut-off. Dans ce cas, il y a un courant de sortie uniquement pendant une demi période, c.-à-d. que l'angle de conduction es égal à 180°. L'ampli n'est plus linéaire comme dans le cas de la classe A, mais est cependant acceptable surtout si on tient compte que le rendement atteint maintenant 65% en théorie et près de 60% en pratique.

Dans un amplificateur en **classe C**, la polarisation est plus basse que le cut-off. Dans ce cas l'angle de conduction du transistor (ou du tube) est inférieur à 180°. Le courant de sortie est constitué d'impulsions de courant. Le rendement est très élevé, il peut atteindre 80%, mais la linéarité est très mauvaise.

La linéarité d'un amplificateur est donc une caractéristique TRES importante, parce qu'elle dit avec quelle fidélité le signal de sortie va représenter le signal d'entrée. Toute non-linéarité va entraîner de la distorsion.

Un amplificateur classe A aura donc le moins de distorsion, tandis que le signal à la sortie d'un amplificateur classe C présentera une forte distorsion. Une cause indirecte est qu'un amplificateur classe C va fournir des harmoniques. Vous allez donc probablement vous demander pourquoi donc emploie t'on des amplificateurs en classe C alors ? Tout simplement parce que lorsqu'on veut amplifier et atteindre des puissances importantes, le facteur rendement devient beaucoup plus important que lorsqu'on doit amplifier quelques milliwatts. En fait dans un amplificateur en classe C on a presque toujours une charge qui est un circuit accordé et ce circuit, par son "effet de volant", va limiter les harmoniques et donc la distorsion.

Une solution intermédiaire est la classe AB qui a un excellent rendement et une non linéarité acceptable. Cette non linéarité disparaît lorsque l'on réalise un montage push-pull.

3.5.3. Amplificateurs de tension, de courant et de puissance

Lorsqu'un radioamateur parle d' "amplificateur" ou d' "ampli", il pense immédiatement à amplificateur de puissance, un équipement qui va lui permettre de "sortir 1500 Watts" au lieu de 100 Watts qui lui son fourni par son émetteur-récepteur. Dans ce genre d'amplificateur l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie sont pratiquement égales et de l'ordre de 50 Ω .

Mais nous pouvons aussi construire des montages qui amplifie la tension. On peut par exemple amplifier des signaux provenant d'un microphone (quelques mV). Dans ce cas ce qui nous préoccupe c'est d'amplifier en tension en se souciant peu de l'impédance.

Nous pouvons aussi amplifier des courants. Le chapitre 4 était consacré aux alimentations et nous avons vu comment un circuit de régulation qui fournissait quelques milliampères pouvait commander les dizaines d'ampères fournit à la charge. Le transistor ballast était donc essentiellement un amplificateur de courant.

Généralement un amplificateur n'est qu'un élément d'une chaîne, on dit qu'il s'agit d'un étage de la chaîne.



3.5.4. Facteur d'amplification ou gain d'un amplificateur

Le gain d'un amplificateur de tension est le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée.

Le gain d'un amplificateur de courant est le rapport entre le courant de sortie et le courant d'entrée.

Le gain d'un amplificateur de puissance est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée.

Les gains peuvent s'exprimer en nombre de fois, mais aussi en décibel.

- pour un amplificateur en tension : $A = 20 \log U_{\text{sortie}} / U_{\text{entrée}}$
- pour un amplificateur en courant : $A = 20 \log I_{\text{sortie}} / I_{\text{entrée}}$
- pour un amplificateur en puissance : $A = 10 \log P_{\text{sortie}} / P_{\text{entrée}}$

Au sens académique, les deux premières relations (c.-à-d. $A = 20 \log U_{\text{sortie}} / U_{\text{entrée}}$ et $A = 20 \log I_{\text{sortie}} / I_{\text{entrée}}$) ne sont pas tout à fait exactes, il faudrait en plus tenir compte des impédances d'entrée et de sortie.

Rappelons également (si cela est nécessaire³) que :

dB	en puissance	en tension
3 dB	2 x	$\sqrt{2} = 1,414 \text{ x}$
6 dB	4 x	2 x
10 dB	10 x	$\sqrt{10} = 3,162 \text{ x}$
20 dB	100 x	10
30 dB	1000 x	31,62
40 dB	10000 x	100
avec toutes les combinaisons possibles par exemple ...		
9 dB = 3 dB + 6 dB	$2 \times 4 = 8$	$1,414 \times 2 = 2,828$
12 dB = 6dB + 6dB	$4 \times 4 = 16$	4
16 dB = 10 dB + 6 dB	$10 \times 4 = 40$	
25 dB = 16 dB + 9 dB	$40 \times 8 = 320$	
7 dB = 10 dB – 3 dB	$10 / 2 = 5$	
4 dB = 10 dB – 6 dB	$10 / 4 = 2,5$	
1 dB = 4 dB – 3 dB	$2,5 / 2 = 1,25 \text{ x}$	$1,12 \text{ x}^4$

³ Un radioamateur qui ne connaît pas sa table des dB est indigne de sa licence ...

⁴ Pour des mesures à l'oscilloscope par exemple, il est bon de retenir de + 1 dB correspond à 12 % de plus. En dessous de 1 dB, on peut, en première approximation, considérer que la loi de variation est linéaire. Donc 0,2 dB correspond, grosso modo à $0,2 \times 12 \% = 2,4 \% \dots$



L'essentiel de la suite de notre étude va se limiter aux amplificateurs à transistors.

Toutefois les amplificateurs HF ont été replacés au chapitre 4 pour ce qui concerne l'amplification des signaux de faible puissance et au chapitre 5 pour ce qui concerne l'amplification de signaux de forte puissance

Dans une annexe nous parlerons des amplificateurs de puissance avec grille à la masse puisqu'on retrouve ceux-ci dans beaucoup d'amplificateurs linéaires utilisés par les radioamateurs.

3.5.5. Les amplificateurs à transistors bipolaires

Pour fonctionner comme amplificateurs, les transistors bipolaires doivent être polarisés dans le sens passant afin de produire une certaine amplification. Par conséquent, si on utilise un transistor NPN, le collecteur et la base doivent être positif par rapport à l'émetteur, et le collecteur doit être plus positif que l'émetteur. Par contre, si on utilise un transistor PNP, le collecteur et la base doivent être négatif par rapport à l'émetteur, et le collecteur doit être plus négatif que l'émetteur.

La polarisation est obtenue en appliquant les tensions nécessaires entre collecteur et émetteur et entre émetteur et base. Chacun des deux types de transistor (PNP et NPN) peut être utilisé avec soit le plus à la masse, soit le moins à la masse.

Moins on polarise un transistor, moins il y a du courant de collecteur. Lorsque la polarisation devient plus importante, le courant de collecteur augmente, et la température de la jonction augmente aussi.

Si la polarisation est excessive, le transistor peut s'emballer thermiquement et se détruire.

Les amplificateurs à transistors peuvent être classés en 3 catégories:

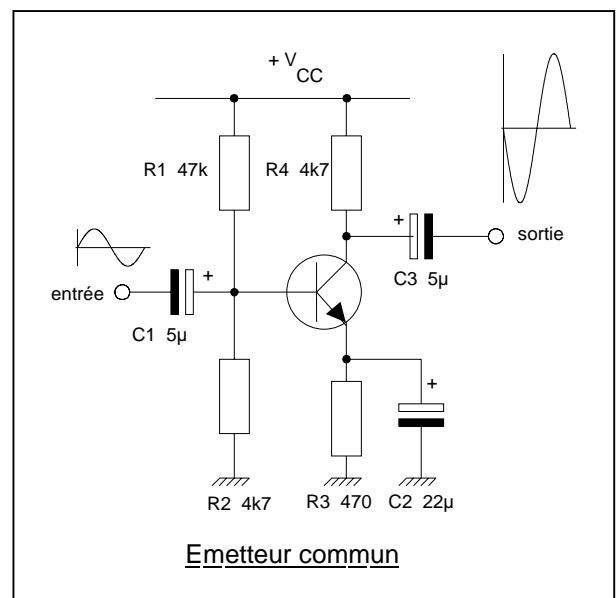
- les amplificateurs à émetteur commun,
- les amplificateurs à base commune, et
- les amplificateurs à collecteur commun.

3.5.5.1. Le montage émetteur commun

Ce montage est représenté à la figure ci-contre. Le courant de base est faible et l'impédance d'entrée est relativement élevée (en moyenne quelques milliers d'ohms). La résistance de collecteur est de l'ordre de quelques kiloohms.

Le circuit émetteur commun à une fréquence de coupure plus basse que le circuit à base commune, mais, des 3 configurations, il donne la plus grande amplification.

Dans ce circuit, le courant de sortie (c.-à-d. le courant de collecteur) est en opposition de phase avec celui d'entrée (c.-à-d. le courant de base). Aux bornes de la résistance d'émetteur il apparaît une tension proportionnelle au courant de collecteur et donc en opposition de phase avec la tension d'entrée : la contre-réaction est donc toujours négative, ce qui du point de vue courant continu stabilise le montage. En d'autres termes, puisque le potentiel de la base est fixé par le diviseur R_1 et R_2 , si le courant de collecteur tend à monter trop fort, la tension aux bornes de R_3 monte également, ce qui réduit la tension base-émetteur et tend donc à réduire le courant de collecteur.



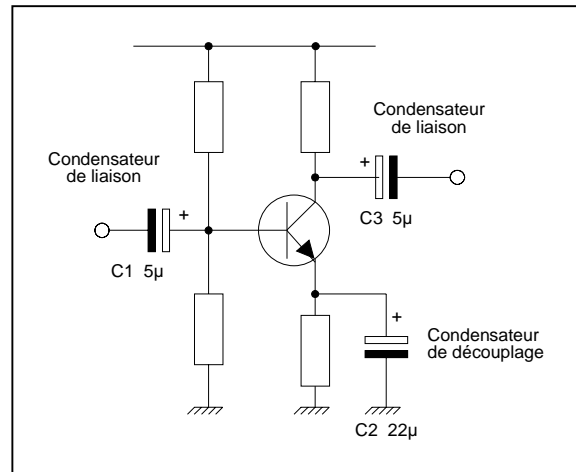


Le circuit à émetteur commun est probablement le montage le plus utilisé du moins dans le domaine des basses et moyenne fréquences (disons jusque 10 MHz).

Nous allons donc utiliser ce montage pour expliquer plus en détails quelques notions relatives à la polarisation : R_1 et R_2 forment un pont diviseur de tension qui a pour but de polariser la base. Ces résistances fournissent un potentiel fixe. R_3 va fixer la tension entre base et émetteur. Une règle empirique recommande de fixer $V_E = 0,1 V_{CC}$. Cette méthode est parfois appelée polarisation automatique.

Si on ne met par de condensateur C_3 , le gain va être limité à la valeur égale à R_4/R_3 , si on met un condensateur C_3 , le gain va être beaucoup plus élevé. Le condensateur de découplage C_3 aura une impédance très faible pour la plus basse des fréquences à transmettre, il faudra donc que $1 / \omega C_3 \ll R_3$.

C_1 et C_2 sont des condensateurs de liaison que l'on utilise pour laisser passer la tension alternative, mais pour bloquer la tension continue. Leur réactance ($1/\omega C$) devra être faible vis-à-vis de la résistance d'entrée d'un part et de la résistance de sortie d'autre part.



Donc :

- un **condensateur de découplage** crée un chemin de retour vers la masse
- un **condensateur de liaison** laisse passer le signal (courant alternatif) et bloque la tension continue

La résistance entre émetteur et base est pratiquement égale à

$$R_{e-b} = 26 / I_e$$

où I_e représente le courant d'émetteur en mA. Le facteur d'amplification est égal à

$$A_v = R_L / R_{e-b}$$

Ainsi si $I_e = 1,6$ mA, $R_{e-b} = 16,25 \Omega$ et le gain vaut $A_v = 4,7 \text{ k} / 16,25 = 289$ et si on veut exprimer ce gain en décibels on aura $A_v = 20 \log(289) = 49 \text{ dB}$

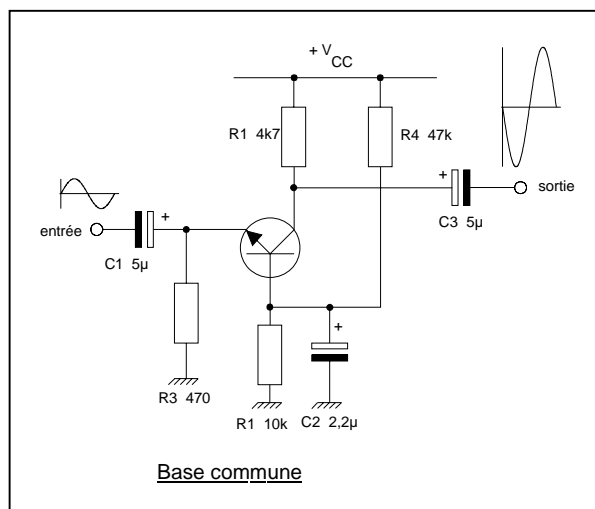
Comme nous avons déjà dit plus haut, si on supprime C_3 le gain sera pratiquement égal à R_4 / R_3 soit 10, sans le condensateur de découplage d'émetteur, le gain est donc très faible.

La résistance de base est égale à $R_b = \beta R_{e-b}$, si $\beta = 100$, alors $R_b = 100 \times 16,25 = 1625 \Omega$. La résistance d'entrée peut être calculée comme étant la mise en parallèle de R_b , R_1 et R_2 , en faisant le calcul on trouve 1177Ω .



3.5.5.2. Le montage base commune

Le montage base commune à une faible impédance d'entrée, en fait elle est égale à $R_{e-b} = 26 / I_e$, relation que nous avons déjà vu plus haut. Dans ce circuit le courant de collecteur est en phase avec le courant de la base.

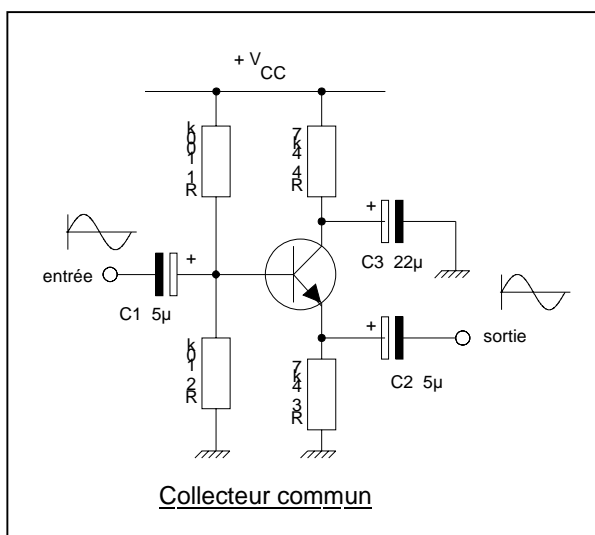


3.5.5.3. Le montage collecteur commun

Ce montage est encore appelé émetteur suiveur. Il a une très grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie.

La fréquence de coupure est égale à celle du montage émetteur commun.

On emploie généralement un montage émetteur suiveur comme étage d'entrée et lorsque la première chose à faire consiste à passer d'une impédance élevée, vers une impédance moyenne ou faible.



Résumé

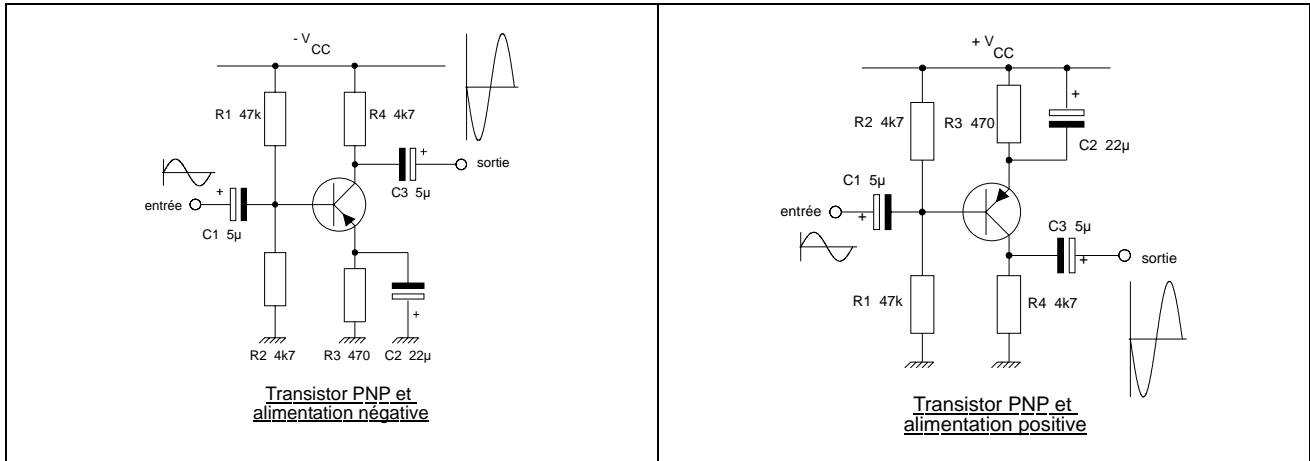
	EC	BC	CC
résistance d'entrée	moyenne ($\approx 1k\Omega$)	faible ($\approx 100\Omega$)	élevée ($\approx 200k\Omega$)
résistance de sortie	moyenne ($\approx 30k\Omega$)	élevée ($\approx 1M\Omega$)	faible ($\approx 200\Omega$)
gain en courant	élevé (10 à 100)	≈ 1	élevé
gain en tension	élevé	élevé	≈ 1
gain en puissance	élevé (20 à 35 dB)	moyen (≈ 20 dB)	faible (≈ 10 dB)
fréquence de coupure	faible	élevé	faible
phase	inversion	pas d'inversion	pas d'inversion



3.5.5.4. PNP , NPN , alimentation positive, alimentation négative

Ci-dessus, nous avons considéré des transistors NPN et une source de tension positive par rapport à la masse.

Si on utilise des transistors PNP, la source sera généralement négative. Mais, si on inverse tout le montage on peut aussi avoir des transistors PNP dans un système avec une source de tension positive par rapport à la masse.



La flèche de l'émetteur peut nous servir de moyen mnémotechnique :

la flèche indique le sens du courant électrique (du + vers le -)

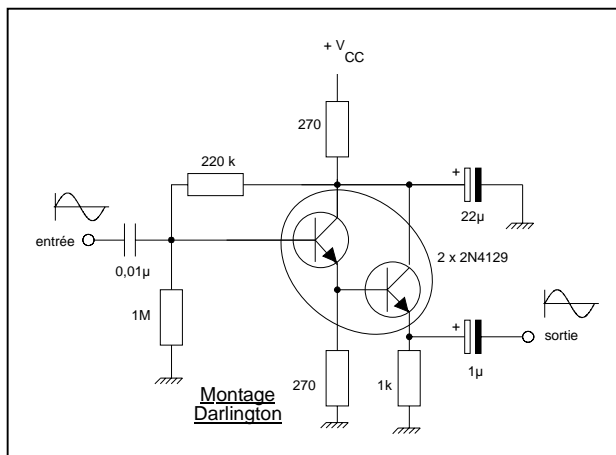
la flèche entre dans un P N P
t
r
e



3.5.5.5. Le montage Darlington

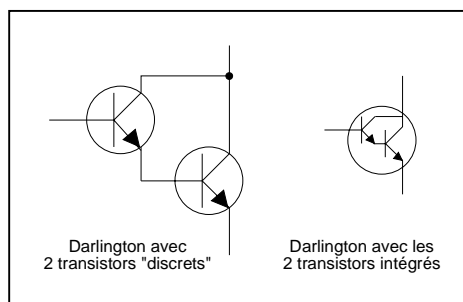
Deux transistors peuvent être montés dans un montage appelé Darlington. Un tel montage offre de nombreux avantages par rapport à un seul transistor. Un montage Darlington possède

- un plus grand gain,
- une plus haute impédance d'entrée, et,
- une plus faible impédance de sortie.



Sélection de quelques transistors Darlington intégrés dans un même boîtier :

NPN	complémentaire PNP	$I_{C\max}$ (A)	h_{FE}	boîtier
2N2785			> 20 000	
BC 517	BC 516	0,4	> 30 000	TO-92
BD 645	BD 646	8	> 750	TO-3
BD 679	BD 680	4	> 750	
TIP122	TIP 127	8	> 1000	TO-220
TIP 142	TIP 147	15	> 1000	TO-218
BDX65	BDX64	12	> 750	TO-3





3.5.5.6. Le montage push-pull

Un montage en classe B ne traite qu'une demi alternance.

Pour éviter la déformation, on peut monter deux transistors en push-pull. Chaque transistor va traiter une demi alternance. L'avantage est d'obtenir une puissance importante, une faible distorsion et un grand rendement.

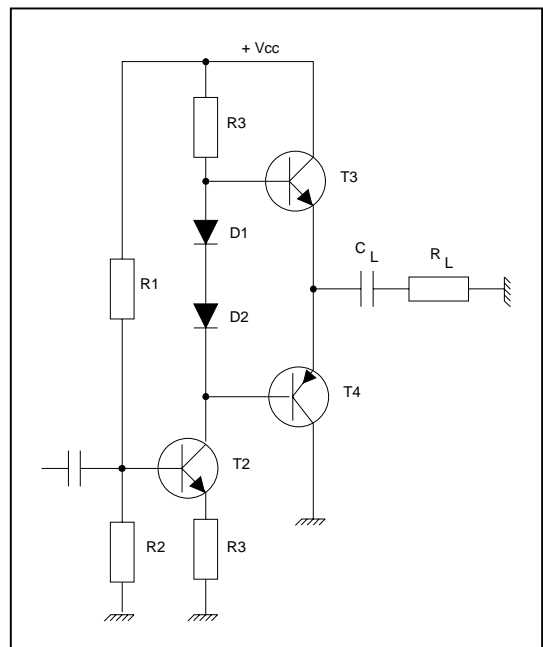
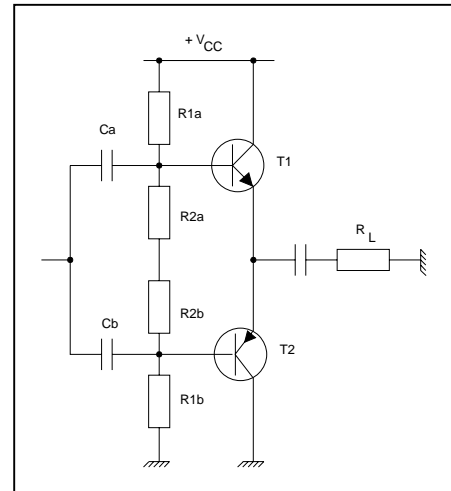
Les montages push-pull sont essentiellement utilisés dans les amplis audio de puissance.

Les transistors T1 et T2 sont de type différents (NPN/PNP) mais leurs caractéristiques sont similaires, on dit qu'ils sont complémentaires. Les constructeurs fournissent ainsi des "paires" de transistors dont ils garantissent la complémentarité.

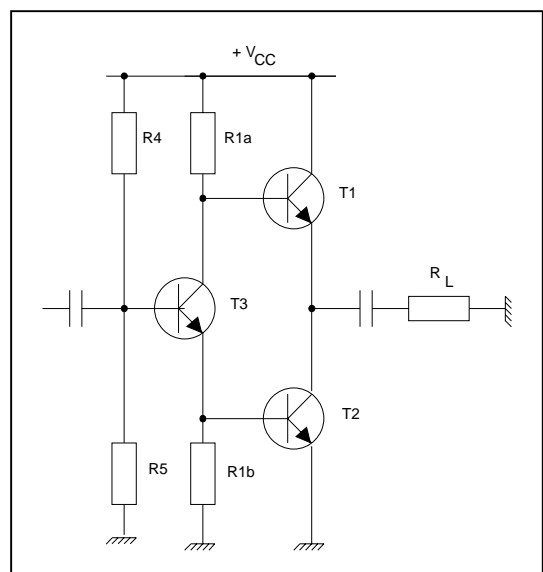
On pourrait aussi alimenter le montage en +Vcc et -Vcc, ce qui a pour avantage de pouvoir supprimer C_L.

La figure ci-contre montre le pilotage d'un push-pull.

L'ensemble R2a R2b a été remplacé par deux diodes ce qui assure une meilleure stabilité en température. D'autres part, un transistor T3 assure le pilotage.



Retour à la classe A : Le montage ci-contre est un amplificateur classe A. Remarquez qu'ici les 2 transistors sont du même type (NPN), remarquez aussi la symétrie du transistor d'attaque. Il n'y a plus de problème pour trouver un transistor NPN et un PNP complémentaire. La distorsion est plus faible mais le rendement est nettement moins bon qu'un ampli classe B.



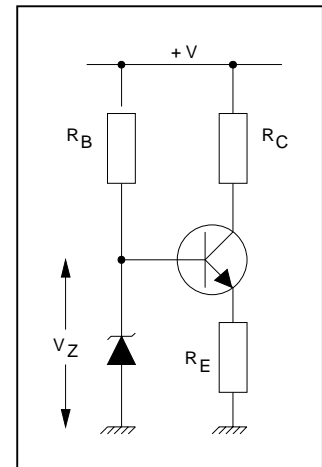


3.5.5.7. Le montage cascode

3.5.5.8. Le montage "source de courant"

Il est parfois nécessaire de disposer d'un générateur de courant au lieu d'un générateur de tension. Un transistor et une diode zéner permettent précisément d'obtenir ce résultat.

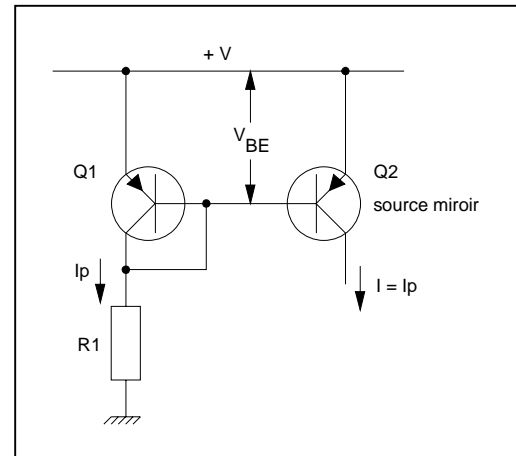
Le potentiel de l'émetteur est égal à $V_Z - V_{be}$ où V_{be} est voisin de 0,6 V et ce potentiel est donc constant. Le courant d'émetteur sera égal à $I_e = (V_Z - V_{be}) / R_E$ et le courant de collecteur sera $I_C \approx I_E$. Le courant qui circule dans la résistance de charge (c-à-d la résistance de collecteur) est donc indépendant de cette charge.



3.5.5.9. Le montage "miroir de courant"

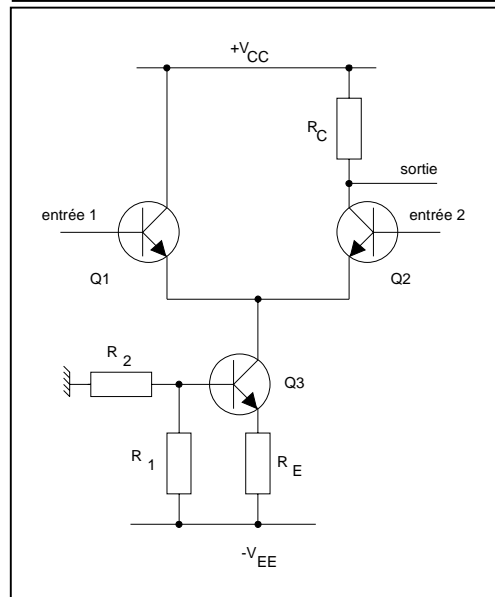
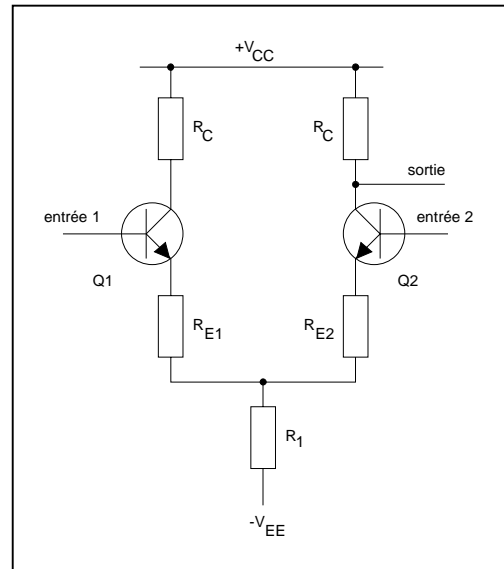
Dans ce montage, le courant de collecteur de T2, prend exactement la valeur du courant I_p . Ceci est dû au fait que la tension V_{BE} est identique pour les 2 transistors.

Ce montage possède l'avantage d'avoir une grande plage dynamique et il est très fréquemment implémenté dans des circuits intégrés.





3.5.5.10. Amplificateur différentiel





3.5.5.11. Le transistor en tant que commutateur

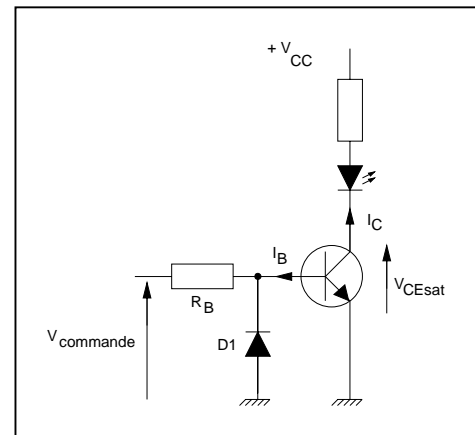
Dans certaines applications un transistor doit commander une charge, une LED, un relais, ou un dispositif qui consomme "assez bien de courant". Dans ce cas on ne doit pas amplifier de façon linéaire comme nous avons exposé plus haut, mais il s'agit bien de faire conduire ou non un transistor. Le transistor fonctionne alors par tout ou rien. Prenons d'abord le cas d'un transistor bipolaire :

Il faudra que

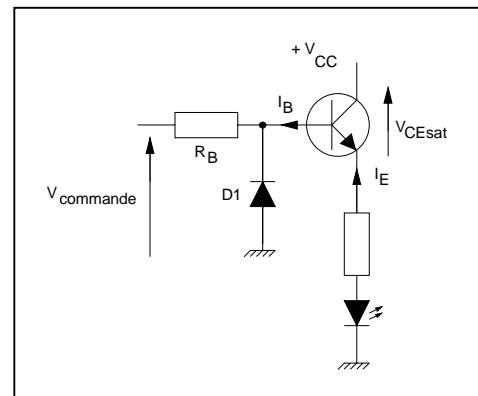
- le transistor soit parfaitement bloqué lorsqu'il n'y a pas de tension. C'est pour cette raison que l'on met une résistance R_B et la diode D_1 .
- le transistor soit tout à fait conducteur lorsqu'il y a une tension sur la base. Il faudra donc prendre un transistor dans la tension de saturation (encore appelée tension de déchet") soit aussi faible que possible. Le produit tension de saturation x courant va déterminer la puissance qui sera dissipée dans le transistor, c.-à-d. une puissance perdue. Pour que le transistor soit saturé il faudra que le courant dans la base soit $\gg I_C / \beta$

La charge peut être mise entre collecteur et $+V_{CC}$. la tension de commande peut donc être différente de V_{CC} et en particulier elle peut être plus faible.

Application: Soit $V_{CC} = +24\text{ V}$, une LED qui nécessite 10 mA, une chute de tension aux bornes de la LED de 2,8 V, un transistor 2N2222A, dont le $h_{FE} = 150$. Calculez R_B ?

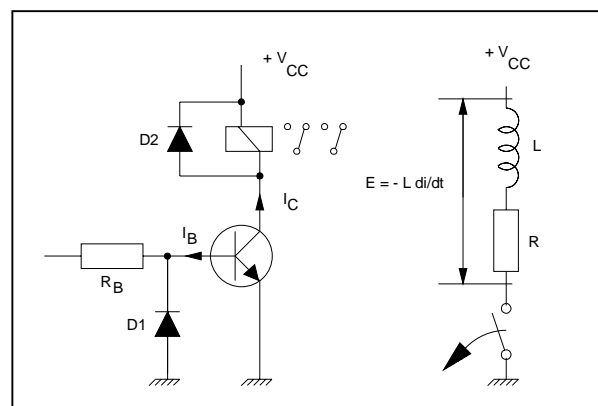


La charge peut aussi être mise entre l'émetteur et la masse. Dans ce cas, la tension de commande devra être légèrement supérieure à la tension entre émetteur et masse.



Un problème particulier est celui de la commande d'un relais. La bobine d'un relais comporte une partie résistive (valeur typique : 100 à 1000 Ω pour des relais d'une tension nominale de 12 V) et une partie inductive (valeur typique de quelques H pour des relais d'une tension nominale de 12 V). Voyons le schéma équivalent :

A la fermeture de l'interrupteur (c.-à-d. lorsque le transistor devient conducteur, le courant croît selon une loi exponentielle) et atteint une valeur limitée par la partie résistive.





Le problème se pose au fait lorsque l'interrupteur s'ouvre. La self s'oppose au passage du courant en produisant une tension $E = -L \, di/dt$, et cette tension peut atteindre plusieurs centaines de volts c.-à-d. des valeurs bien supérieures à la tension de claquage du transistor.

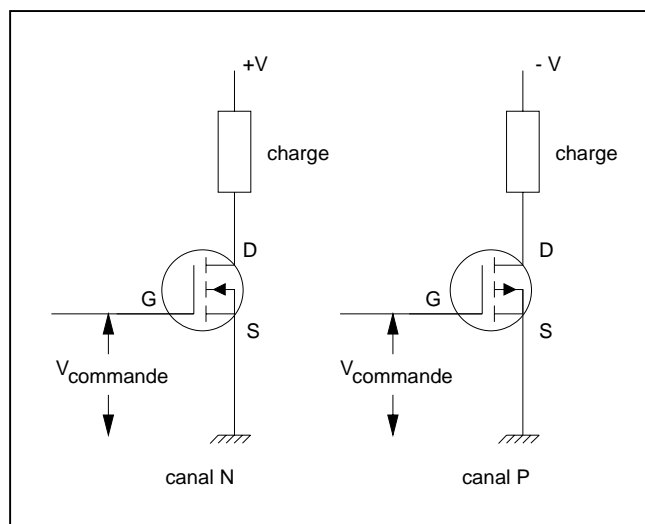
La seule façon d'annuler cette tension est de la court-circuiter à l'aide de la diode D2. Pour des petits relais on peut utiliser une 1N4148, pour des relais moyens une 1N4007. Sans cette diode, le transistor ne fonctionnera malheureusement "qu'une seule fois" ...

On peut aussi utiliser des transistors MOSFET qui présentent l'avantage d'avoir une commande en tension⁵, une très faible résistance à l'état "ON" (notée R_{DSon} dans les feuilles de spécifications) et qui permet des courant très importants (par rapport aux transistors bipolaires).

Dans la figure ci-contre :

	canal N	canal P
bloqué	0 V	0 V
conducteur	+ 10 V	- 10 V

Remarquez que la flèche **ENTRE** dans un transistor MOSFET canal N, alors qu'elle **SORT** dans un transistor bipolaire NPN.



Sélection de quelques transistors MOSFET :

canal	type	V_{DSmax} (V)	I_{Dmax} (A)	R_{DSon} (Ω)
P	IRF4905	55	74	0,02
P	IRF9540	100	19	0,117
P	IRF9620	200	3,5	1,5
N	BUZ 11	50	30	0,04
N	BS170	60	0,5	1,2
P	BS250	45	0,5	9
N	IRF540	100	33	0,033
N	IRF530	100	14	0,16
P	IRF9610	200	1,8	3
N	BUZ10A			

⁵ Alors qu'un transistor bipolaire est commandé en courant.



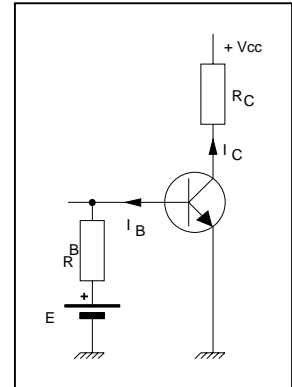
3.5.6. Effet de la température dans les transistors bipolaires

3.5.7. Procédés de polarisation des transistors bipolaires

3.5.7.1. Polarisation par pile (source séparée) et résistance de base

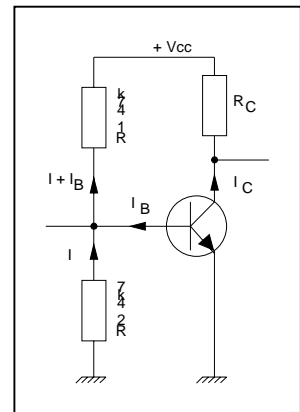
Sur le réseau des caractéristiques, on détermine par exemple que pour un courant $I_C = 10 \text{ mA}$, le courant $I_B = 60 \mu\text{A}$. Si $E = 1,5 \text{ V}$, alors $R_B = 1,5 / 80 \cdot 10^{-6} = 20 \text{ k}\Omega$.

La stabilité de ce montage est très bonne, mais malheureusement, il faut deux sources d'alimentations.



3.5.7.2. Polarisation par pont de base

L'une des caractéristiques d'un transistor est le courant de fuite de la base. Ce courant est fonction de la température. Avec un simple pont entre la base et V_{CC} , le courant de fuite qui augmente, fait augmenter le courant de collecteur, ce qui augmente la température du transistor et puisque la température augmente, le courant de fuite augmente également ... on assiste à l'emballement thermique du transistor, qui peut conduire à la destruction du transistor.

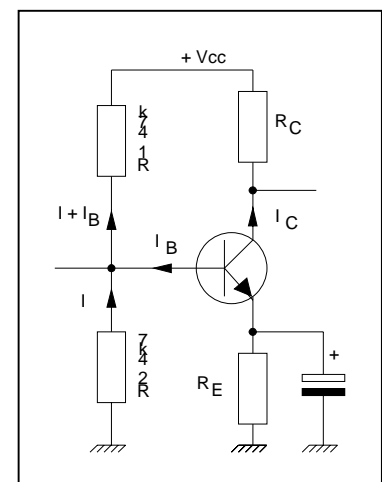


3.5.7.3. Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur

La polarisation est assurée par un pont R_1 / R_2 et une résistance d'émetteur R_E .

Si I_C augmente, la tension aux bornes de R_E augmente, la tension V_{BE} diminue et I_B diminue aussi. Cette diminution de I_B s'oppose à l'augmentation de I_C . On dit qu'il y a stabilisation du point de fonctionnement.

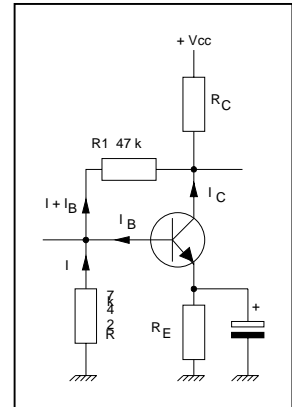
Pour l'alternatif la résistance R_E constitue une contre réaction. Pour éviter ce phénomène on découple R_E par C_E . Il est indispensable que le potentiel à la base reste constant. Pour cela il faut que $I \gg I_B$.





3.5.7.4. Pont de base à partir du collecteur

La stabilisation peut encore être améliorée en mettant R_1 vers le collecteur



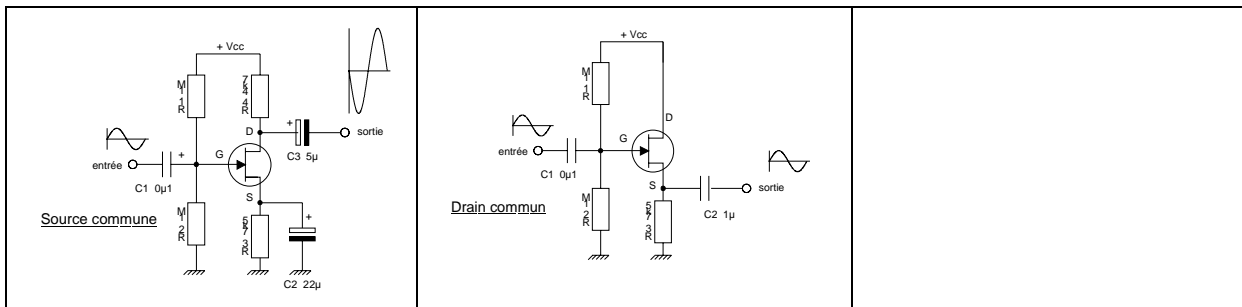
3.5.8. Les amplificateurs à transistors JFET

Les amplificateurs à transistors JFET peuvent également être montés suivant 3 configurations principales

3.5.7.1. Le montage source commune

3.5.7.2. Le montage drain commun

3.5.7.3. Le montage grille commune





3.5.9. Les amplificateurs à tubes



3.5.10. Les amplificateurs basse fréquence (audiofréquence)⁶

Dans un récepteur, après le détecteur, le démodulateur SSB ou le démodulateur FM, on trouve un amplificateur audio. De même dans un émetteur SSB ou FM, le signal provenant du microphone devra être amplifié avant de pouvoir attaquer le modulateur.

Tous les montages amplificateurs que nous avons vus jusqu'à présent (notamment dans tous les paragraphes à partir du 3.5.5.) étaient des amplificateurs basses fréquences. Leurs plages de fréquences sont limitées :

- du côté des basses fréquences par les valeurs des condensateurs de liaisons et de découplages limitent la plage de fréquence. En pratique, on atteint des valeurs de 10 à 30 Hz dans les amplis HiFi, et des valeurs de 100 à 200 Hz pour les applications de télécommunications.
- du côté des hautes fréquences par les fréquences de coupures des transistors (c.-à-d. la diminution du gain lorsque la fréquence augmente), et les capacités parasites sur les résistances de charge (la résistance de collecteur par exemple)
- ces deux limitent fixent la bande passante de l'amplificateur.

Un facteur important est le rapport signal/bruit de l'amplificateur audio.

Un autre facteur important est la distorsion. Si on applique un signal purement sinusoïdal à l'entrée d'un amplificateur, la tension de sortie ne représentera pas nécessairement un sinusoïde, mais un sinusoïde un peu déformé. Une analyse mathématique montre que ce signal peut être décomposé en un signal purement sinusoïdal à la fréquence fondamentale et une série de signaux à fréquence multiple : c'est la fameuse analyse de Fourier. Une annexe est réservée à ce sujet.

On définit la distorsion comme

$d =$

3.5.10.1. Préamplificateur audio

On se souviendra du montage décrit précédemment.

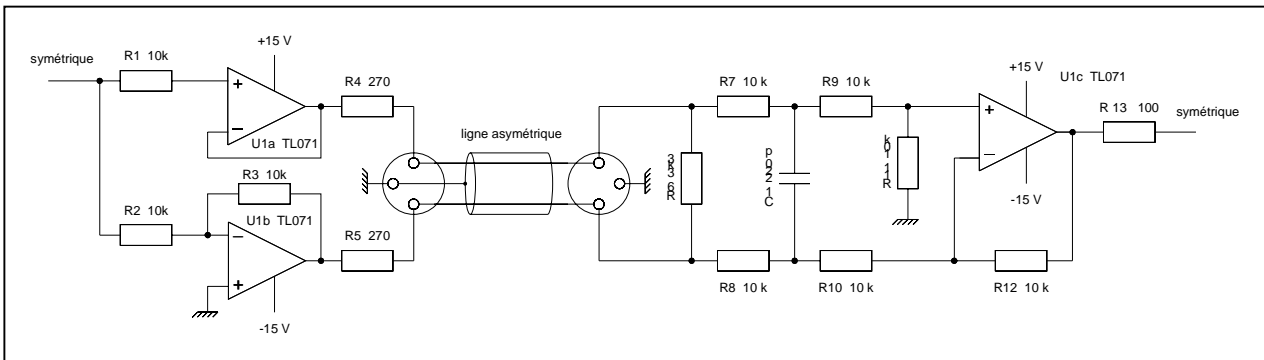
Un des problèmes est le manque de stabilité, c'est pourquoi la plupart des montages utilisent une contre réaction ...

3.5.10.2. Lignes symétriques et asymétriques

De longues connexions asymétriques peuvent présenter du ronflement, des inductions et de problèmes de retour à la terre. Dans ces cas on préfère des liaisons symétriques.

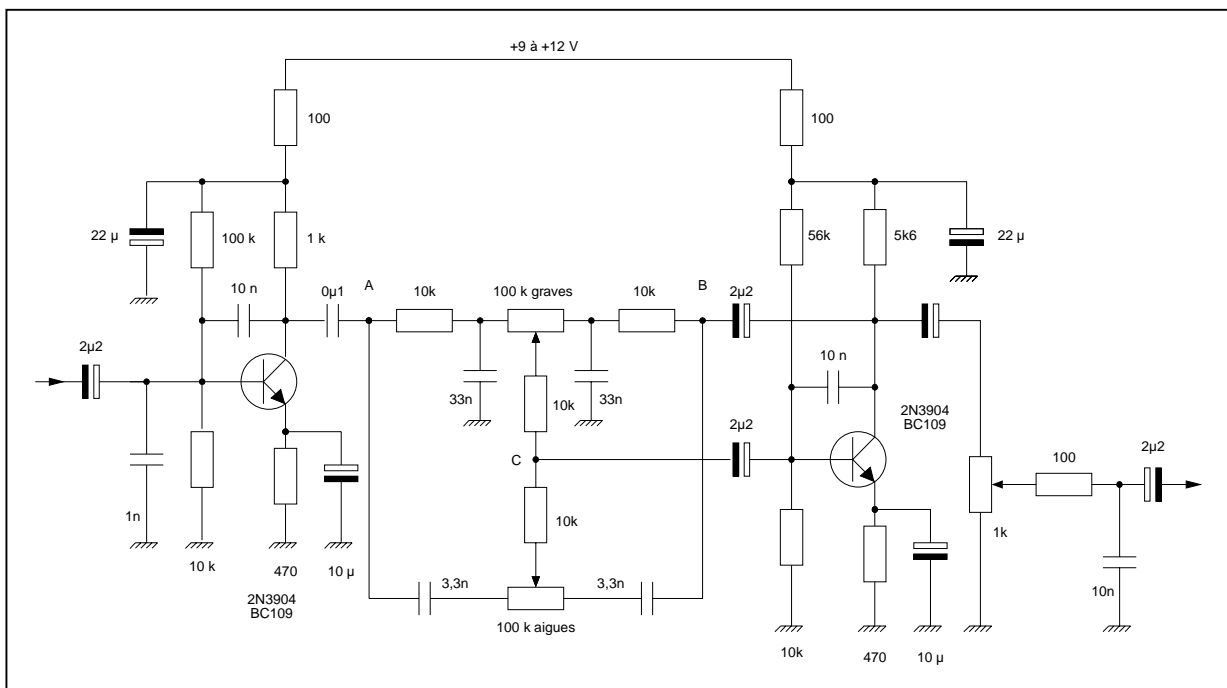
La figure ci-dessous montre comment passer d'asymétrique en symétrique et vice-versa. La masse ne doit pas nécessairement être connectée des 2 côtés du câble et un transfo d'entrée (et/ou de sortie) supplémentaire peut encore aider à résoudre les problèmes.

⁶ Le terme audio fréquence comme son nom l'indique se rapporte aux fréquences que l'oreille humaine peut entendre, celle qui correspond aussi aux instruments de musique, c.-à-d. celle qui va de 20 Hz à 20.000 Hz. Le terme basse fréquence est plus relatif, 30 MHz est bas par rapport à 1 GHz ... mais dans l'acceptation générale on considère que les termes audio fréquence et basse fréquence désignent la même chose.



3.5.10.3. Etage de correction de la bande passante

Le montage ci-dessous permet de corriger la courbe de réponse d'un ampli audio. Il permet d'avoir un gain plus important des graves ou au contraire d'avoir un gain moins important. Il en est de même avec les aigues. Le réseau qui permet cette fonction est situé entre les points A, B et C. Ce montage est appelé Baxandall.



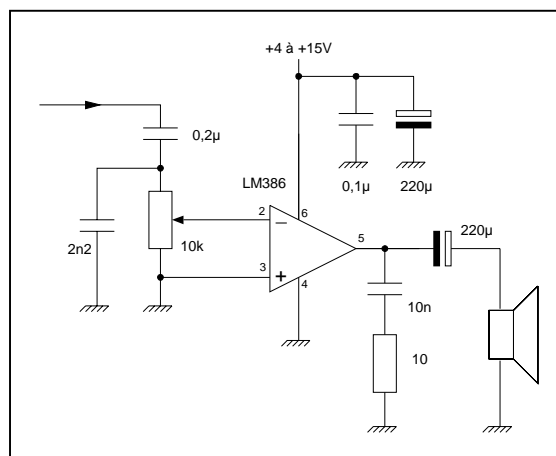


3.5.10.4. Ampli audio de puissance

Pour un récepteur (de radioamateur) une puissance de 1 W est amplement suffisante d'autant plus que l'écoute se fait souvent sur casque.

Il existe des circuits intégrés spécialement conçus pour cette application, en particulier le LM386. Son gain est de $20 \times$. La puissance de sortie est de 250 mW.

Mais pour une installation domestique un ampli de 10 à 20 W est généralement suffisant.



Remarque: La puissance des ampli audio est annoncée en "watts musicaux" et correspond à la somme des puissances des 2 canaux (L + R). Il faut donc diviser la puissance par 2 pour obtenir la puissance par canal. Pour obtenir la puissance efficace (celle qui est le produit de $U_{\text{eff}} \times I_{\text{eff}}$) il faudra encore diviser par 2. Ainsi un ampli stéréo annoncé "400 W" ne fera que 100 W_{eff} par canal.

Ampli de puissance avec circuit intégré

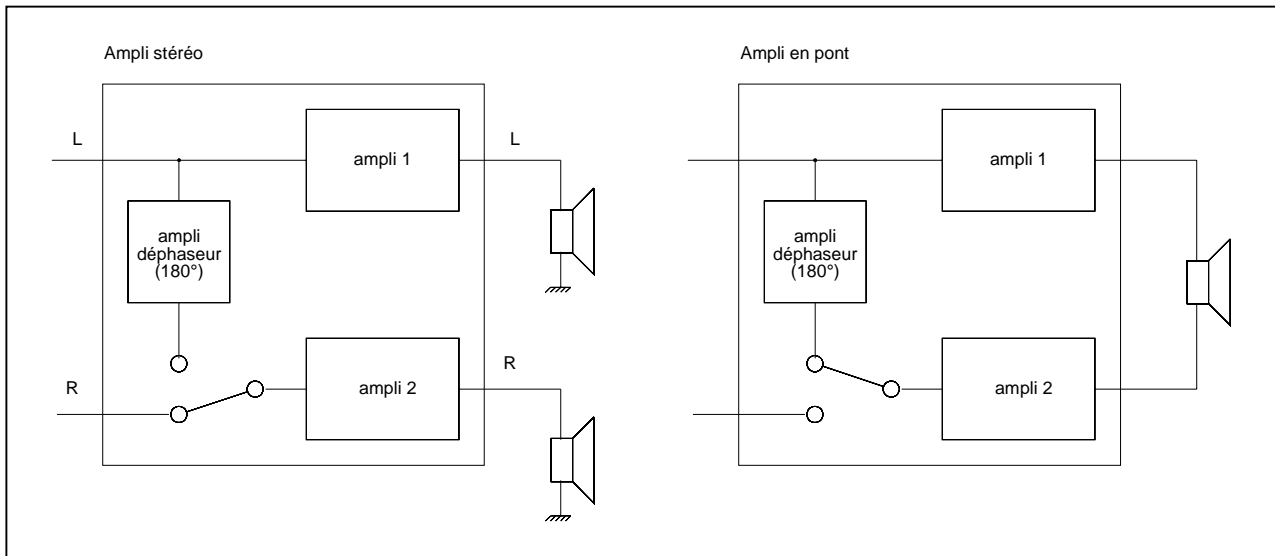
LM3876	50 W / 8Ω	alim +35 V/ - 35 V
LM1875	20 W / 4 ou 8Ω	alim max +30 V/ -30 V
TDA2005M	20 W	alim 0 / +14 V
TDA1554	stéréo 22 W	alim 12 V

3.5.10.5. Les amplificateurs en pont ("bridging").

Les amplificateurs de plus de 50 W deviennent difficiles à construire. Une des techniques consiste à employer deux amplificateurs, à les attaquer en opposition de phase et à alimenter la charge (haut-parleur) entre les deux sorties. Ainsi pour 50 W et 8 Ω on a besoin d'une tension de $U = \sqrt{50 \times 8} = \sqrt{400} = 20\text{V}$. Il s'agit de 20 V efficace, donc $20 \times 2 \sqrt{2} = 28\text{V peak}$. Tenant compte des tensions de déchets et d'une petite marge de sécurité, il faudra une tension d'alimentation de l'ordre de 32 à 36 V.

Grâce au montage en pont, la tension d'attaque du haut parleur sera double et la puissance va "monter" à $P = U^2 / R = (2 \times 20)^2 / 8 = 1600 / 8 = 200\text{ Watts}$.

Parfois un ampli stéréo peut être modifié en "mono et en pont". Dans ce cas il faudra un second ampli stéréo pour réaliser l'autre canal.



Cette technique est aussi utilisée dans les amplis de voiture. Le problème n'est pas tellement d'obtenir une forte puissance, mais de résoudre le problème de la limitation de la tension d'alimentation (13,8 V).



3.5.11. Les amplificateurs à fréquence intermédiaire et les ampli HF

Nous aborderons ces amplificateurs au chapitre 4 consacré aux récepteurs.

3.5.12. Amplificateurs RF de puissance

Nous aborderons ces amplificateurs au chapitre 5 consacré aux émetteurs.

3.5.13. La stabilité des amplificateurs

Murphy, notre saint patron, étant toujours à nos côtés, il arrive fréquemment qu'un montage amplificateur oscille et inversement qu'un oscillateur ne veuille pas osciller. Un gain excessif ou une réaction entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur peuvent conduire celui-ci à osciller.

Pour éviter qu'un amplificateur oscille, il faut prendre les précautions suivantes:

???????????????

3.5.14. Contre réaction

On dit que l'on produit une réaction lorsqu'on réinjecte à l'entrée d'un amplificateur une partie de la tension ou du courant obtenu à partir de la tension de sortie.

Suivant le sens de connexions (et de la fréquence), l'amplification en tension est soit augmentée, soit diminuée. On parle de **réaction positive** lorsque la tension réinjectée augmente l'amplification et on parle de **réaction négative** ou de **contre réaction** lorsque la tension réinjectée diminue l'amplification.



3.6. Les détecteurs

Nous aborderons les détecteurs au chapitre 4 consacré aux récepteurs.

3.7. Les oscillateurs

On dit que l'on produit une réaction lorsqu'on réinjecte à l'entrée d'un amplificateur une tension (ou un courant) obtenu à partir de la tension (ou du courant) de sortie. La réaction est dite

- positive lorsqu'elle augmente l'amplification
- négative lorsqu'elle diminue l'amplification et dans ce cas on utilise plutôt le terme contre réaction

Souvenez-vous que lorsqu'on a parlé des amplificateurs, nous avons dit que Murphy, notre saint patron, étant toujours à nos côtés, et qu'il arrive fréquemment qu'un montage amplificateur oscille et inversement qu'un oscillateur ne veuille pas osciller. Nous allons à présent voir les oscillateurs.

Un oscillateur est donc semblable à un amplificateur, toutefois dans un oscillateur on doit réinjecter une partie du signal de sortie vers l'entrée, et cette ré-injection doit se faire en phase.

Nous distinguons toutefois les oscillateurs haute fréquence (RF, IF, ...) et les oscillateurs basse fréquence.

Dans les oscillateurs haute fréquence, on distingue 3 sortes d'oscillateurs selon la manière de réinjecter une partie de la tension de sortie vers l'entrée :

- l'oscillateur Hartley
- l'oscillateur Colpitts
- l'oscillateur de Pierce, qui est le plus stable et qui utilise aussi un diviseur capacitif.

et il y a aussi l'oscillateur à quartz. Mais nous verrons ces oscillateurs au chapitre 4 consacré aux récepteurs.



3.8. Les circuits logiques

Au chapitre 2, nous avons parlé des circuits logiques en tant que "composant", nous allons maintenant étudier quelques circuits particuliers. Ce paragraphe sera plutôt présenté comme un "livre de recette", c'est à dire qu'on va donner un schéma et éventuellement la manière de calculer certaines valeurs. Vous pourrez alors reproduire ce schéma, l'essayer, modifier des valeurs, le mettre à votre, et utiliser ce bloc comme un bloc dans votre montage.

3.8.1. Rappel⁷

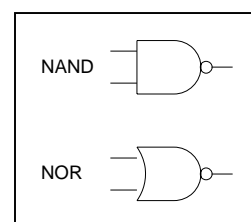
Il existe 2 familles de circuits logiques, dont les principales caractéristiques peuvent être résumées par le tableau suivant :

	alimentation	fréq. max	type	fan-out
TTL	4,75 à 5,25 V	3 à 110 MHz	7400	10 (à 20)
CMOS	4 à 15 V	8 à 20 MHz	4000 74HC00 et 74HCT00	50

La famille 74HCT est totalement compatible avec la famille 7400

Les 2 portes les plus utilisées sont les portes NAND et les portes NOR :

- si toutes les entrées d'une porte NAND sont à 1 , la sortie est à 0 ⁸
- si une seule entrée d'une porte NOR est à 1, la sortie est à 0



Par conséquent,

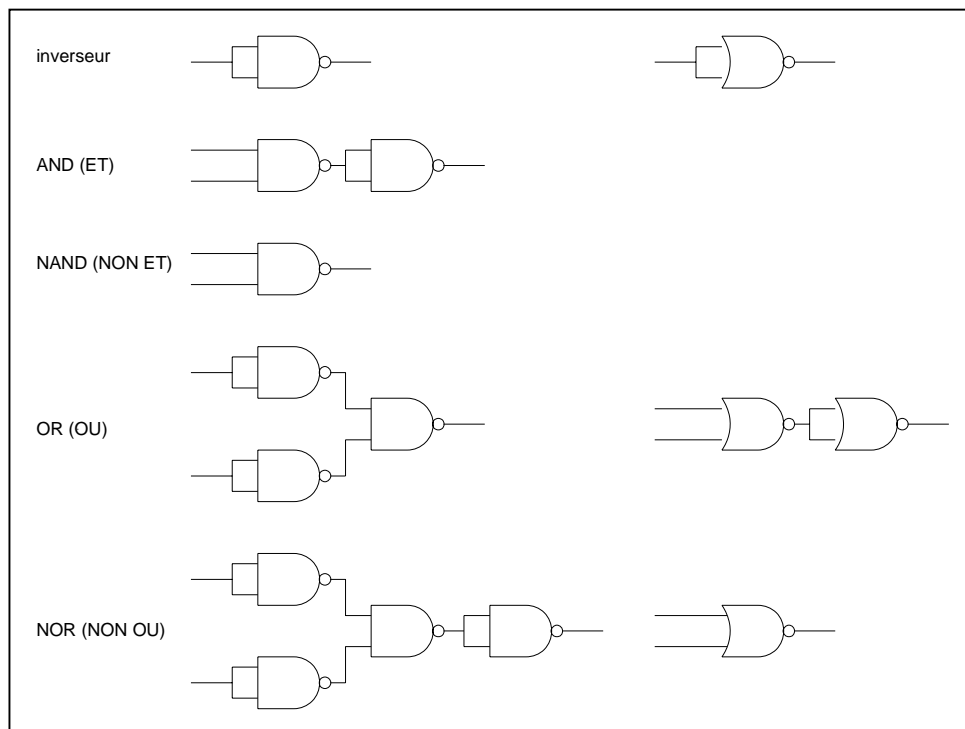
- si certaines entrées d'une porte NAND ne sont pas utilisées, elles doivent être mises à 1
- si certaines entrées d'une porte NOR ne sont pas utilisées, elles doivent être mises à 0

Dans le cas de portes à 2 entrées, on peut connecter l'entrée non utilisée sur celle qui est normalement utilisée.

Un circuit intégré possède en général plusieurs portes indépendantes. La figure ci-contre montre comment on peut réaliser, par câblage d'autres types de portes à partir d'un porte NAND ou d'une porte NOR.

⁷ Voir chapitre 2

⁸ Autrement dit : si une seule entrée d'une porte NAND sont à 0 , la sortie est à 1



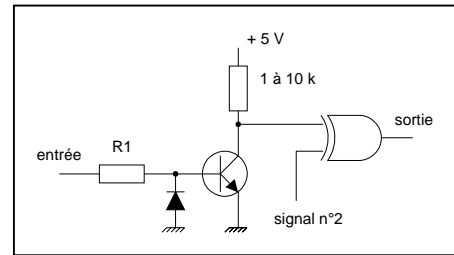
Le tableau suivant reprend une petite sélection des circuits les plus courants :

TTL	type		CMOS
7400	NAND	4 x 2 entrées	
7402	NOR	4 x 2 entrées	
7404	inverseur	6 x	
7406	inverseur	6 x (collecteur ouvert)	
7410	NAND	3 x 3 entrées	
7414	inverseur	6 x (avec trigger de Schmitt)	
7420	NAND	2 x 4 entrées	
7430	NAND	1 x 8 entrées	
7432	NOR	4 x 2 entrées	
7442		décodeur BCD → 10 lignes	
7447		décodeur BCD → afficheur 7 segments	
7472	JK	2 x	
7474	D	2 x	
7486	XOR	4 x 2 entrées	
7490		diviseur par 10	
7492		diviseur par 12	
7493		diviseur par 16	
74121		monostable	
74150	Sélecteur	16 lignes d'entrées → une sortie	
74151	Sélecteur	8 lignes d'entrées → une sortie	
74153	Sélecteur	4 lignes d'entrées → une sortie (2x)	
74154	Distributeur	1 entrée → une des 16 lignes de sortie	
74154	Distributeur	1 entrée → une des 4 lignes de sortie (x2)	
74164		registre à décalage 8 bits	

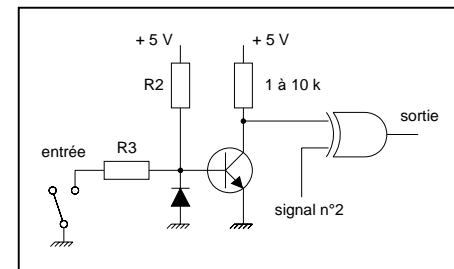
3.8.2. Adaptation aux signaux d'entrée

Pour attaquer les circuits logiques et réaliser les fonctions de délais, comptage et autres, il faudra adapter le signal d'entrée aux niveaux requis.

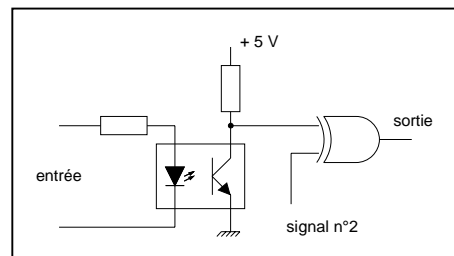
Si nous disposons d'un signal qui passe de 0 à +12 V par exemple, nous pourrions utiliser le montage ci-contre. La résistance R1 sera par exemple de l'ordre de 10 à 100 kΩ. La diode D évite le claquage inverse du transistor. Nous utilisons ici par exemple une porte XOR qui est attaquée par un signal n°2, mais ceci n'est qu'une simple supposition.



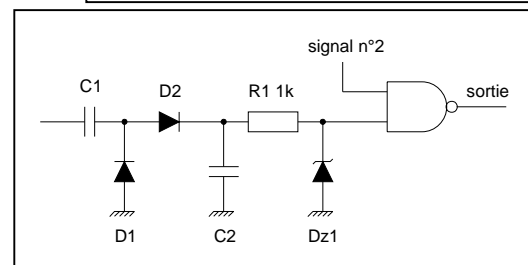
Si nous disposons d'un contact sec (c-à-d sans potentiel) on peut utiliser le montage ci-contre. R2 est calculé de sorte à obtenir un $I_B > I_C / \beta$ et R3 est calculé en sorte que la tension de base soit bien inférieure à 0,6 V lorsque le contact est fermé.



Dans le cas où on souhaite n'avoir aucun point commun, ni même la masse, on peut utiliser un optocoupleur à l'entrée.

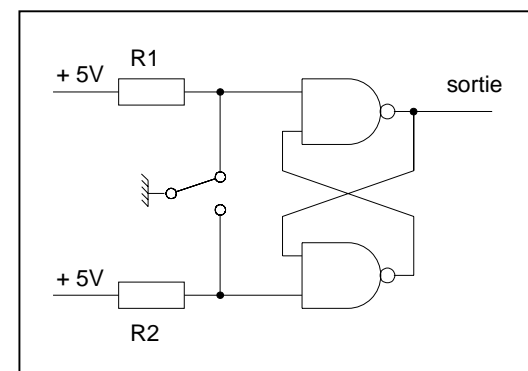


Le signal d'entrée peut aussi être un signal alternatif (BF ou HF). S'il s'agit d'un signal relativement faible, il y a intérêt à utiliser le montage "pompe à diodes". Les valeurs des condensateurs (C1 et C2) dépendent de la fréquence (en général 0,1μF pour la BF et 1 à 10 nF pour la HF). S'il y a un risque de dépasser la tension d'entrée (5V pour les TTL et 15 V pour les CMOS), il faut prévoir une diode zéner Dz1 de limitation de tension.



Un problème auquel on est parfois confronté est le "rebondissement des contacts". Pour éviter ce phénomène on utilise un contact inverseur et un flip-flop.

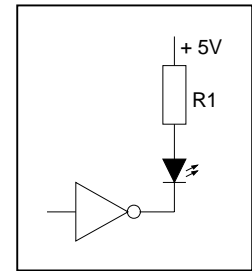
Les résistances R1 et R2 "tirent" les entrées vers + 5 V, on les appelle des résistances de **pull-up**. Elles ont une valeur comprise entre 1 kΩ et 10 kΩ, mais on trouve fréquemment 3k3 ou 4k7 !



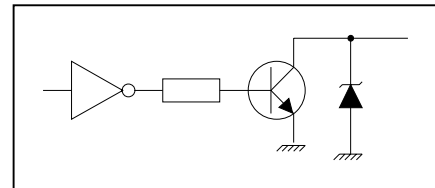


3.8.3. Adaptation à la charge

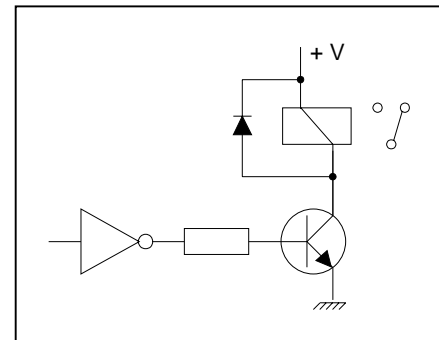
La sortie du montage va finalement commander "quelque chose". La commande d'une diode LED. La résistance R1 sera calculée pour limiter le courant à 10 mA par exemple.



Dans certains cas, on a besoin d'une sortie "collecteur ouvert" tel qu'indiqué ci-contre. La diode zéner Dz1 protège le transistor contre les tensions inverses.



On peut aussi avoir besoin d'un relais pour commander une charge importante. On utilise alors également un transistor. La tension d'alimentation peut être différente (mais dans la plupart des cas supérieure) à la tension des circuits logiques (5V en TTL, 12V en CMOS). Remarquez la diode qui protège le transistor des tensions inverses.





3.8.4. Logique combinatoire

Entre l'entrée et la sortie d'un montage logique, on trouve habituellement une partie de **logique booléenne**. Pour réaliser ce circuit, il faudra analyser le problème (par exemple comment fonctionne un relais radioamateur) et à combiner les différentes informations pour réaliser la fonction de sortie souhaitée. Dans la plupart des cas on trace donc le circuit au fur et à mesure de l'analyse du problème. Toutefois dans les cas très complexes, il est plus facile d'écrire les équations du circuit avant de passer au dessin.

Pour ces fonction, on fait appel aux **différentes portes**, mais essentiellement aux portes NAND et NOR.

3.8.5. Logique séquentielle

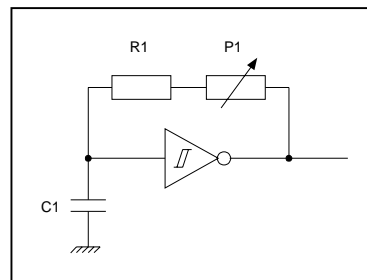
Nous aurons ici des fonctions qui résultent d'éléments qui appartiennent au passé. On fait donc appel aux différentes bascules.



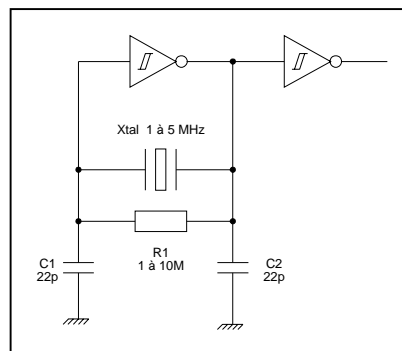
3.8.6. Oscillateurs

On peut réaliser un simple oscillateur à partir d'une porte inverseuse. Dans la figure ci-contre la fréquence est variable. Pour un 4584, R doit être compris entre 10 k et 1 M, C doit être compris entre 1nF et 1µF.

Si on prévoit un ajustage de la fréquence, il est préconisé d'utiliser une résistance "talon" (R1 dans ce cas). C'est elle qui déterminera avec C1, la fréquence maximale.



Si on a besoin d'une fréquence très stable, on peut utiliser un quartz. Le montage ci-contre fonctionne pour des valeurs de 1 MHz à 5 MHz. La résistance R1 aide à faire démarrer l'oscillateur. Pour des fréquences plus basses, il faudra augmenter la valeur des 2 condensateurs de 22 p.



Si on a besoin d'une fréquence très basse et très stable, on peut utiliser le 4060 dans le montage ci-contre. Suivant la fréquence du quartz on obtient un fréquence en Q14 de ...

Xtal	Q14
3,2768 MHz	200 Hz
4,194304 MHz	256 Hz

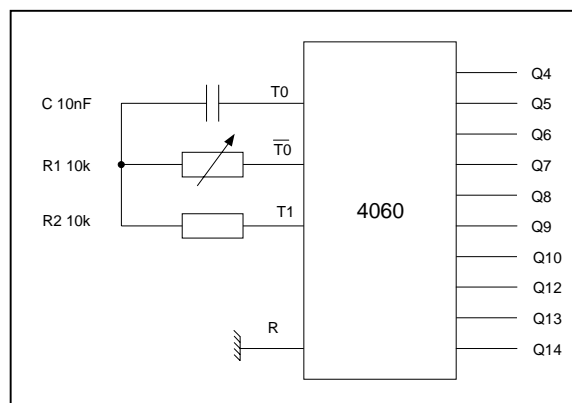
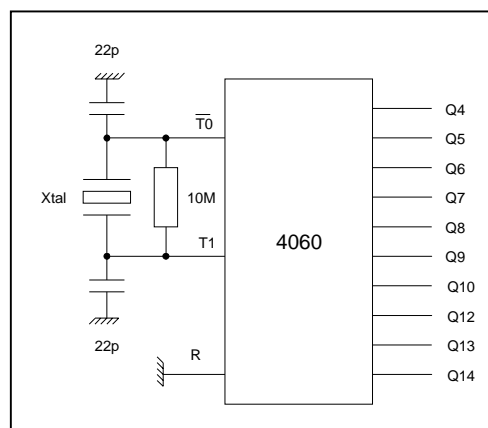
Le 4521 est assez similaire, il possède 24 étages et donc

Xtal	Q24
4,194304 MHz	0,25 Hz

On dispose en outre de fréquences intermédiaires, mais malheureusement pas toutes. On peut alors aussi utiliser les diviseurs suivants,

4020	14 étages (mais sans oscillateur)
4040	12 étages (mais sans oscillateur)

Mais le 4060 peut aussi être utilisé avec un oscillateur RC

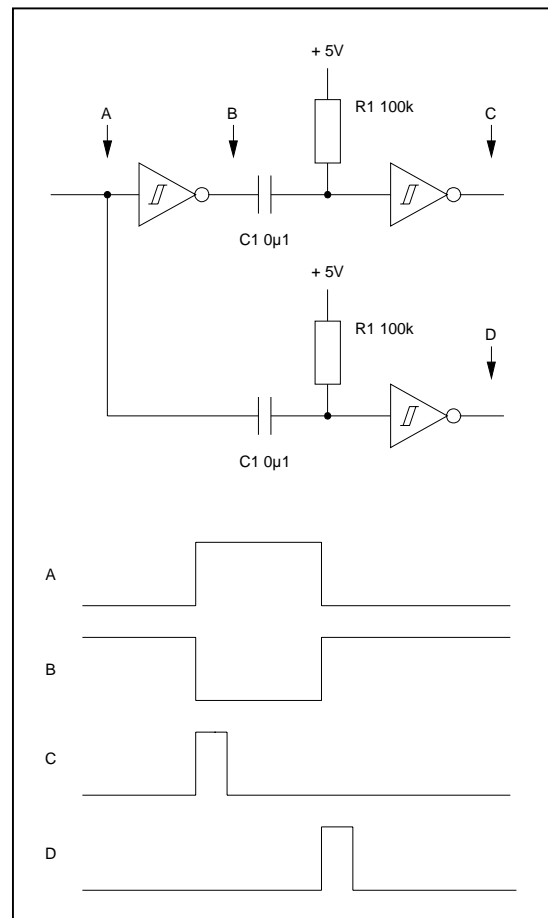
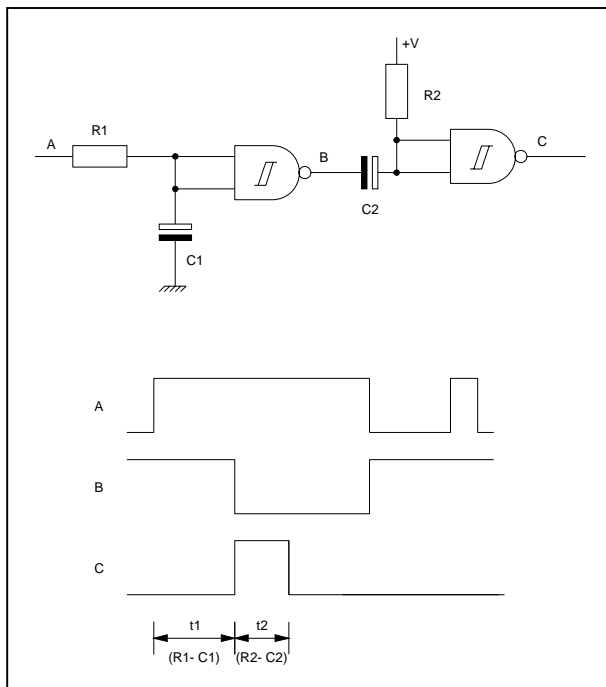


3.8.7. Génération d'impulsions sur flanc montant ou descendant

Lorsqu'il s'agit de déclencher certains événements, il faut parfois une impulsion au lieu d'un niveau continu. La figure ci contre montre comment générer de telles impulsions. La durée de l'impulsion est pratiquement égale à la constante de temps. Notez que dans ces applications, le condensateur est toujours en série.

3.8.8. Impulsion retardée

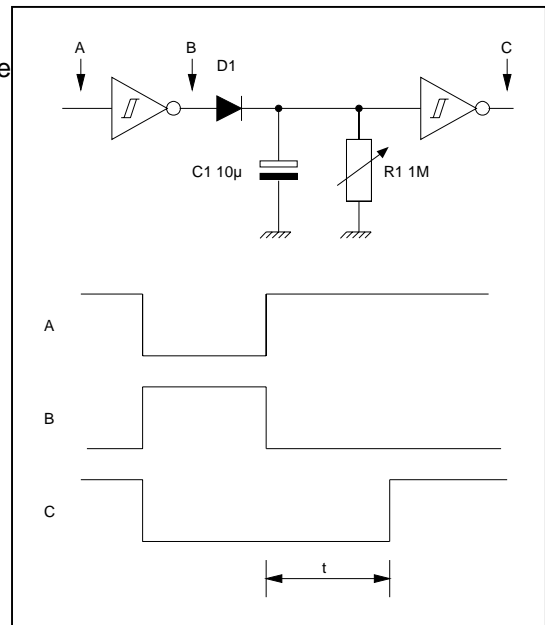
Le circuit suivant permet de retarder une impulsion. Notez que si le signal d'entrée n'a pas une largeur minimale égale à t_1 , rien ne se passe. Ceci permet, par exemple, de filtrer les impulsions parasites.





3.8.9. Allongement d'une impulsion

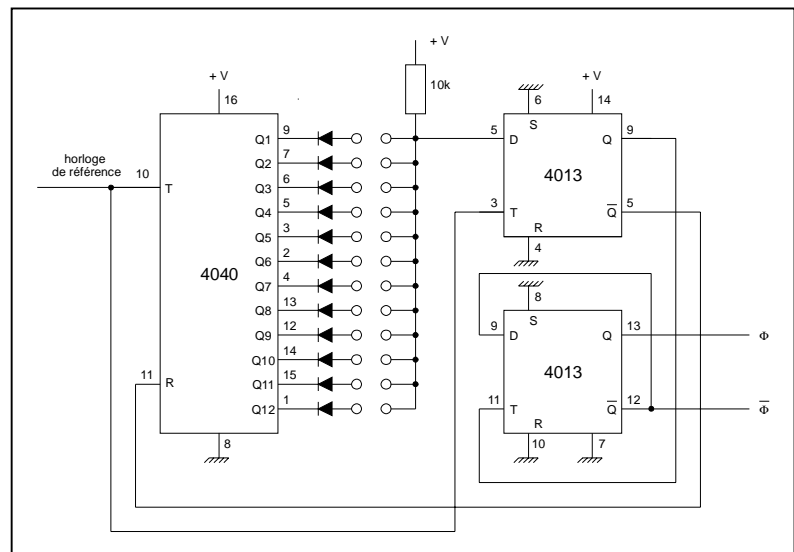
Le circuit suivant permet d'allonger une impulsion. La durée de temps.



3.8.10. Diviseur par "n"

Le circuit ci-contre permet de diviser un signal d'horloge. Le facteur de division est déterminé par la position des pontets et peut atteindre une valeur comprise entre 1 et 8191.

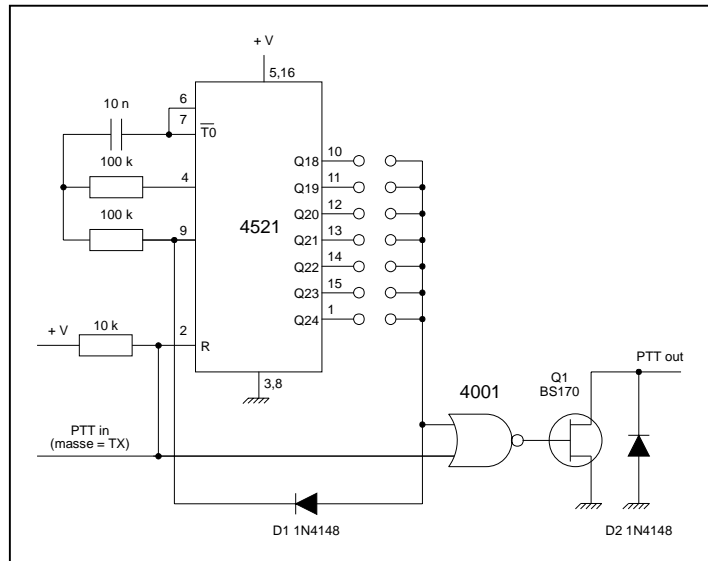
La deuxième partie du 4013 est un diviseur par 2 et permet d'obtenir un signal avec un rapport cyclique de 1/1.



3.8.11. "Chien de garde" ou watchdog⁹

Le montage ci-contre est un watchdog pour le circuit PTT d'un transceiver.

Lorsque le signal PTT in va à la masse le 4521 commence à compter. On peut sélectionner un nombre d'impulsions grâce aux pontets. Lorsque ce nombre est atteint toutes les sorties sélectionnées sont à 1 et par conséquent la sortie du 4001 est à 0, ce qui coupe le PTT out. A ce moment la broche 9 est mise à 1, ce qui empêche le 4521 de continuer son comptage.



Plus les systèmes sont sophistiqués, plus ils tombent en panne ... La plupart des programmeurs ajoutent déjà des "chiens de gardes" dans leurs programmes, mais cela ne suffit pas. Un système sûr implique un vrai chien de garde

- indépendant,
- alimenté par une source d'énergie sécurisée,
- avec une logique positive c-à-d que la condition normale soit la présence d'une tension (et non l'absence, car une liaison coupée doit aussi être détectée !)

On surveille donc un des signaux électriques et s'il n'y a pas d'activité pendant "x" secondes, on coupe l'alimentation, puis on la rebranche.

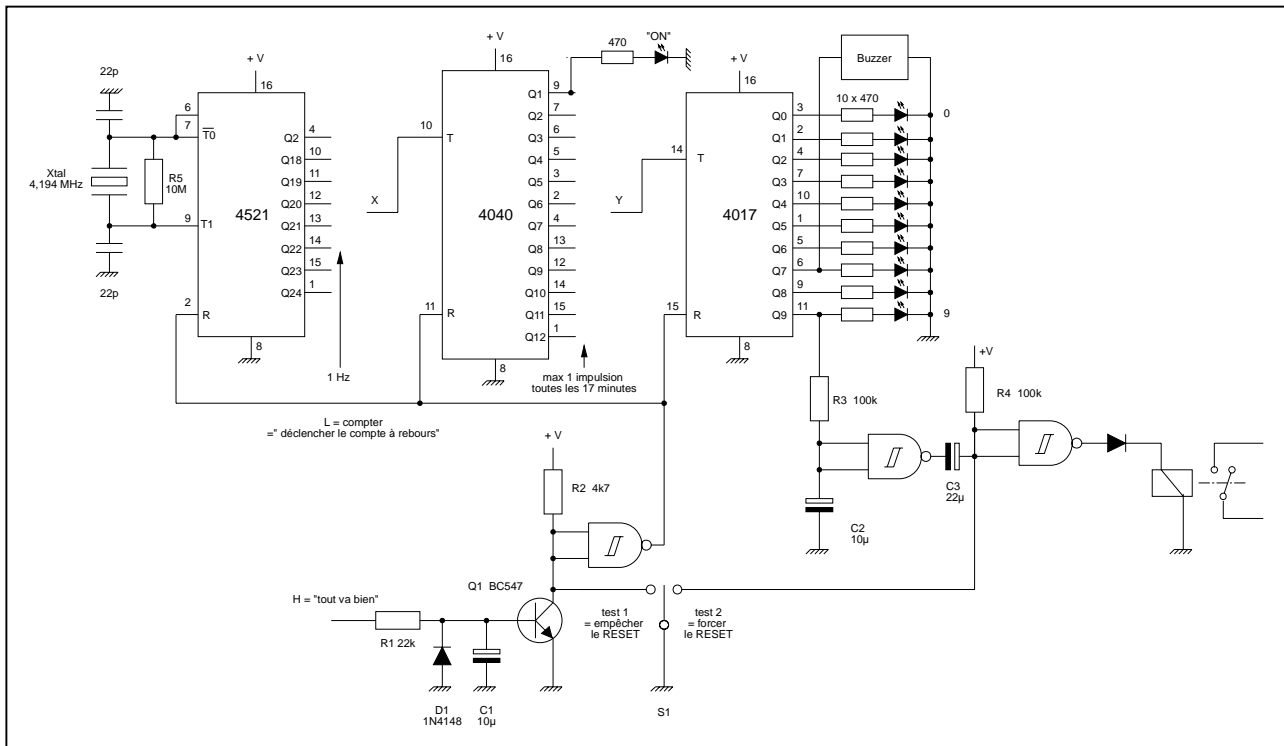
Le 4521 fournit la base de temps. Avec un Xtal à 4,194 MHz on arrive à 0,25 Hz maximum (1 cycle en 4 secondes). Le 4040 qui suit permet de diviser cette fréquence par 4096 pour avoir 1 cycle en 16384 sec (soit 273 sec ou 4,5 h ...). Pour des temps relativement courts (< 40 sec) ce 4040 n'est pas nécessaire. Les connexions "X" et "Y" permettent donc d'obtenir n'importe quel temps ! Le 4017 est un décodeur décimal.

En absence de panne la sortie Q0 du 4017 est à 1. En cas de panne, le compte à rebours commence et la situation est visualisée par une série de LEDs. Lorsque le 4017 arrive à la 7eme période, un buzzer annonce l'arrivée du reset. A la 8eme période le buzzer s'éteint et à la 9eme période on enclenche le relais pour faire le reset.

Un commutateur à 3 positions permet

- d'empêcher le reset pour des questions de maintenance par exemple
- de forcer le reset
- et un fonctionnement normal dans la position intermédiaire

⁹ Ce paragraphe doit être considéré comme une application, un exercice.



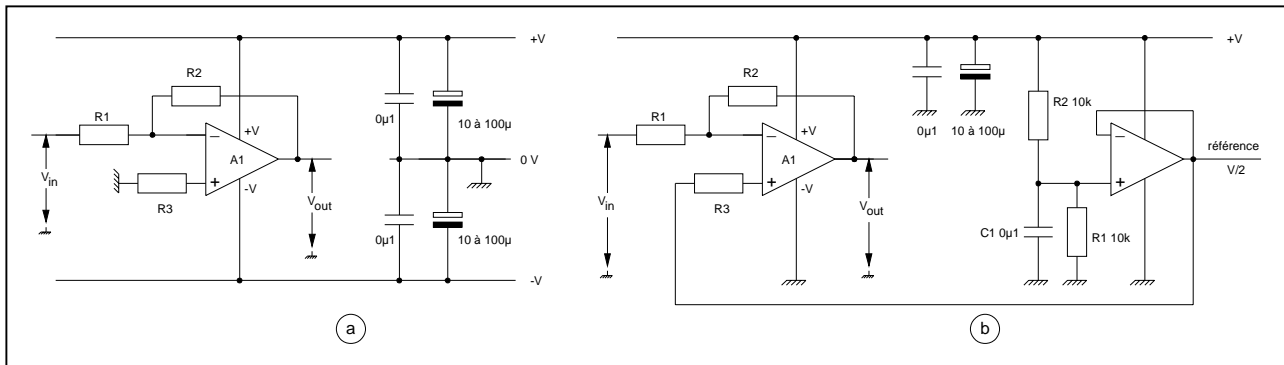
3.9. Les amplificateurs opérationnels

Au chapitre 2, nous avons parlé des amplificateurs opérationnels en tant que "composant", nous allons maintenant étudier comment les mettre en œuvre dans des circuits. Nous présenterons aussi ce paragraphe comme un "livre de recettes".

3.9.1. Deux types d'alimentation

On peut alimenter les AO

- soit par deux tensions symétriques $+V$ et $-V$ (figure a) (par exemple $+12V$ et $-12V$ ou $+15V$ et $-15V$),
- mais dans certains cas, la nécessité d'une deuxième tension d'alimentation pose des problèmes pratiques. Si on ne dispose que d'une tension d'alimentation (figure b) (par exemple $+9V$ ou $+12V$). on peut créer une tension de référence (égale à la moitié de la tension d'alimentation) par un simple diviseur potentiométrique entre $+V$ et la masse. Mais lorsqu'il faut alimenter plusieurs AO, on préfère créer cette tension de référence à partir d'un AO. Un seul AO peut fournir la demi tension d'alimentation à une dizaine d'autres AO.



Dans la figure ci-dessus, l'ampli opérationnel A1 est un amplificateur inverseur. Nous verrons ces différents montages dans la suite de ce chapitre.

Il ne faut pas oublier que l'amplitude maximum de la tension de sortie ("l'excursion") sera un peu plus petite que la différence entre $-V$ et $+V$.

Il est important de découpler correctement les alimentations, le plus près possible de chaque AO. Un double découplage par condensateur électrolytique et par condensateur céramique est recommandé.

Par souci de simplifications, tous les montages qui vont suivre supposent une alimentation symétrique.



3.9.2. Les deux montages fondamentaux : l'ampli inverseur et l'ampli non inverseur

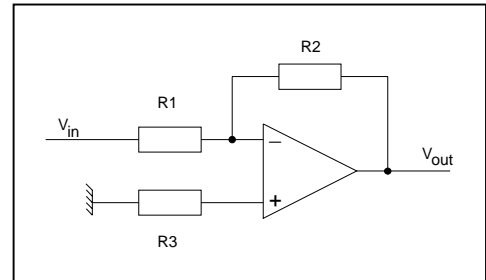
La figure ci contre montre deux montages classiques.

Le gain du montage inverseur est donné par la relation

$$A = - (R_2 / R_1)$$

L'impédance d'entrée est égale à R_1 .

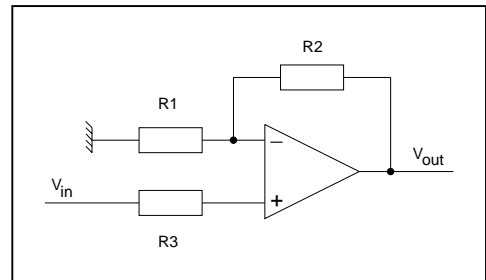
Pour que la dérive en température soit minimale, on choisit $R_3 = R_1 // R_2$.



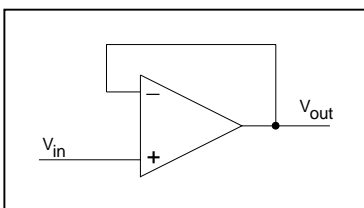
Le gain du montage non-inverseur est donné par la relation :

$$A = 1 + (R_2 / R_1)$$

L'impédance d'entrée est toujours très grande.

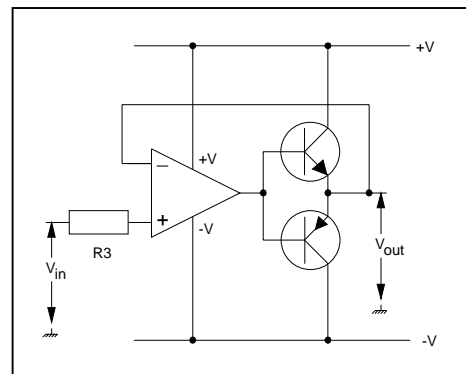


3.9.3. Le montage suiveur de tension



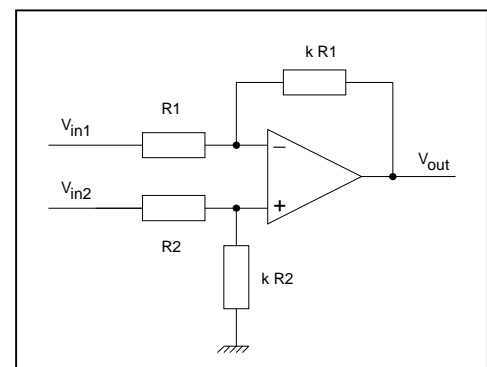
Ce montage possède une impédance d'entrée très grande, un gain égal à 1 et une impédance de sortie très faible. On utilise un suiveur de tension pour "isoler" un circuit d'un autre ou pour ne pas le "charger".

Mais parfois on a besoin d'un étage suiveur qui puisse fournir un courant important. Dans ce cas on utilise deux transistors de puissance complémentaires et on fait la boucle sur l'ensemble c-à-d sur l'OA + la paire de transistors.



3.9.4. Amplificateur différentiel

Dans ce cas $V_{out} = k (V_2 - V_1)$

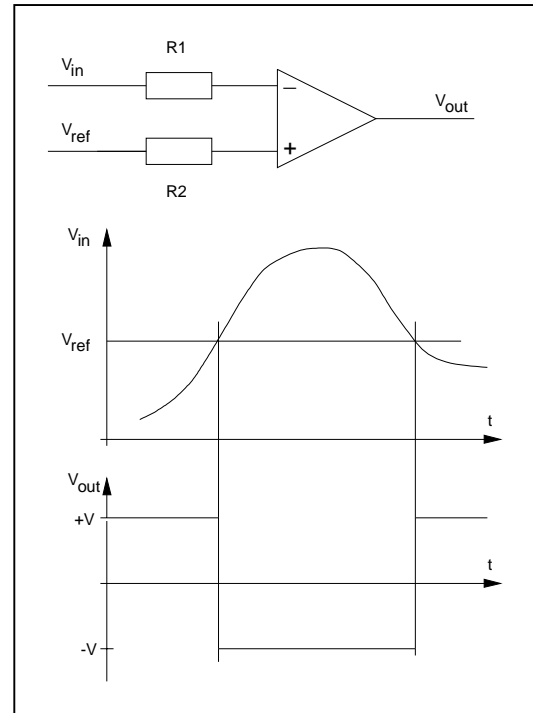
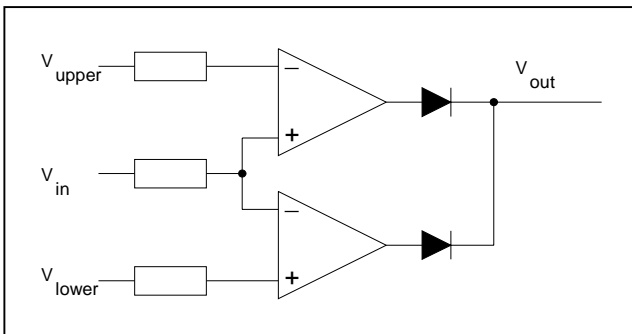




3.9.5. Comparateur de tension

Dans un comparateur de tension la tension d'entrée V_i est appliquée à l'entrée - par exemple et la tension de référence V_{ref} est appliquée à l'entrée + . La tension de sortie va basculer de $V_{OUT MAX}$ à $V_{OUT MIN}$ selon que V_i est inférieur ou supérieur à V_{ref}

Le montage ci-dessous est un "comparateur à fenêtre" : la tension de sortie V_{out} est positive si $V_{lower} < V_{in} < V_{upper}$



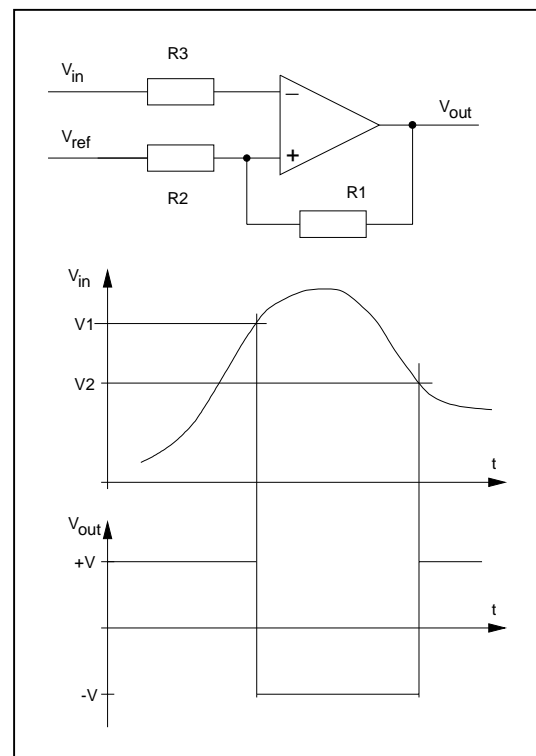
3.9.6. Trigger de Schmitt

Le trigger de Schmitt possède deux points de basculements (V_1 et V_2) selon que la tension va en croissant ou en décroissant.

$$V_1 = V_{REF} - (R_1 / R_1 + R_2) (V_{REF} - V_{OUT MAX})$$

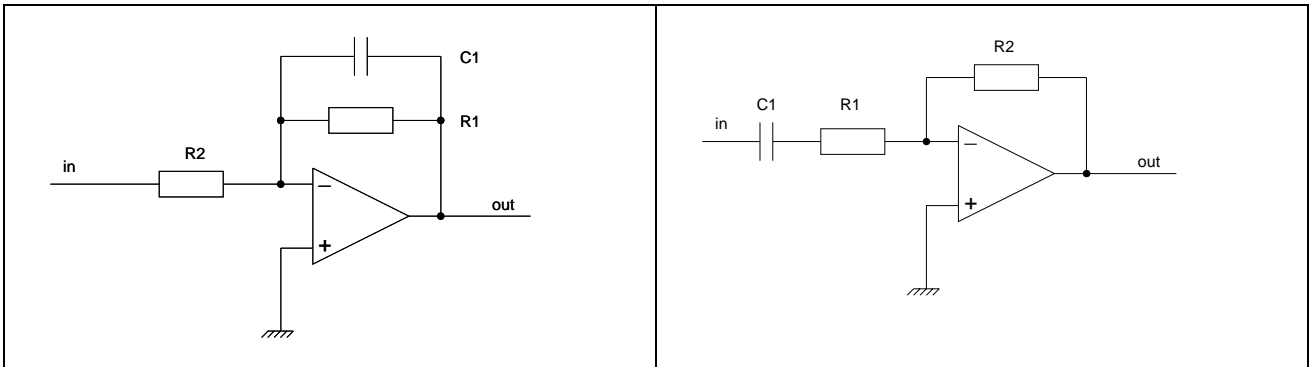
$$V_2 = V_{REF} - (R_1 / R_1 + R_2) (V_{REF} - V_{OUT MIN})$$

$$\text{hystérésis} = V_1 - V_2 = (R_1 / R_1 + R_2) (V_{OUT MAX} - V_{OUT MIN})$$





3.9.7. Intégrateur et différenciateur





3.9.8. Filtres actifs

Lorsqu'on veut faire des filtres dans le domaine des fréquences audio, les selfs et les condensateurs prennent vite des dimensions inquiétantes, par contre les AO permettent de construire des filtres actifs avec seulement quelques R et C.

3.9.7.1. Filtres passe bas

Le premier filtre est un passe bas du 1er ordre. On choisit d'abord C1, puis on calcule

$$R1 = a11 / 2\pi f C1$$

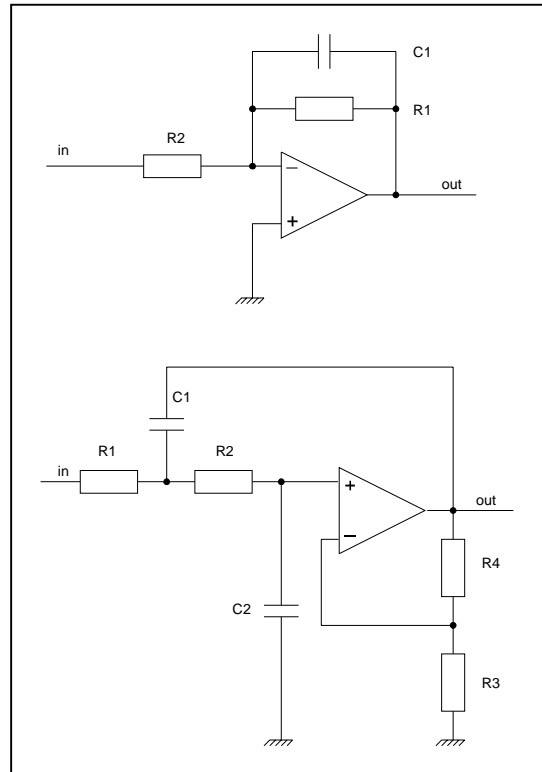
$$\text{et } A = R1/R2$$

Le deuxième filtre est un passe bas du second ordre. Ici aussi on choisit d'abord $C1 = C2 = C$, puis on calcule

$$R1 = \sqrt{b12} / 2\pi f C$$

$$\text{puis } A = 3 - a12 / \sqrt{b12}$$

$$\text{et } R4 = (A-1) R3$$



3.9.7.2. Filtres passe haut

Le troisième filtre est un passe haut du 1er ordre. On choisit d'abord C1, puis on calcule

$$R1 = 1 / 2\pi f a12 C1$$

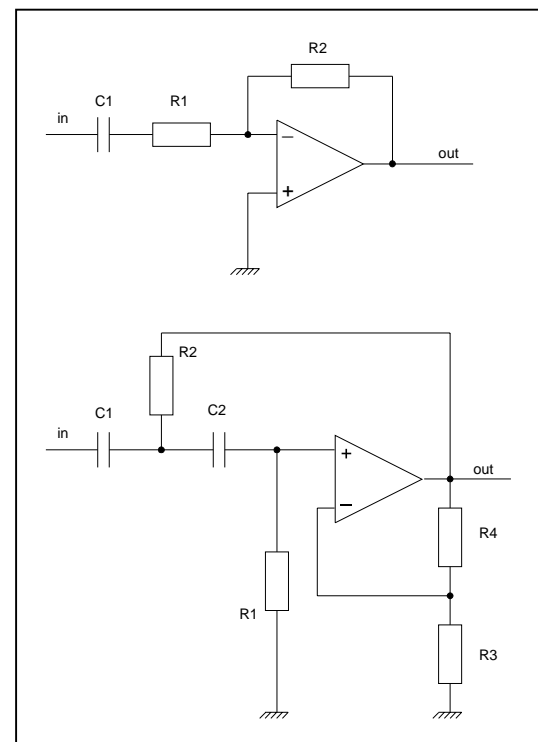
$$\text{et } A = R1/R2$$

Le quatrième est un passe haut du second ordre. Ici aussi on choisit d'abord $C1 = C2 = C$, puis on calcule

$$R1 = 1 / 2\pi f C \sqrt{b12}$$

$$A = 3 - a12 / \sqrt{b12}$$

$$R4 = (A-1) R3$$





3.9.7.3. Procédure de calcul

On détermine le type de filtre (atténuation critique, Bessel, Tschebyscheff, ..)

On fixe l'ordre du filtre. Un filtre du 1er ordre atténue de 6 dB par octave (20 dB par décade), un filtre du 2d ordre atténue de 12 dB par octave, un filtre du 3e ordre atténue de 18 dB par octave et ainsi de suite... Pour faire un filtre du 3eme ordre on met un filtre du 1er ordre en série avec un filtre du 2d ordre.

On détermine les coefficients d'après le tableau.

Pour chacun des filtres on détermine les composants. Dans beaucoup de cas on doit fixer d'abord un élément, on fixera par exemple la valeur d'un condensateur car il est toujours plus facile de trouver une résistance à 1 % qu'un condensateur à 1 % ! Pour le condensateur on choisira des condensateurs styroflex ou des MKM qui ont une bonne précision et une bonne stabilité dans le temps.

Si on arrive a des valeurs trop exagérées ($R < 10 \Omega$ ou $R > 1M\Omega$) alors recommence les calculs avec une autre valeur de condensateur.

	ordre	étage n°			
atténuation	1	1	a11 = 1	b11 = 0	
critique	2	1	a12 = 1,29	b12 = 0,41	
	3	1	a13 = 0,51	b13 = 0	
		2	a23 = 1	b23 = 0,26	
	4	1	a14 = 0,87	b14 = 0,19	
		2	a24 = 0,87	b24 = 0,19	
	5	1	a15 = 0,39	b15 = 0	
		2	a25 = 0,77	b25 = 0,15	
		3	a35 = 0,77	b35 = 0,15	
	6	1	a16 = 0,7	b16 = 0,12	
		2	a26 = 0,7	b26 = 0,12	
		3	a36 = 0,7	b36 = 0,12	
	Bessel	1	1	a11 = 1	b11 = 0
	2	1	a12 = 1,36	b12 = 0,62	
	3	1	a13 = 0,76	b13 = 0	
		2	a23 = 1	b23 = 0,48	
	4	1	a14 = 1,34	b14 = 0,49	
		2	a24 = 0,77	b24 = 0,39	
	5	1	a15 = 0,67	b15 = 0	
		2	a25 = 1,14	b25 = 0,41	
		3	a35 = 0,62	b35 = 0,32	
	6	1	a16 = 1,22	b16 = 0,39	
		2	a26 = 0,97	b26 = 0,35	
		3	a36 = 0,51	b36 = 0,28	
Tschebyscheff	1	1	a11 = 1	b11 = 0	
(3 dB)	2	1	a12 = 1,07	b12 = 1,93	
	3	1	a13 = 3,35	b13 = 0	
		2	a23 = 0,36	b23 = 1,19	
	4	1	a14 = 2,19	b14 = 5,53	
		2	a24 = 0,2	b24 = 1,2	
	5	1	a15 = 5,63	b15 = 0	
		2	a25 = 0,76	b25 = 2,65	
		3	a35 = 0,12	b35 = 1,07	
	6	1	a16 = 3,27	b16 = 11,7	
		2	a26 = 0,41	b26 = 1,99	
		3	a36 = 0,08	b36 = 1,09	



3.9.7.4. Filtre passe bande

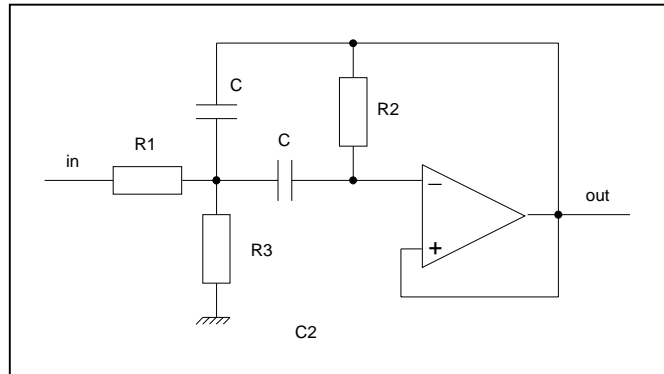
Soit A l'amplification du filtre, B la bande passante, on commence par choisir un condensateur, puis, on calcule

$$R2 = 1 / (B \pi C)$$

$$R1 = R2 / 2 A$$

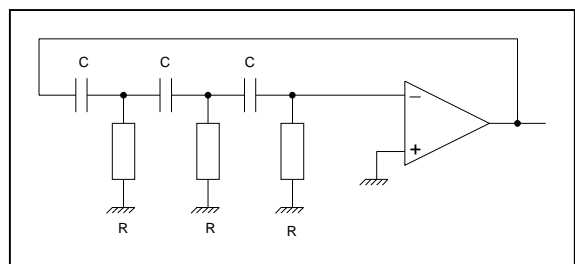
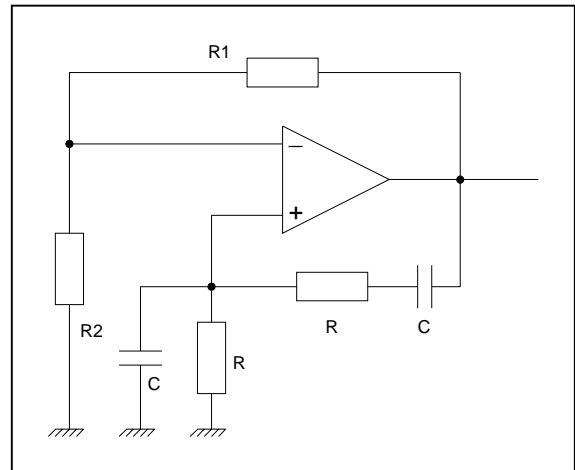
$$R3 = 1 / ((2\pi f C)^2 \times R2)$$

On peut rendre ce filtre ajustable en réglant R3.



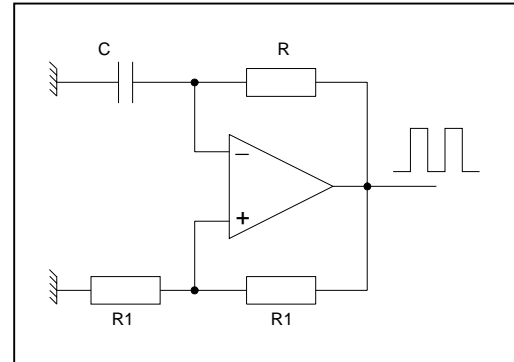
3.9.8. Oscillateurs

3.9.8.1. Oscillateur sinusoïdal



3.9.8.2. Générateur d'ondes carrées

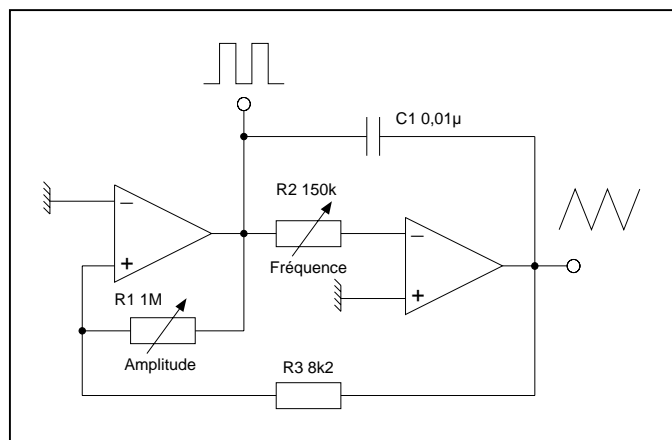
Le schéma ci-contre est un générateur d'ondes carrées dont la fréquence est approximativement $f = 1 / RC$.



3.9.9.3. Générateur de fonction

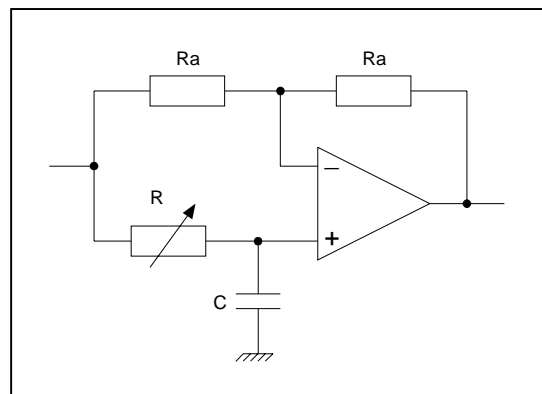
Le circuit ci-contre permet de générer un signal rectangulaire et une dent de scie dont l'amplitude et la fréquence sont réglables.

Comme déjà indiqué plus haut, il convient de prévoir une résistance "talon" pour les deux réglages.



3.9.9. Déphaseur

Grâce au montage ci-contre il est possible de déphaser un signal sinusoïdal de 0 à (presque) 180°. Le déphasage est donné par $\varphi = 2 \operatorname{atn}(RC\omega)$



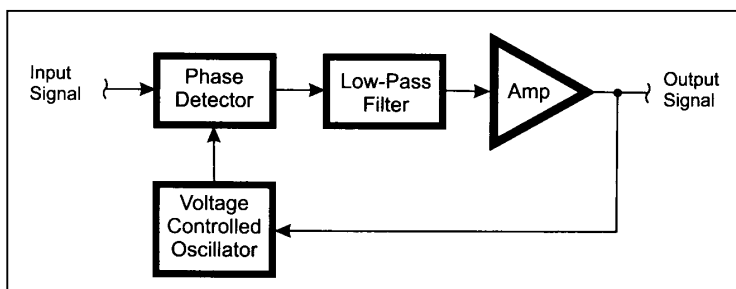


3.10. Boucle à verrouillage de phase (PLL)

Les boucles à verrouillage de phase ou Phase Locked Loop ou PLL peuvent être utilisées dans différentes applications dans le domaine radio amateur, elles peuvent être utilisées comme démodulateur FM, comme synthétiseur de fréquence, comme démodulateur FSK (démodulateur RTTY). Une boucle à verrouillage de phase est un système asservi qui comprend

- un détecteur de phase,
- un filtre de boucle,
- un amplificateur CC, et
- un oscillateur commandé en tension (VCO Voltage -Controlled Oscillator).

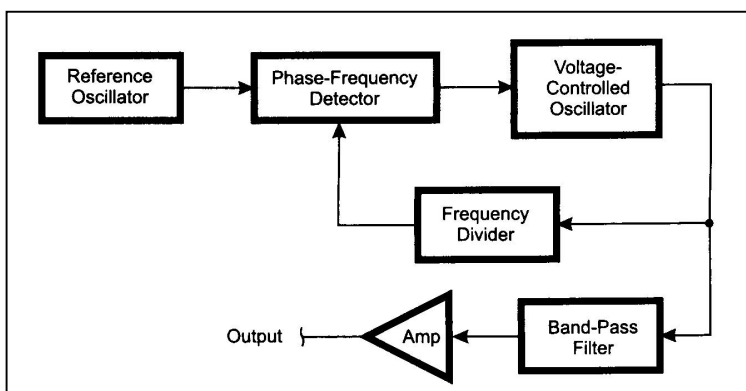
Le signal du VCO et le signal d'entrée ont appliqués à un détecteur de phase qui produit une tension d'erreur correspondant à la différence entre la fréquence du VCO et celle du signal d'entrée. Cette tension d'erreur est filtrée puis amplifiée et renvoyée vers le VCO, de telle sorte que cet oscillateur se mette sur la même fréquence que le signal d'entrée. Lorsque le VCO est à la même



fréquence que le signal d'entrée, le signal d'erreur est pratiquement nul et on dit que le VCO est accroché sur la fréquence d'entrée. Toute variation de la phase (ou de la fréquence) du signal d'entrée est détectée par le comparateur de phase et génère une tension qui corrige le VCO.

Une application importante des PLL est la démodulation des signaux FM. Si le signal d'entrée est un signal modulé en fréquence, donc si sa fréquence varie, la tension d'erreur est une représentation exacte de la modulation (le signal audio qui a modulé l'émetteur FM ...). La sortie est donc le signal FM démodulé.

L'autre application importante est l'utilisation des PLL comme synthétiseur de fréquence. Un diviseur de fréquence permet d'obtenir de nombreuses fréquences de sortie en utilisant un seul générateur de référence. Dans la plupart des applications, la division est contrôlée de façon électronique. Pour changer la fréquence, il suffit de changer le rapport de division. Ici aussi, le comparateur de phase compare la fréquence de l'oscillateur de référence avec la fréquence du VCO divisé par "n". Le comparateur de phase produit alors une tension de commande du VCO.



Si la différence entre la fréquence du VCO et la fréquence de l'oscillateur de référence est trop grande, le PLL ne pourra pas se verrouiller. La plage de fréquence dans laquelle une PLL peut se verrouiller est appelé plage de capture.

Le détecteur de phase, le filtre et l'ampli CC peuvent être contenu dans un seul CI.

Un PLL corrige constamment sa fréquence, ces variations produisent du bruit de phase. Il s'agit en fait d'un bruit qui s'étale de part et d'autre de la porteuse.



3.11. La synthèse directe de fréquence (DDS)

La synthèse directe de fréquence ne fait pas partie du programme HAREC, toutefois comme la plupart des transceivers modernes utilisent cette technique, il serait dommage de ne pas savoir ce que c'est !

La figure ci contre montre un système à **synthèse directe de fréquence** encore appelé **Direct Digital synthesizer** ou **DDS**. Ce type de synthétiseur est basé sur le fait qu'on peut définir un signal en spécifiant une série de valeurs (d'une sinusoïde ou d'une cosinusoïde) pris à des intervalles égaux. Un oscillateur à quartz définit la vitesse d'échantillonnage.

A 7-34

L'incrément de phase, à l'entrée de l'additionneur, définit le nombre d'échantillons en un cycle. Le signal d'horloge de l'oscillateur commande

l'accumulateur de phase et provoque un échantillonnage du signal qui sort de l'additionneur, puis d'incrémenter l'additionneur de l'incrément de phase. La valeur de l'accumulateur de phase varie de 0 à 360. La table dans la ROM, contient les valeurs d'une sinusoïde pour chaque angle de l'accumulateur de phase.

Supposons que notre synthétiseur utilise un oscillateur à quartz de 10 kHz. Ceci signifie qu'il y aura un échantillon toutes les 0,1 ms. Si l'incrément de phase vaut 36°, il y aura donc 10 échantillons par cycle, par exemple à 0°, 36°, 72°, 108°, 144°, 180°, 216°, 252°, 288° et 324°. Le temps total pour faire ces 10 échantillons sera donc de $10 \times 0,1 \text{ ms} = 1 \text{ ms}$. Ce qui signifie que le signal aura une fréquence de 1 kHz. (voir figure B).

Les valeurs sinusoïdales sont envoyées à un convertisseur numérique/analogique (DAC) et la sortie analogique est envoyée vers un filtre passe bas. Ce filtre passe bas, encore appelé "anti-alias" ?. Un beau signal sinusoïdal en résulte (voir figure C).

Nous pouvons changer la fréquence du signal en changeant l'incrément de phase. Si nous prenons par exemple 72°, chaque cycle va durer 0,5 ms, et la fréquence de sortie sera donc de 2 kHz.

Le DDS présente comme inconvénient d'avoir besoin d'un système de contrôle assez compliqué pour donner le bon incrément de phase. Pour cela on emploie un microcontrôleur ou un ordinateur. On n'a plus de problème de bruit de phase comme pour les PLL. Toutefois il apparaît des impuretés spectrales pour des fréquences bien particulières.

On emploie parfois aussi une combinaison de PLL et de DDS.



3.12 Traitement numérique du signal (DSP)

- FIR et IIR
- Transformée de Fourier (DFT et FFT)
- DDS



Chapitre 4 : Les récepteurs

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Certes, l'émetteur et le récepteur sont 2 éléments fondamentaux dans une station radioamateur. Pour des raisons de simplification et d'économie, ces deux appareils sont souvent regroupés en un seul que l'on appelle un transceiver. La plupart des radioamateurs utilisent des transceivers, mais pour les besoins de ce cours nous aborderons séparément les émetteurs et les récepteurs.

Nous analyserons principalement l'émetteur et le récepteur ou le transceiver dans le cadre du radio amateurisme mais parfois on en parlera dans un cadre plus général de la radiodiffusion.

Nous essayerons de développer les exemples concrets sur ce qui nous intéresse directement : les transceivers décimétrique avec les modulations CW et SSB et les transceivers VHF (ou UHF) en modulation de fréquence (NBFM).

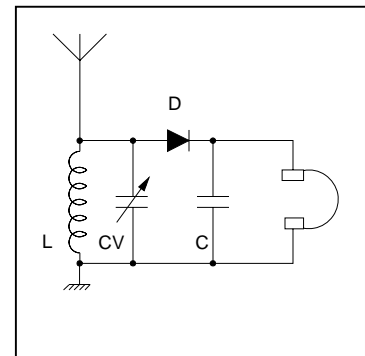
4.1. Types de récepteurs

4.1.1. Récepteurs directs

Lorsque Marconi fit ses expériences "radio", il utilisa un récepteur avec un détecteur que l'on appelait alors le cohéreur de Branly.

Le récepteur à galène est une variante de ce premier récepteur, et il comporte un circuit d'accord, un détecteur (une galène) et un casque pour écouter le signal.

Dans un dessin un peu plus moderne, on aurait le circuit ci-contre : L'accord sur la fréquence à recevoir se fait grâce à la self L et au condensateur CV. La détection se fait par la diode D et C supprime la HF.

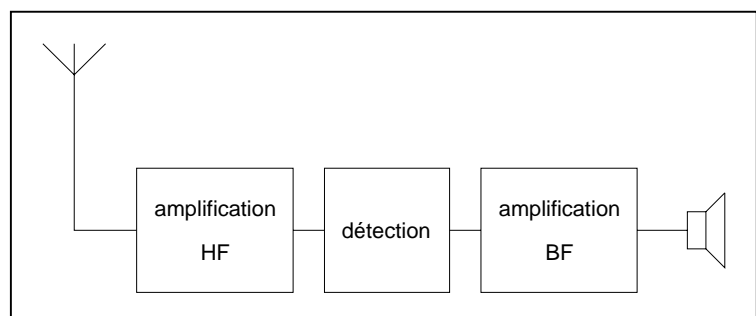


Ce type de récepteur est encore appelé **récepteur direct**.

Il ne reçoit que les stations proches, et il y a beaucoup de distorsion lorsque le signal est élevé. Il sera toutefois utilisé pendant quelques dizaines d'années, pour la réception des signaux AM (A3E).

Ces récepteurs vont disparaître avec l'apparition des tubes où l'amplification HF¹ va permettre d'améliorer sa sensibilité et la sélectivité, tandis que l'amplification BF va permettre d'écouter les émissions sur un haut parleur.

Le schéma bloc d'un tel récepteur direct avec ses étages d'amplification est repris ci-contre.



¹ A l'époque on faisait la distinction entre "basse fréquence" pour désigner tout le spectre audio et "haute fréquence" pour désigner tout le reste !

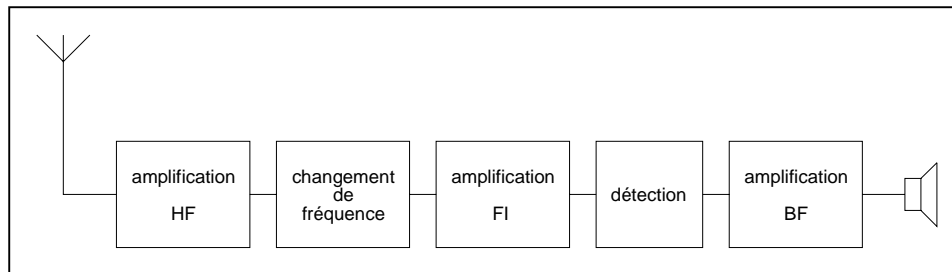


4.1.2. Récepteurs superhétérodynes

Dans un récepteur direct, chaque étage HF doit être accordé, ce qui constitue déjà un handicap au niveau de la manipulation. Il en résulte aussi que la caractéristique globale du récepteur est fonction de l'endroit où on se trouve (début, milieu ou fin de bande). Le problème devient encore plus marqué lorsqu'on veut utiliser plusieurs bandes de fréquence (les OL, les OM et peut être les OC).

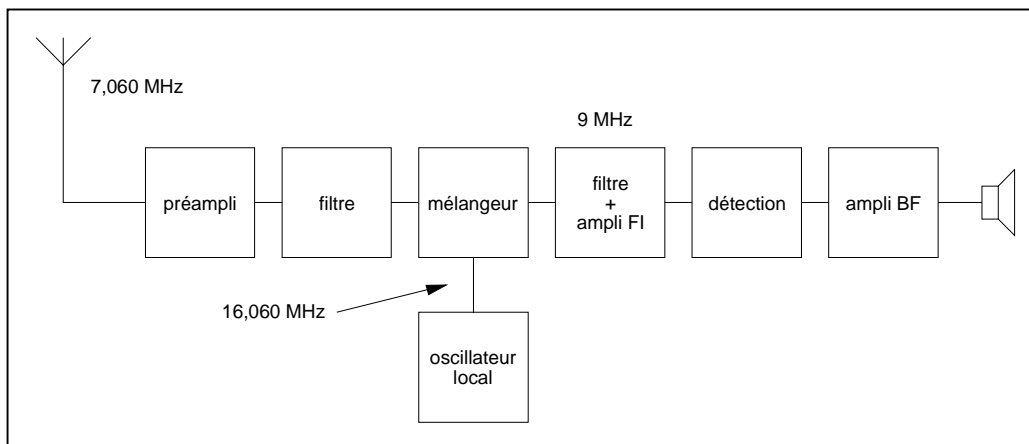
De plus la bande passante (donc la sélectivité) est variée d'un bout à l'autre de la bande à recevoir.

Il est alors venu l'idée de construire une chaîne d'amplification à fréquence unique et à convertir le signal d'entrée vers cette fréquence unique. C'est ainsi qu'est apparu le récepteur **superhétérodyne**.



Deux nouvelles fonctions apparaissent dans le schéma bloc : le **changement de fréquence** qui aura pour but de transformer le signal reçu à une fréquence f_r en une autre fréquence appelée fréquence intermédiaire^{2 3} et notée FI, et, l'**amplification à fréquence intermédiaire**.

Le changement de fréquence lui-même nécessite deux fonctions distinctes : le mélangeur et l'oscillateur local. Le schéma bloc d'un récepteur pour radioamateur (bande 40 m) ressemble donc à la figure ci-dessous



L'amplificateur à fréquence intermédiaire va fournir la plus grosse partie du gain de la chaîne de réception, c'est lui aussi qui va limiter le spectre de fréquence de sorte que le détecteur ne voie que le signal à recevoir.

² On a aussi utilisé le terme "moyenne fréquence", puisqu'elle se situait entre la haute fréquence et la basse fréquence, mais le terme fréquence intermédiaire est plus correct, car parfois la fréquence intermédiaire peut être supérieure à la fréquence du signal à recevoir.

³ En anglais Intermediate Frequency ou IF.



La valeur de cette fréquence intermédiaire dépend de plusieurs critères, et les valeurs fréquemment rencontrées sont les suivantes :

- les récepteurs de radiodiffusion AM ont souvent une fréquence intermédiaire de 455 kHz,
- pour la FM, la FI est de 10,7 MHz,
- pour la TV, la FI est à 38,9 MHz pour l'image et 33,4 MHz pour le son,
- pour les radioamateurs les FI des récepteurs décimétriques sont aux environs de 8 ou 9 MHz,
- pour la bande 144 à 146 MHz, la FI est généralement de 10,7 MHz
- pour la bande 430 à 440 MHz, la FI est généralement de 21,6 MHz

La chaîne d'amplification à FI, est suivie d'un détecteur, puis d'un amplificateur audio qui donne au signal le niveau et la puissance nécessaire pour attaquer le haut parleur.

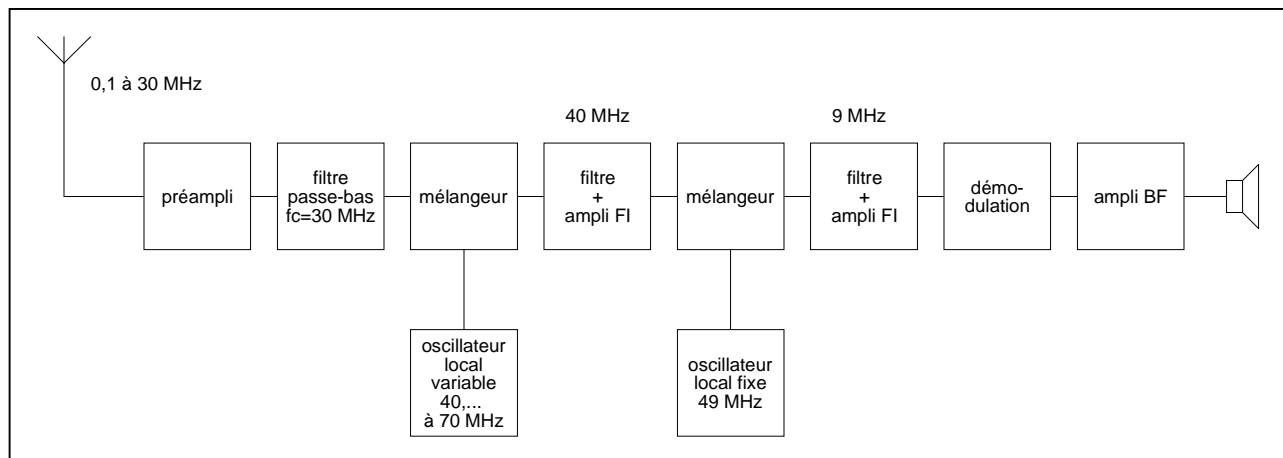
Devant cette chaîne à fréquence intermédiaire on devra procéder au changement de fréquence. Ceci s'effectue à l'aide d'un mélangeur qui reçoit d'une part

- le signal d'antenne filtré et éventuellement amplifié, et d'autre part,
- le signal de l'oscillateur local.

Nous aurons l'occasion de revenir sur chacun de ces éléments plus tard, contentons-nous d'abord de les identifier dans le schéma bloc ci-dessus.

Si on veut réaliser un récepteur avec un grand gain, il apparaît rapidement un problème d'accrochage. Dans ce cas on préfère réaliser deux changements de fréquence consécutifs, on parle alors de récepteurs à double changement de fréquence. On aura donc 2 changements de fréquences en cascade.

Dans le cas d'un récepteur décimétrique, par exemple :

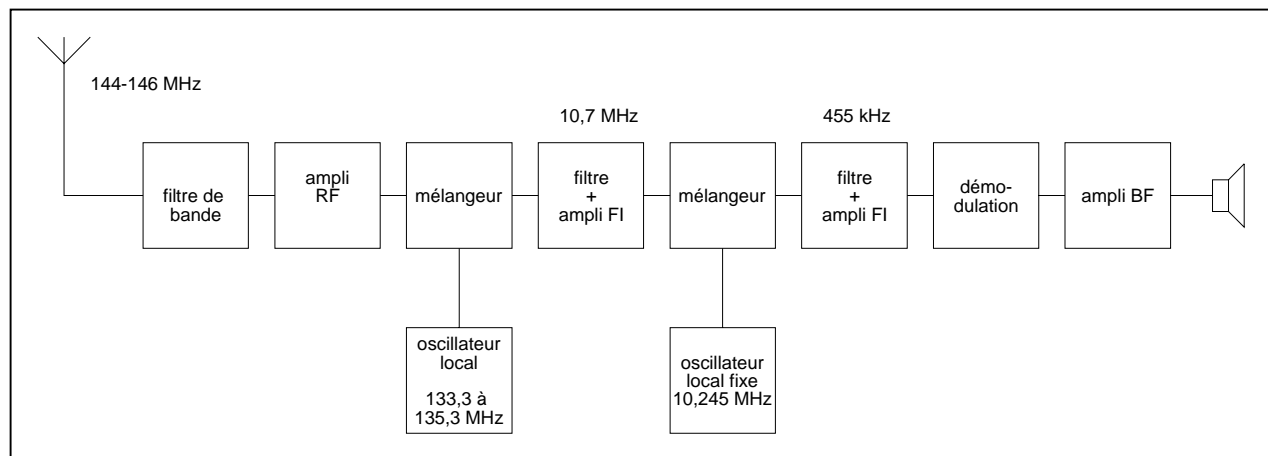


La 1ère FI est à 40 MHz, donc si nous voulons couvrir 0,1 à 30 MHz, l'oscillateur local devra être accordé entre 40,1 et 70 MHz. La 2ème FI étant à 9 MHz, le deuxième oscillateur local sera fixe et sur 49 MHz.

Notons que nous parlons ici de démodulation, qui est un terme plus générique applicable à plusieurs modes de modulation (AM, CW, SSB, FM, ...) alors que la détection ne s'applique qu'à l'AM.



Dans le cas d'un récepteur VHF par exemple :



La 1ere FI est à 10,7 MHz, donc si nous voulons couvrir 144 à 146 MHz, l'oscillateur local devra être accordé entre 133,3 MHz et 135,3 MHz.

La 2eme FI étant à 455 kHz, le deuxième oscillateur local sera fixe et sur $10,7 - 0,455$ soit 10,245 MHz.



4.1.3. Particularités des récepteurs superhétérodynes

Nous allons maintenant préciser quelques peu le choix de la fréquence intermédiaire :

4.1.3.1. Fréquence de l'oscillateur local

L'oscillateur local doit toujours osciller à une fréquence égale à

$$f_{OL} = f_r - FI \quad \text{ou} \quad f_{OL} = f_r + FI$$

suivant le cas, on parle d'

- **infradyne** si $f_{OL} = f_r - FI$
- **supradyne** si $f_{OL} = f_r + FI$

4.1.3.2. Fréquence image et choix de la fréquence de l'oscillateur local

Soit f_r la fréquence à recevoir et f_{FI} la valeur de la fréquence intermédiaire, donc l'oscillateur local devra osciller sur une fréquence

$$f_{OL} = f_{FI} + f_r$$

Dans ces conditions si un signal non désiré à une fréquence $f'_r = f_r + 2 f_{FI}$, il donnera par battement :

$$f'_r - f_{OL} = (f_r + 2 f_{FI}) - (f_{FI} + f_r) = f_{FI}$$

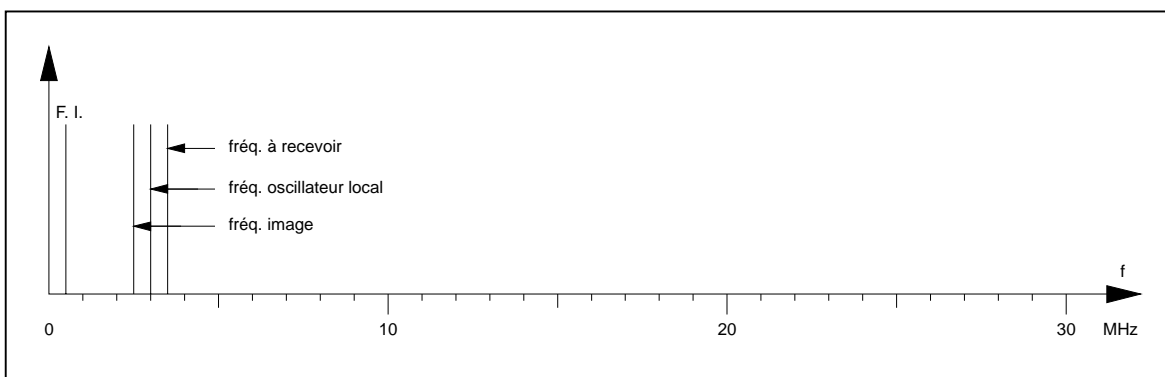
le signal f'_r est appelé "**fréquence image**" et produira aussi un signal dans la partie fréquence intermédiaire du récepteur. La fréquence image est donc un signal perturbateur, c'est probablement l'inconvénient majeur du récepteur superhétérodyne et il conviendra de l'éliminer avant qu'il n'atteigne le mélangeur.

La relation générale de la fréquence image est:

fréquence image

$$f_{\text{image}} = f_{RF} \pm 2 FI$$

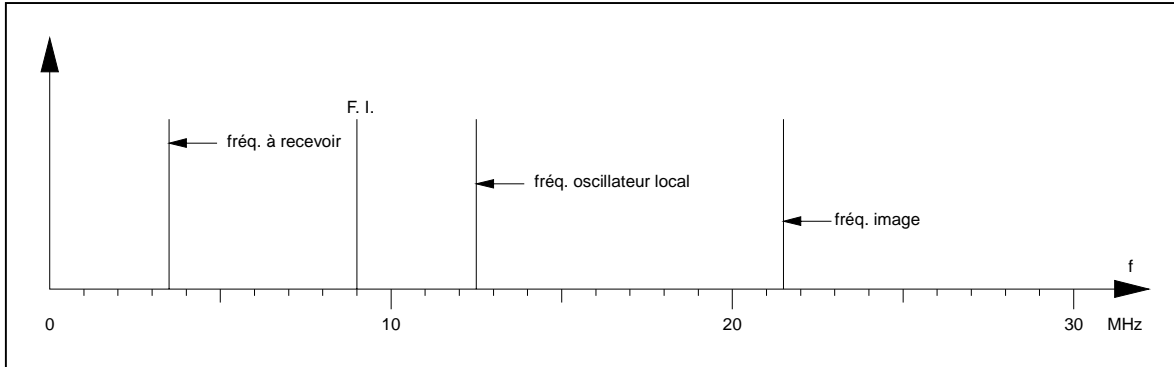
Soit par exemple à recevoir un signal sur 3,5 MHz. Une première hypothèse est de prendre une FI assez basse, disons 500 kHz⁴, la fréquence de l'oscillateur local sera alors de 3 MHz et la fréquence image sera de 2,5 MHz. représentons nos fréquences sur un axe de 0 à 30 MHz :



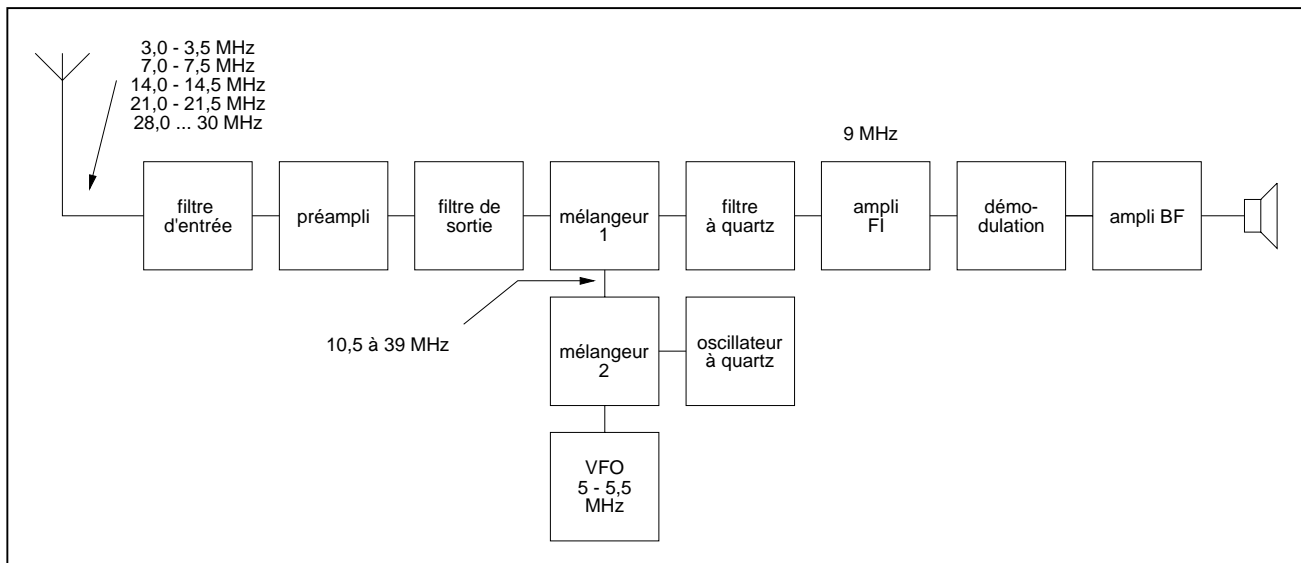
⁴ Nous pourrions être tenté de prendre 500 kHz à l'image des FI à 455 kHz que l'on rencontre dans les récepteurs OL, OM.



Maintenant choisissons une FI assez élevée disons 9 MHz, dans ce cas, la fréquence de l'oscillateur local sera alors de 12,5 MHz et la fréquence image sera de 21,5 MHz. C'est une très bonne solution car la fréquence image est très écartée des autres raies et elle sera facile de l'éliminer.



Pour un récepteur décimétrique, il conviendrait de faire la même étude particulière pour chacune des bandes, et ceci conduirait aux fréquences intermédiaires standardisées. Si on considère un récepteur construit pour recevoir des segments de 0,5 MHz (3 à 3,5 MHz , 7 à 7,5 MHz , 14 à 14,5 MHz, etc ...) on arrive alors au schéma classique⁵ suivant :



On trouve dans ce schéma :

- un ampli sélectif pré amplifie le signal reçu, pour chaque bande on doit commuter l'entrée et la sortie de cet ampli,
- un mélangeur qui reçoit un signal compris entre 10,5 (pour la bande 3 à 3,5 MHz) à 39 MHz (pour la bande 29,5 à 30 MHz),
- un filtre à quartz centré sur 9 MHz
- un ampli FI, également à 9 MHz, le système de démodulation propre au mode de modulation (CW, AM ou SSB)
- l'amplificateur BF et le haut parleur.

⁵ C'est le schéma des FT101, FT901, TS520, TS820, ... très populaires depuis 1970 jusque vers 1990.

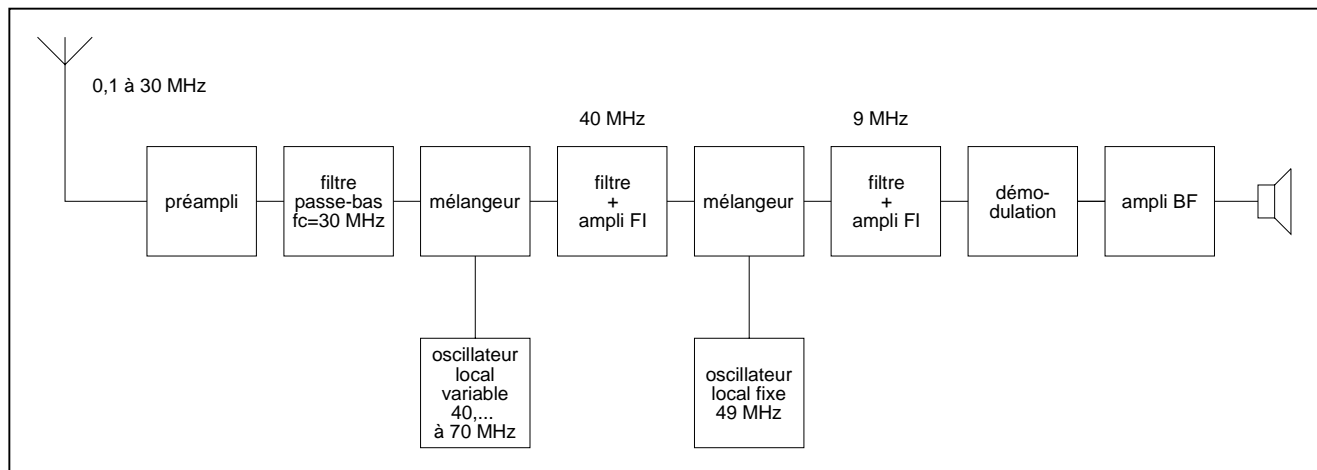


Le signal de l'oscillateur local est également issu d'un mélange, celui

- de la fréquence variable d'un VFO, qui permettra de choisir la fréquence et
- la fréquence d'un oscillateur fixe à quartz qui dépendra de la bande choisie

L'étage de présélection fournira ici la réjection image requise. Cependant plus la fréquence d'entrée sera élevée, plus il sera difficile d'obtenir une réjection satisfaisante et d'autre part, il sera plus difficile de réaliser un oscillateur local sur une fréquence proche de la fréquence à recevoir, à cause du phénomène d'entraînement ("pulling").

Si la fréquence intermédiaire est importante, il deviendra plus difficile d'obtenir une bonne sélectivité, c'est une raison supplémentaire pour recourir au double changement de fréquence : la première fréquence intermédiaire peut être supérieure à la fréquence maximale à recevoir et la fréquence image sera alors simplement rejetée à l'aide d'un filtre passe-bas. Le signal à fréquence intermédiaire sera alors amplifié, et filtré au moyen d'un filtre à quartz dont la bande passante est "moyenne" (disons 10 kHz) et ce signal subira un deuxième changement de fréquence vers une fréquence intermédiaire (par exemple 9 MHz) où on pourra effectuer la sélection de la bande passante requise. Soit le schéma que nous avons déjà vu et qui est repris pour tous les récepteurs actuels dit avec "general coverage" ⁶.



Dans ce qui a été présenté ci-dessus, l'élimination de la fréquence image est obtenue en filtrant cette fréquence image au niveau de l'entrée, mais un autre concept est également possible. Imaginons un récepteur que l'on veuille recevoir entre 500 kHz (f_{\min}) et 1500 kHz (f_{\max}). Pour que la fréquence image ne nous gêne pas, il faut qu'elle soit plus haute que f_{\max} , donc $f_{\max} : f_r = f_{\min} + 2 FI > f_{\max}$ soit encore $FI > (f_{\max} - f_{\min}) / 2$

Exemples:

en radiodiffusion OM : 530 à 1620 kHz $\rightarrow FI > (1620 - 530) / 2 = 545$ kHz

en radiodiffusion FM : 87,5 à 108 MHz $\rightarrow FI > (108 - 87,5) / 2 = 10,25$ MHz, elle est normalisée à 10,7 MHz

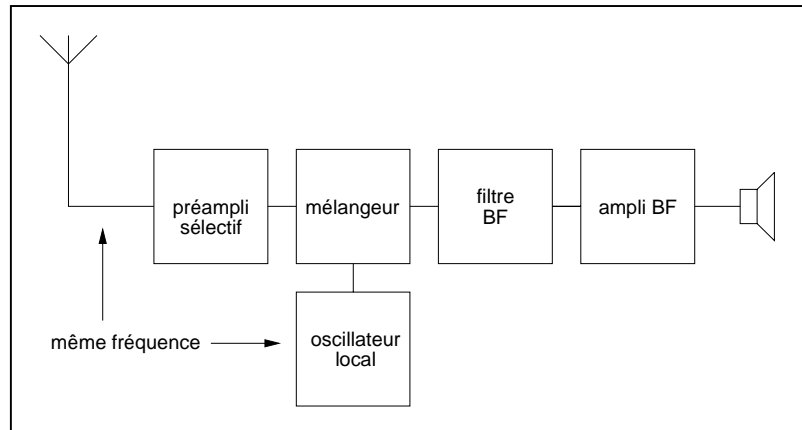
⁶ On désigne par "general coverage" un récepteur allant, de façon continue, de 100 kHz à 30 MHz.



4.1.4. Récepteur à conversion directe

Lorsque la fréquence de l'oscillateur local est égale à la fréquence à recevoir, le récepteur superhétérodyne devient un récepteur à conversion directe ou **homodyne**. Dans ce cas il n'y a plus de fréquence intermédiaire, mais la sortie du mélangeur est tout simplement le signal audio.

Le filtrage est alors effectué au niveau du signal audio.





4.2. Schémas blocs de récepteurs

En expliquant la façon dont les récepteurs superhétérodynes étaient mis en œuvre pour la réception des émissions radioamateurs nous avons déjà partiellement entrevu le sujet. Abordons donc ici les spécificités propres à chaque mode de modulation.

4.2.1. Récepteur AM (A3E)

Ce qui sera particulier au récepteur AM c'est

- sa bande passante en FI qui est de 6 kHz pour la radiotéléphonie, de façon à pouvoir transmettre un signal audio de 300 à 3000 Hz., mais cette bande passante est de 9 kHz pour la radiodiffusion AM.
- l'étonnante simplicité de son démodulateur : une diode et deux condensateurs (voir § ?????).

4.2.2. Récepteur CW (A1A)

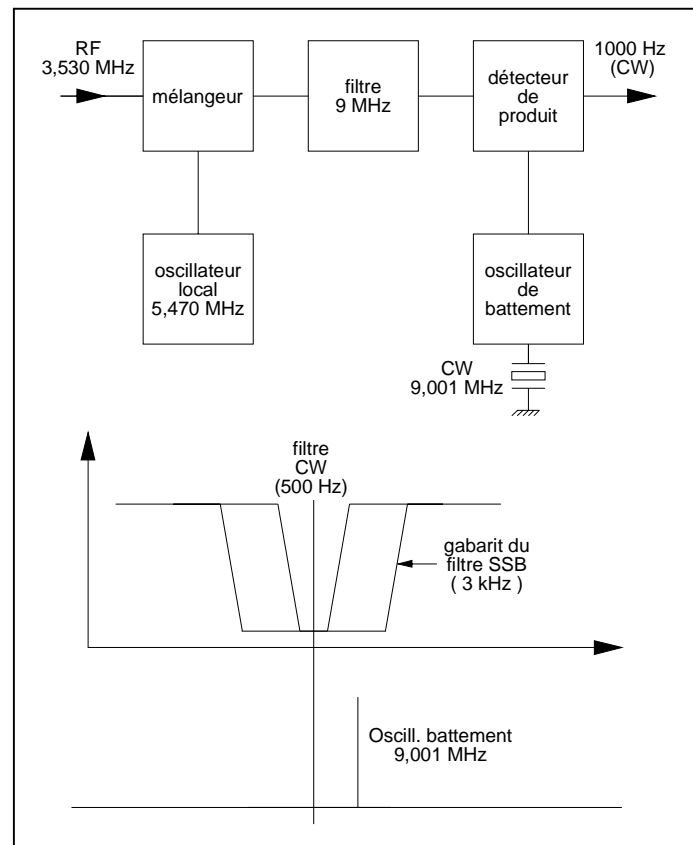
Soit donc une station émettant sur 3,530 MHz en télégraphie (A1A).

Imaginons que le note que l'on veut décoder soit du 1000 Hz⁷. Si au niveau filtre FI, notre signal est exactement sur 9 MHz, il faudra alors faire le battement entre 9 MHz et 9,001 MHz pour obtenir très exactement du 1000 Hz ! Donc l'oscillateur de battement sera sur 9,001MHz⁸. Le mélangeur s'appelle ici détecteur de produit, son fonctionnement est tout à fait similaire à un autre mélangeur.

Pour que notre signal à 3,530 MHz soit transformé en 9 MHz, il faut que l'oscillateur local soit sur $9,000 - 3,530 = 5,470$ MHz.

Le filtre à 9 MHz peut être le filtre utilisé pour la SSB, toutefois il est préférable d'utiliser un filtre FI plus étroit, avec une largeur de 500 Hz par exemple.

Nous avons volontairement simplifié notre schéma, nous n'avons pas parlé, ni représenté, la préamplification sélective qui précède, ni de l'amplification audio qui suivait.



⁷ Les télégraphistes préfèrent une "note" plus basse se situant entre 400 et 800 Hz, mais pour simplifier quelque peu les calculs nous dirons que cette note est à 1000 Hz.

⁸ Notez que cela fonctionne aussi avec 8,999 MHz !



4.2.2. Récepteur BLU (SSB) pour la téléphonie avec porteuse supprimée (J3E)

Une première solution : Imaginons donc que le signal à recevoir aille de 3,697 à 3,700 MHz. Le problème de la BLU (SSB) est qu'il faut faire battre le signal avec un oscillateur de battement pour restituer le signal d'origine. On fait donc appel à un oscillateur de battement.

Imaginons que notre oscillateur de battement fonctionne sur 9 MHz.

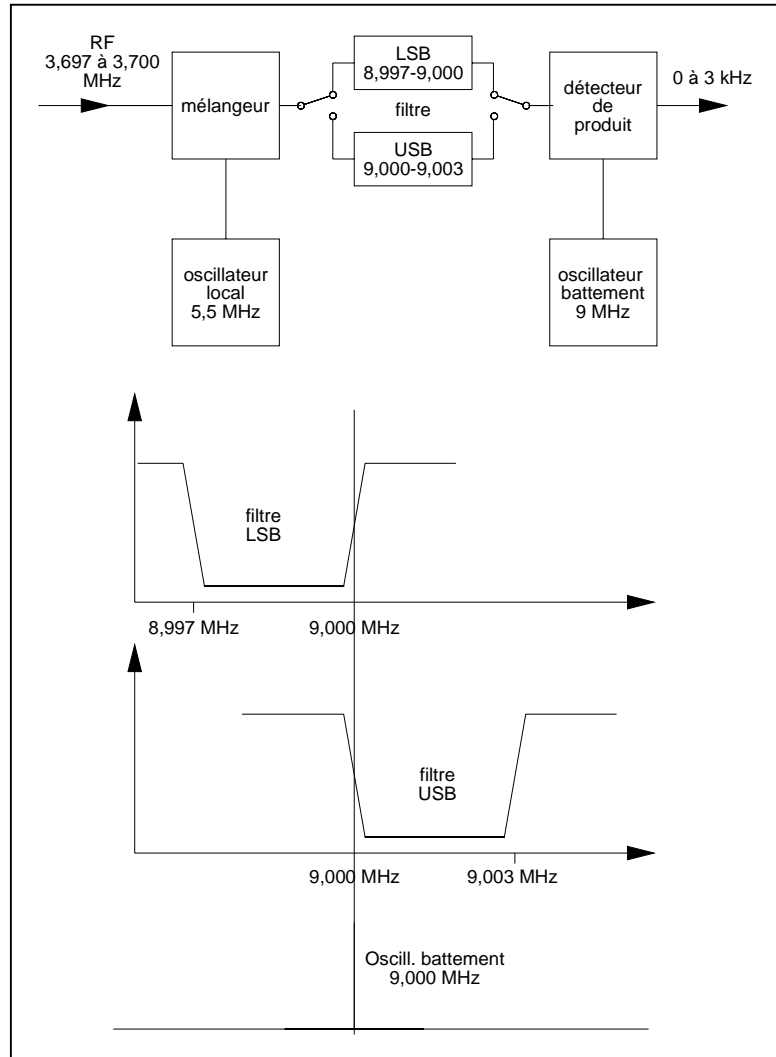
Comme on veut recueillir un signal audio entre 0 et 3000 Hz, il faut donc que notre signal FI soit

- entre 8,997 MHz et 9,000 MHz si on veut recevoir une des bandes latérales, et qu'il soit
- entre 9,000 à 9,003 MHz pour recevoir l'autre bande latérale.

Il faudrait donc 2 filtres FI. Sachant qu'un filtre à quartz est relativement onéreux, on a recherché une autre solution.

Remarquons que notre oscillateur local est à $9,000 - 3,700 = 5,300$ MHz.

Comme pour le récepteur CW, nous avons simplifié notre schéma, nous n'avons pas parlé, ni représenté, la pré amplification sélective qui précède, ni de l'amplification audio qui suivait.



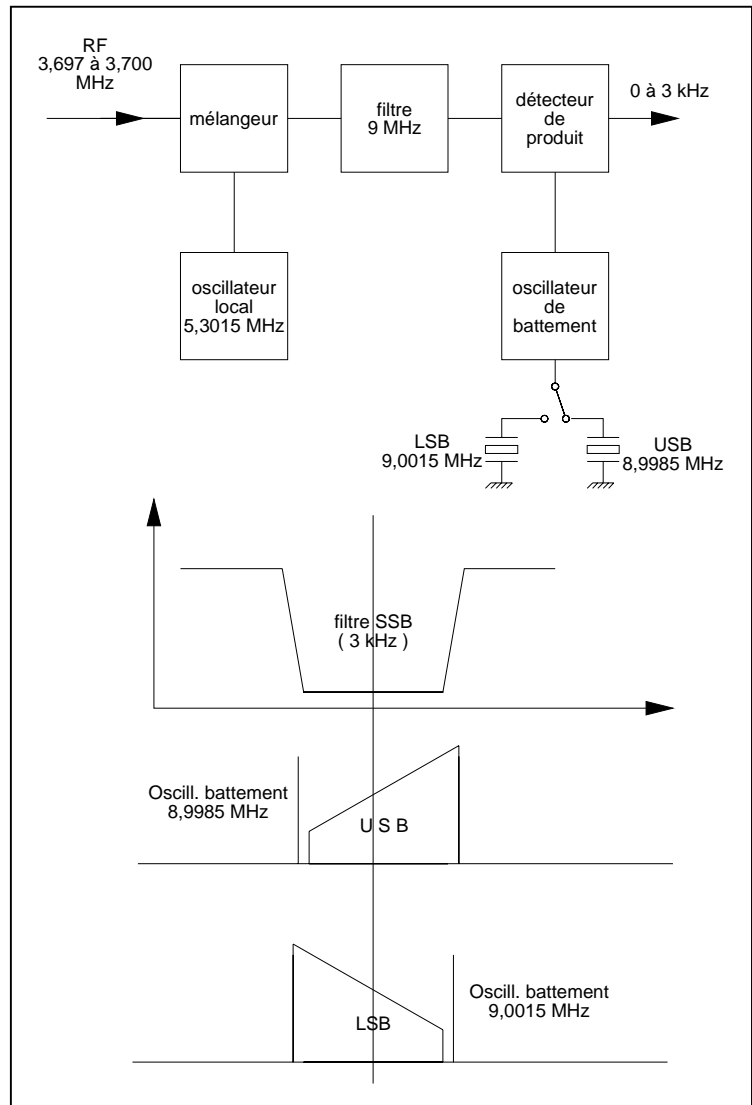


La deuxième solution est beaucoup plus intéressante et c'est celle qui est mise en œuvre en pratique :

Le filtre FI est le même pour les 2 types de réception (bande latérale supérieure ou bande latérale inférieure), et il a une bande passante de 8,9985 à 9,0015 (9 MHz + 1,5 kHz et 9 MHz - 1,5 kHz) et c'est l'oscillateur de battement qui va être commuté entre deux valeurs

- 9,0015 MHz pour la bande latérale inférieure, et
- 8,9985 MHz pour la bande latérale supérieure.

Mais on peut faire mieux ... on peut aussi prévoir la réception de signaux télégraphique, il suffira d'ajouter un troisième quartz à l'oscillateur de battement pour obtenir de 1000 Hz, en d'autre terme cet oscillateur sera sur le centre de bande c-à-d 9,000 MHz + 1 kHz ou - 1 kHz.

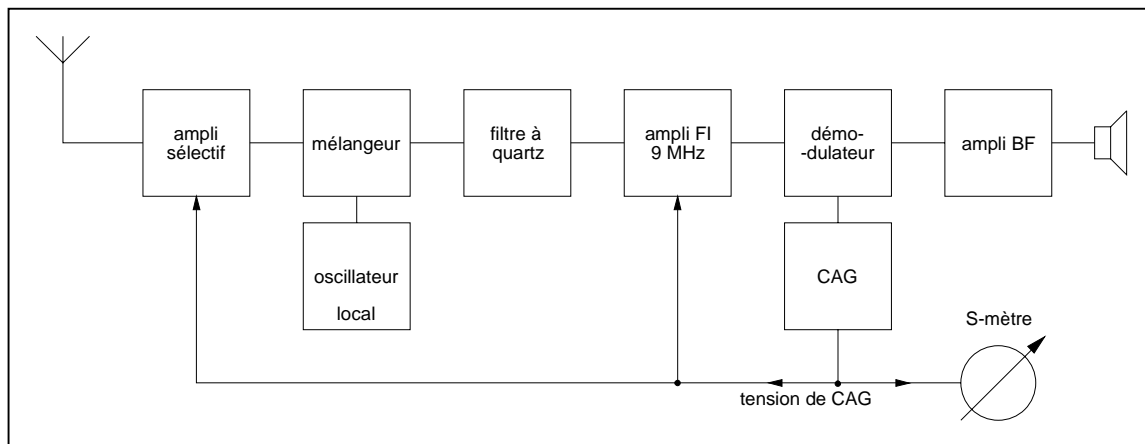




Etant donné que le niveau de réception peut varier considérablement d'une station à une autre et que ce niveau peut aussi varier en fonction de la propagation, le récepteur BLU est équipé d'une boucle de réglage automatique du gain qui limite le gain lorsque le signal est fort et qui l'augmente au fur et à mesure que le niveau diminue.

On mesure donc en permanence le niveau de sortie, et on fabrique une tension continue qui va agir sur les étages d'entrée, c'est la boucle de contrôle automatique du gain ou CAG⁹.

La tension de CAG constitue par ailleurs une "image" de la force des signaux. C'est la tension de CAG qui va également servir d'indication du niveau reçu donc de S-mètre.



4.2.4. Récepteur FM (F3E)

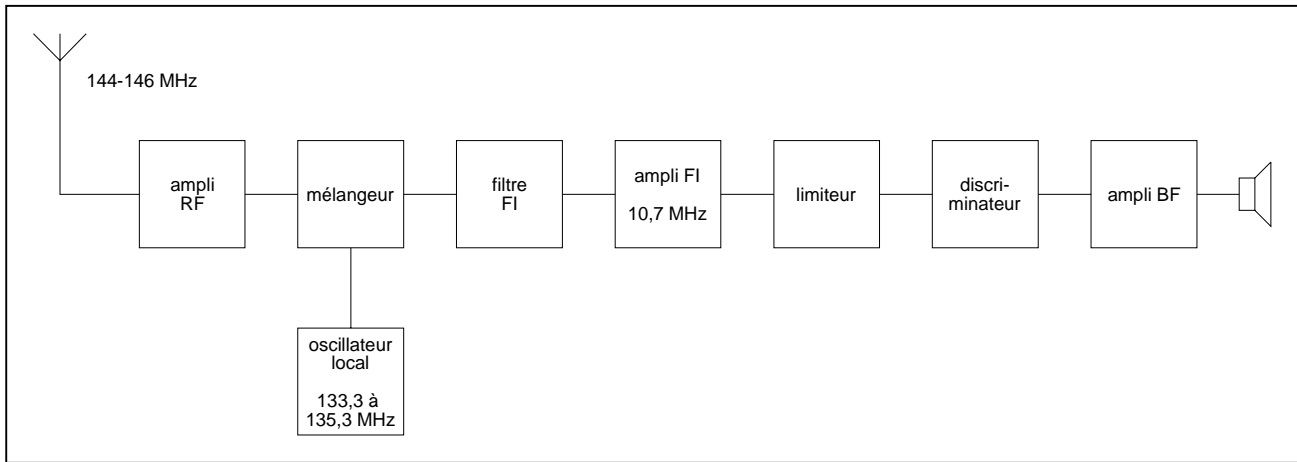
On retrouve dans un récepteur FM, les mêmes fonctions (donc les mêmes blocs) que dans un récepteur AM ou SSB, le démodulateur va être particulier à la FM.

Mais dans la cas de la FM, la largeur de bande des circuits à FI est plus importante. En fait cette largeur de bande dépend de l'excursion,

- par le passé on utilisait des excursions pouvant atteindre 10 kHz et de ce fait la largeur de filtre était fixée à 25-30 kHz
- actuellement avec des excursions de 5 kHz, on utilise plutôt des filtres à 12 kHz.

Dans le cas de la FM on parle souvent de **discriminateur** pour cette fonction. Mais les discriminateurs sont sensibles à l'amplitude, il faudra donc leur fournir un signal d'amplitude rigoureusement constante d'où le rôle du **limiteur**.

⁹ En anglais Automatic Gain Control ou AGC.



4.2.5. Une autre façon d'entendre les choses ...

Nous avons déjà vu quelques schémas bloc ci avant.

Il reste à préciser qu'il y a essentiellement deux éléments caractérisent les récepteurs selon le type de modulation qu'ils doivent recevoir :

- la largeur du filtre dans l'étage à FI,
- le type de démodulateur

	largeur de bande en FI	type de démodulateur
récepteur CW	quelques centaines de Hertz	par battement
récepteur AM (A3E)	9 à 10 kHz	une simple diode suffit
récepteur BLU (J3E)	3 kHz	par battement
récepteur NBFM (F3E)	12 à 25 kHz	un discriminateur de fréquence
récepteur FM broadcast (F3E)	100 à 300 kHz	un discriminateur de fréquence

Qu'arrive t'il si on n'utilise pas le bon récepteur ? Il est évident que si le type de récepteur correspond avec le type de modulation, on peut indiquer "OK", mais voici le tableau complet :

	avec modulation CW	avec mod. AM	avec mod. BLU	avec mod. NBFM	avec mod. FM broadcast
récepteur CW	OK				
récepteur AM	on ne détecte que l'enveloppe, on n'a pas de note de battement.	OK			
récepteur BLU (SSB)	on détecte un battement, mais la largeur de bande est trop grande, on entend aussi les stations voisines		OK		
récepteur NBFM				OK	
récepteur FM broadcast					OK



4.3. Fonctionnement et rôle des différents étages

4.3.1. Amplificateur ou préamplificateur HF

Dans un récepteur, un amplificateur HF a pour but d'amplifier, c.-à-d. d'augmenter les petits signaux qui sont présents à l'antenne. Qu'entend on par petits signaux ? Lorsque l'aiguille d'un récepteur indique S9¹⁰, c.-à-d. un signal important, alors, le signal a alors une amplitude de 50 μV environ. On peut donc dire qu'un petit signal a une amplitude de l'ordre de 0,5 μV ou peut-être moins.

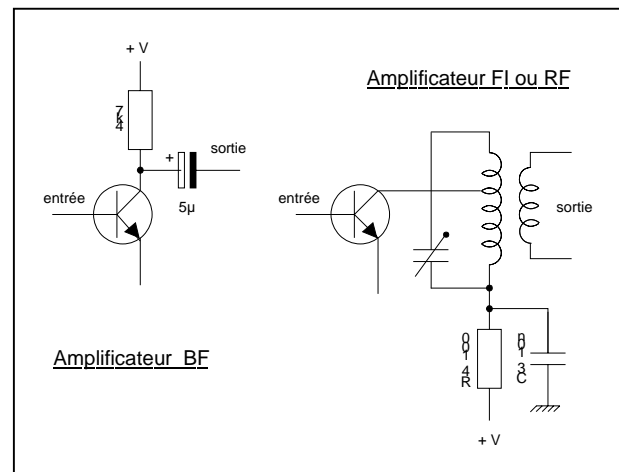
On parle de préamplificateur lorsque l'amplificateur est le premier étage d'amplification rencontré.

Lorsque le signal aura une amplitude suffisante, on va procéder au changement de fréquence pour obtenir une fréquence intermédiaire où la fréquence sera la même quel que soit la fréquence RF sélectionnée. A partir de cet instant on parlera d'amplificateur à FI (voir paragraphe 4.3.4).

Dans un ampli BF, la charge est toujours une résistance et le couplage se faisait par un condensateur.

Les capacités parasites des transistors sont de l'ordre de quelques dixièmes de pF à quelques pF. Or 10 pF à 10 kHz représente une impédance de 15,9 k Ω , on peut donc bien imaginer que ces capacités parasites (et inévitable) vont rapidement limiter la fréquence d'utilisation d'un amplificateur.

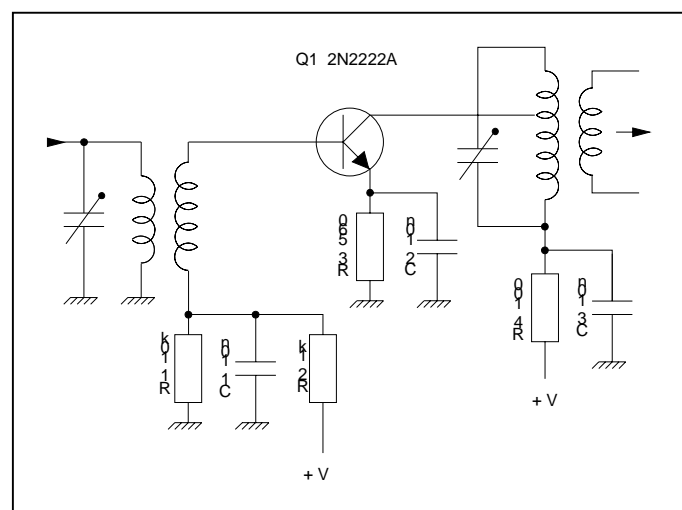
Comme notre but est d'amplifier des signaux RF (Radio Fréquence) dont la fréquence est supérieure à 100 kHz. Dans ce cas on préfère utiliser des circuits LC accordés ou des circuits couplés.



4.3.1.1. Ampli HF à transistor bipolaire

La figure ci contre montre un amplificateur FI avec un transistor bipolaire.

L'avantage du montage EC est que son impédance d'entrée est relativement grande. Il n'amorti donc pas très fort le circuit d'entrée. Toutefois la fréquence de coupure n'est pas très élevée et on lui préfère souvent le montage BC qui possède une impédance d'entrée plus faible mais une fréquence de coupure beaucoup plus élevée.

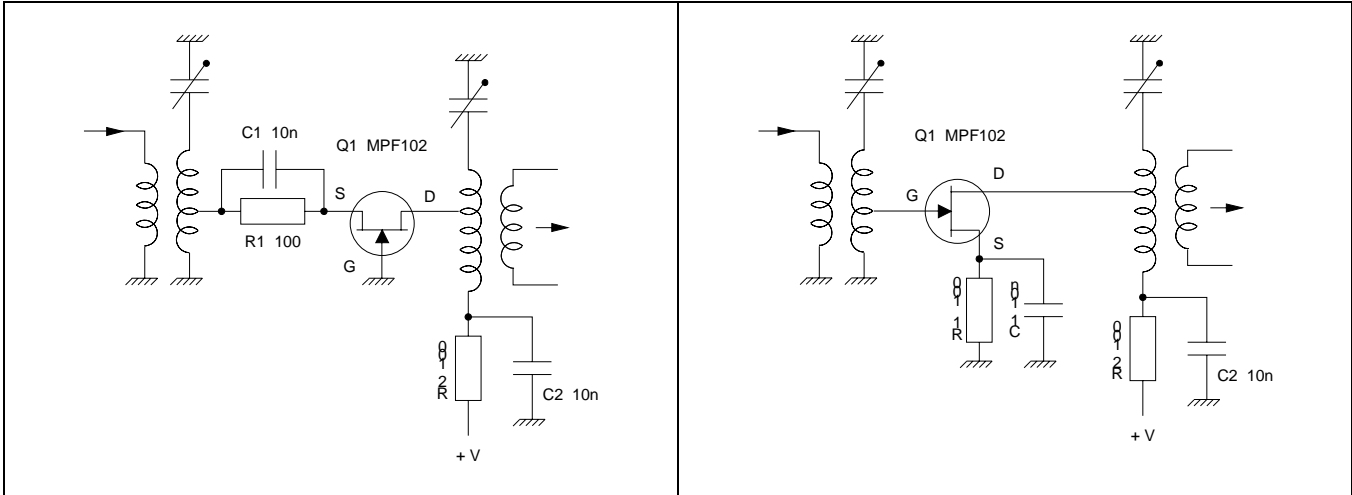


¹⁰ Voir plus loin.



4.3.1.2. Ampli HF à transistor FET

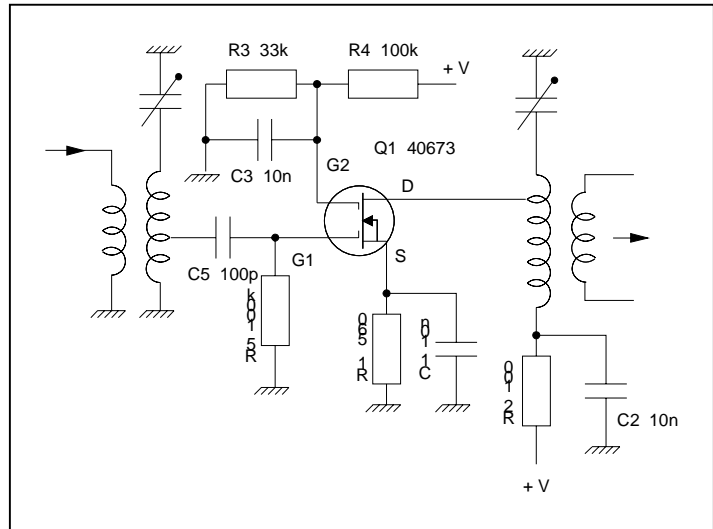
Les deux figures suivantes montrent des amplificateurs FI avec des transistors FET, le premier est en grille commune, le second en source commune.



4.3.1.3. Ampli HF à transistor MOSFET

Le montage suivant fait appel à un MOSFET. Grâce au pont diviseur (R3, R4) on peut choisir le gain.

Mais au lieu d'avoir un pont diviseur, on pourrait aussi avoir un gain variable à l'aide d'un potentiomètre ou réaliser un montage dont le gain est variable en fonction d'une tension. C'est le concept du contrôle automatique du gain CAG qui sera vu plus loin.





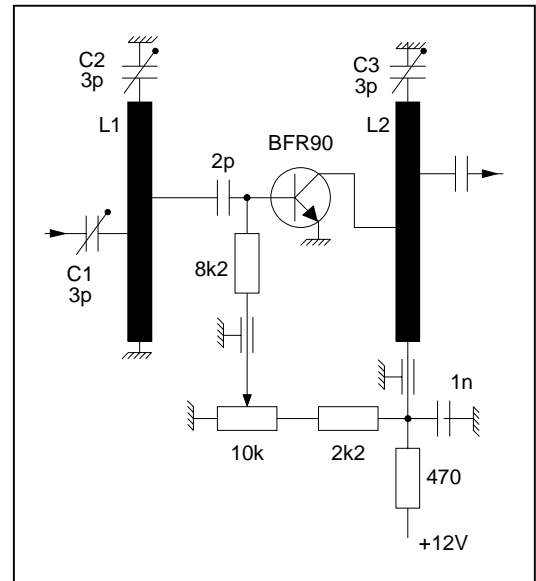
4.3.1.4. Utilisation de lignes quart d'ondes ou de strip-lines

Pour des fréquences de 200 MHz ou plus, on préfère souvent utiliser des circuits accordés sous forme de ligne quart d'onde. En fait la ligne est un peu plus petite qu'un quart d'onde et on la met en résonance à l'aide d'un condensateur variable ou d'une varicap.

Ci-contre un schéma type pour 1296 MHz. Les lignes ont une dimension de 10 x 29 mm et une épaisseur de 1 mm. les points d'attaque sont à 12,5 mm à partir du côté froid.

Dans ce montage on peut régler la polarisation du transistor au moyen d'un potentiomètre. Le but est d'obtenir le facteur de bruit le plus faible.

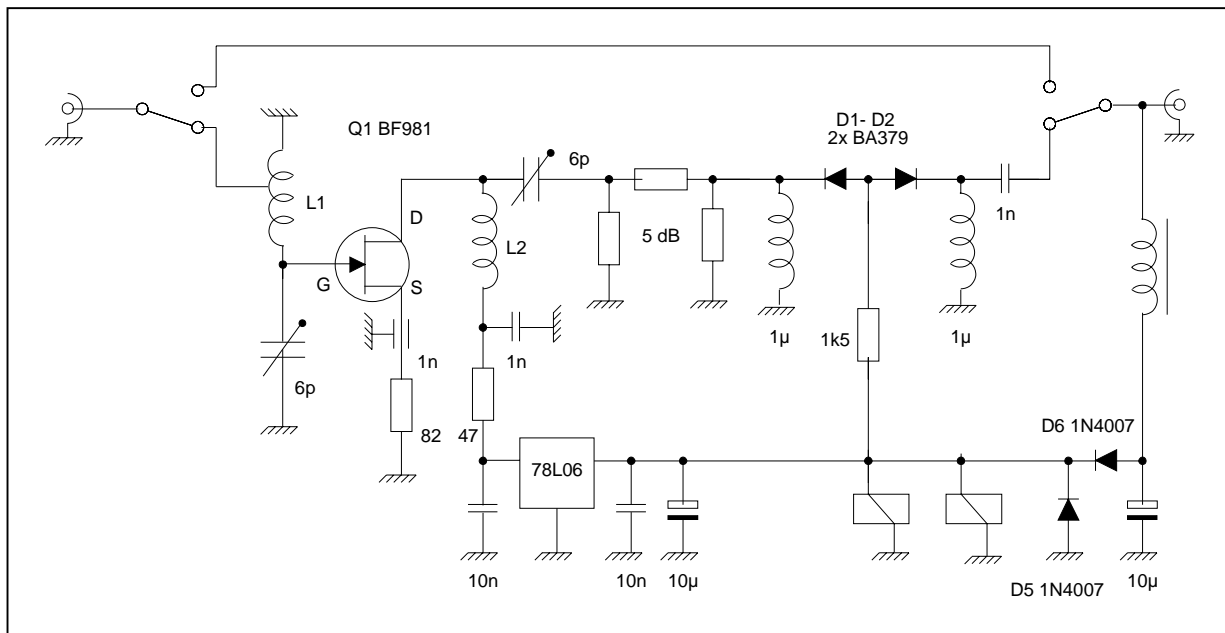
Mais il est encore plus facile d'utiliser des strip-lines c.-à-d. des lignes réalisées sur un circuit imprimé ordinaire ou sur un circuit imprimé téflon. Le circuit imprimé ordinaire convient jusqu'aux environ d'un GHz, au-delà le circuit imprimé téflon s'impose.



4.3.1.5. Les préamplificateurs d'antennes

Pour éviter les pertes dans les câbles coaxiaux et surtout pour éviter de détériorer le rapport signal/bruit (voir ????) on fait parfois appel à des préamplificateurs d'antennes. Il s'agit de préamplificateurs à très faible bruit montés dans un boîtier et placé près de l'antenne. L'alimentation en courant continu se fait par le câble et un système de relais permet de by-passer le préampli lorsqu'on est en émission.

Ci-dessous un ampli pour la bande 145 MHz, dont le gain est de 17 dB et un NF de 0,6 dB.



L'alimentation se fait par le câble coaxial lui-même.



L'entrée et la sortie de l'ampli sont accordées (L1 et 6 pF et L2 et 6 pF). L'atténuateur de 5 dB a pour but d'assurer une bonne adaptation de sortie et d'éviter les oscillations. La diode D6 protège des inversions de tension. La diode D5 protège contre la pointe de tension négative à l'enclenchement (inductance des bobines des relais) et D1 et D2 protègent également la tension positive d'apparaître au déclenchement (suppression de 13,5 V sur le câble coaxial).

4.3.1.6. Remarques sur la réalisation pratique

Il est important de découpler correctement la tension d'alimentation et l'émetteur. Les condensateurs de découplage seront du type céramique et il faut éviter d'avoir des valeurs trop importantes pour ne pas introduire des selfs parasites. Ainsi,

- de 1 MHz à 10 MHz une valeur de 10 nF est amplement suffisante
- de 10 MHz à 100 MHz une valeur de 1 nF est amplement suffisante
- de 100 MHz à 1 GHz une valeur de 100 pF est amplement suffisante

Ces valeurs ne sont pas contraignantes, ce sont simplement des "ordres de grandeurs".

Il est important aussi de rassembler les points de masses le plus près possible les uns des autres et si possible de ne faire qu'un seul point de masse.



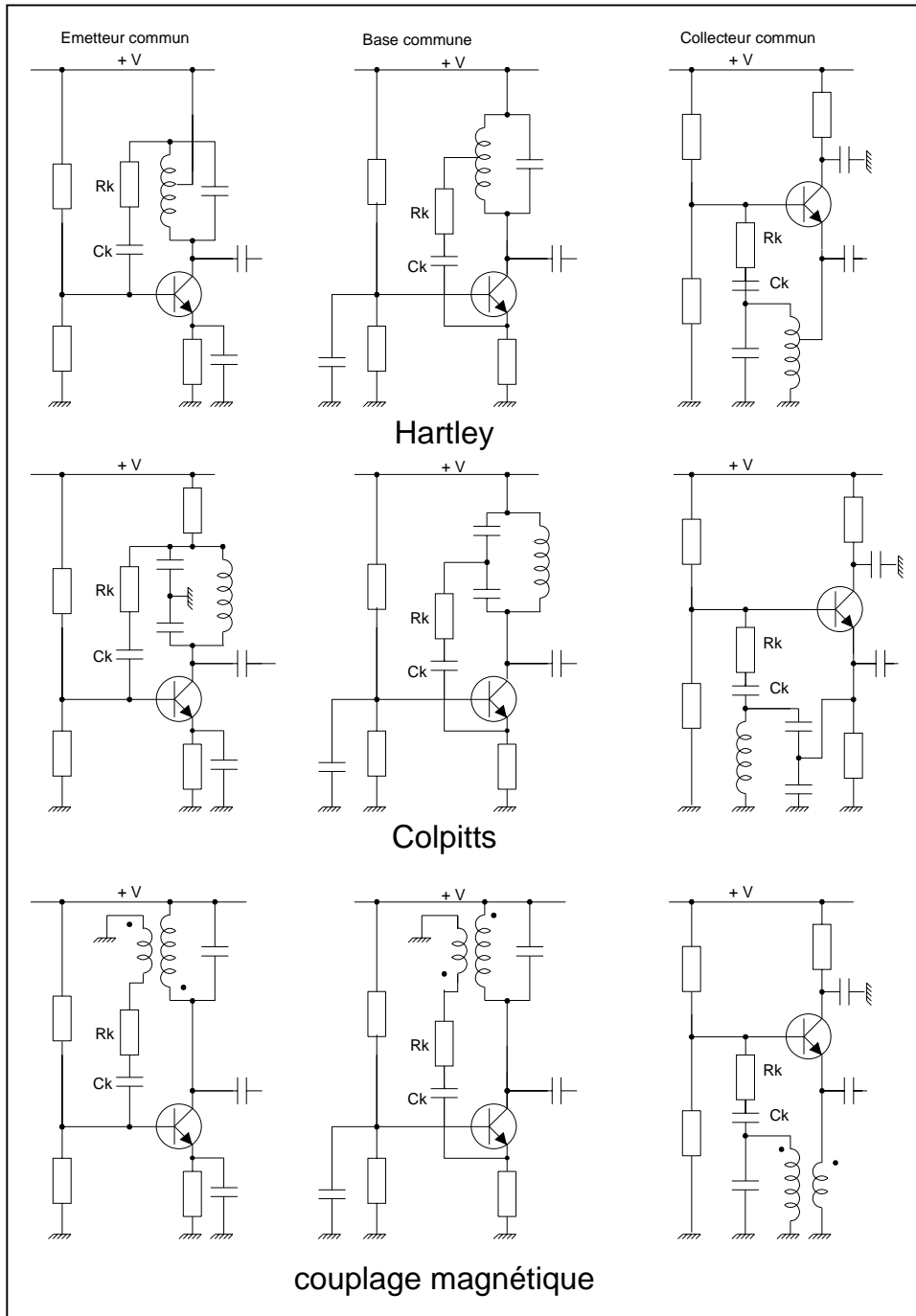
4.3.2. Oscillateurs fixe et variable

4.3.2.1. Les montages fondamentaux

Avec

- les 3 types d'oscillateurs : Colpitts, Hartley et couplage magnétique (encore appelé Armstrong ou Messner)
- et les 3 montages EC , BC et CC

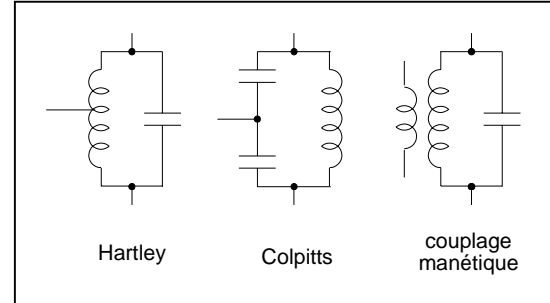
on obtient 9 types montages d'oscillateurs :





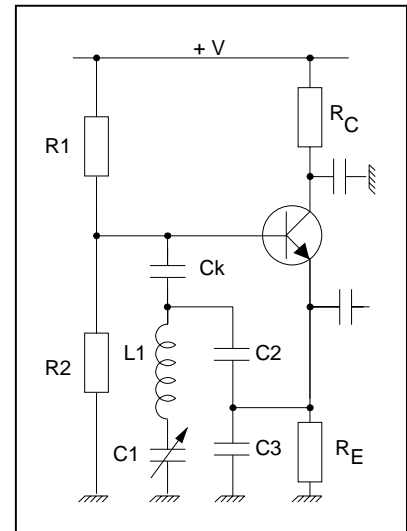
Notons que R_k C_k sont les éléments de couplage, nous les avons dessinés systématiquement, ils sont parfois nécessaires pour "bloquer" le courant continu, mais pas toujours !

Pour simplifier on peut simplement retenir¹¹ la figure ci-contre :



4.3.2.2. Oscillateur Clapp

L'oscillateur Clapp est une variante de l'oscillateur Colpitts dont la particularité est d'avoir son circuit accordé ($L1 - C1$) en série. De plus le condensateur d'accord ($C1$) peut avoir une de ses électrodes à la masse, ce qui convient particulièrement pour réaliser un VFO par exemple

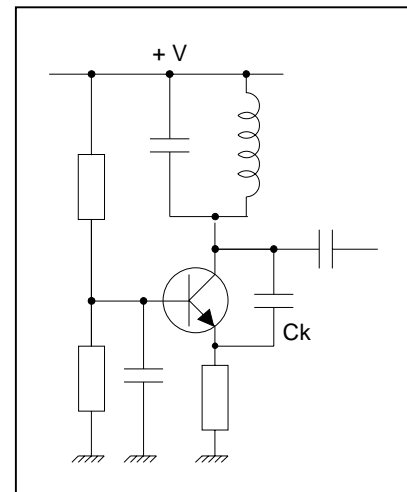


4.3.2.3. Oscillateur par couplage collecteur-émetteur

Aux fréquences très élevées, les transistors montés en BC n'ont plus un déphasage de 0° , mais grâce à un condensateur de très faible valeur (< 5 pF) on peut obtenir le déphasage qui met le transistor en oscillation. Ce montage est essentiellement utilisé pour les UHF.

4.3.2.4. Oscillateur à fréquence variable ou VFO

Il s'agit d'un oscillateur où on peut faire varier la fréquence. On agit généralement sur un condensateur variable. Mais le VFO opère rarement sur la fréquence de réception, il est plutôt utilisé dans un montage avec un mélangeur.



¹¹ Moyen mnémotechnique :

- un couplage sur la self : une self s'exprime en **H**enry, c'est donc le montage **H**artley
- un couplage par diviseur **c**apacitif, avec un **C** comme dans **C**olpitts.

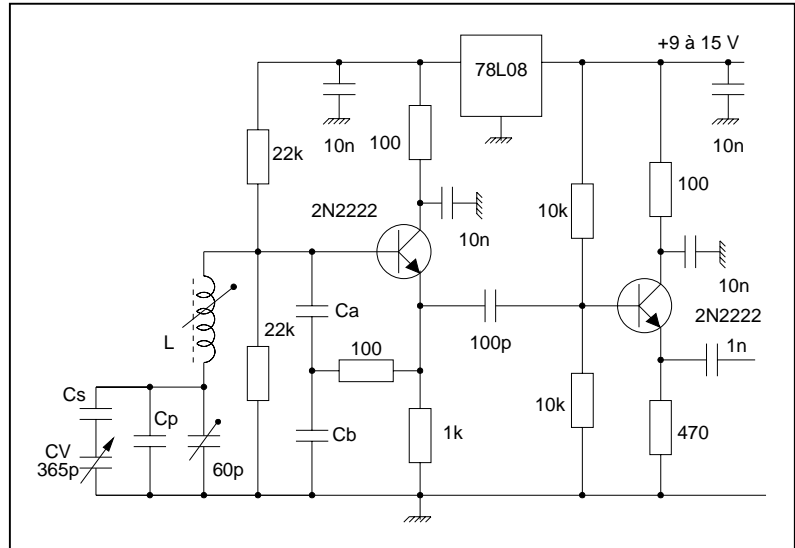


4.3.2.5. Un schéma pratique

Voici un schéma pratique d'un oscillateur pour les bandes amateur. Il s'agit d'un oscillateur Clapp suivi d'un étage tampon. Le condensateur variable est de 365 pF.

Afin de limiter la plage de réglage de fréquence on utilise un condensateur série Cs (qui déterminera essentiellement la fréquence basse) et un condensateur parallèle Cp (qui déterminera essentiellement la fréquence haute).

La self L est réalisée sur un mandrin de 6 mm et elle est possède un noyau ajustable.



	L (spires)	Cs (pF)	Cp (pF)	Ca (pF)	Cb (pF)
160 m	50	330	270	1500	1000
80 m	36	100	100	1000	680
40 m	24	22	100	680	470
30 m	16	39	180	470	330
20 m	12	33	100	330	220
15 m					
10 m					

4.3.2.6. Oscillateurs à quartz

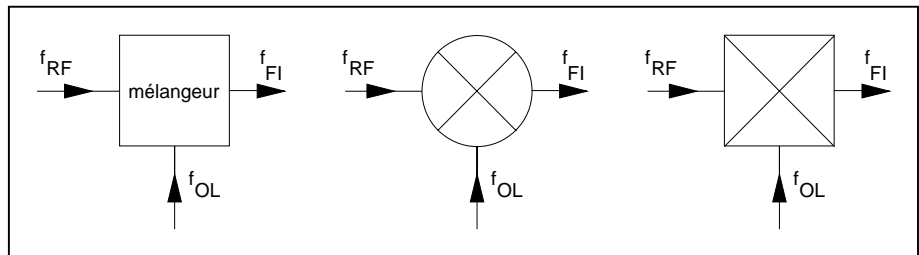


4.3.3. Les mélangeurs

4.3.3.1. Théorie

L'élément le plus important d'un récepteur superhétérodyne est certainement le mélangeur qui produit le changement de fréquence. Sans mélangeur pas de fréquence intermédiaire et donc pas de superhétérodyne.

Le mélangeur peut être représenté par un carré avec deux entrées et une sortie, mais il est aussi souvent représenté symboliquement par un rond avec une croix, deux entrées (signal et oscillateur local) et une sortie (fréquence intermédiaire) ou parfois aussi par un rectangle avec une croix.



Comme nous venons de le voir dans les schémas blocs des récepteurs superhétérodynes, l'un des procédés les plus couramment appliqués aux signaux HF est le changement de fréquence, il consiste à appliquer à un montage changeur de fréquence d'une part le signal original et d'autre part le signal de l'oscillateur local afin d'obtenir un signal à fréquence intermédiaire.

Nous avons d'une part un signal $a = A \sin \Omega t$ de fréquence F et un oscillateur local ("hétérodyne") $b = B \sin \omega t$ de fréquence f .

Dans le mélangeur (changeur de fréquence ou hétérodyne) on fait subir à l'amplitude B une modulation en lui imprimant les variations $A \sin \Omega t$ au rythme de la fréquence F , c'est à dire que l'amplitude du signal HF sera proportionnelle à l'amplitude du signal BF . L'amplitude deviendra donc $B + A \sin \Omega t$

L'onde aura donc pour expression mathématique

$$v = (B + A \sin \Omega t) \sin \omega t$$

et en développant il vient alors

$$v = B \sin \omega t + (A/2) \cos (\omega - \Omega)t - (A/2) \cos (\omega + \Omega)t$$

Le signal comporte 3 composantes:

- une composante continue,
- une raie à la fréquence d'entrée et une raie à la fréquence de l'oscillateur local
- les raies aux fréquences harmoniques
- une raie à une fréquence égale à la différence de fréquences $\cos (\omega - \Omega)t$ et une autre raie à la somme des fréquences $\cos (\omega + \Omega)t$.

La raie à la fréquence égale à la différence des fréquences est la raie souhaitée, il suffira donc d'éliminer les autres par un filtrage approprié. La raie à la fréquence égale à somme des fréquences est appelée la fréquence image.



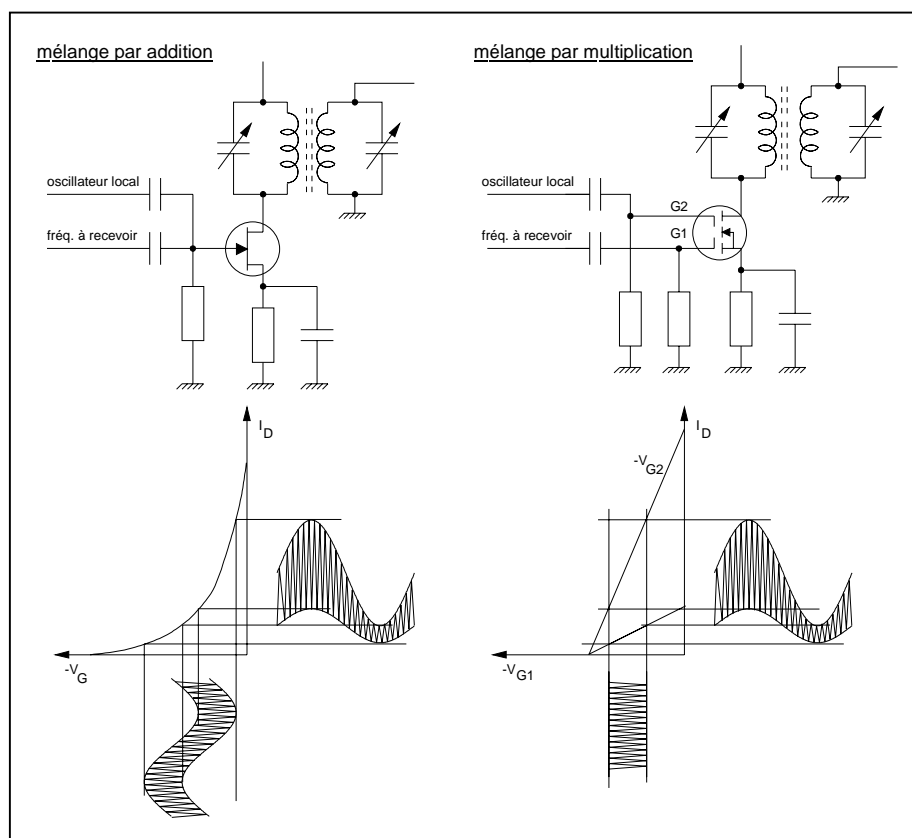
4.3.3.2. Mélangeurs à transistor MOSFET

La figure de gauche représente un mélangeur par addition. Les deux signaux sont directement mis ensemble et attaquent un élément non linéaire. C'est grâce à cette non linéarité qui peut s'exprimer sous

$$i = a u + b u^2 + c u^3 + \dots$$

que des produits en \sin^2 , \sin^3 , ... vont apparaître, ce qui finalement va conduire à des différences et des sommes de fréquences.

La figure de droite représente un mélangeur par multiplication. On applique les 2 signaux sur la G1 et la G2 d'un MOSFET à double grille. La caractéristique (la pente) va dépendre de U_{G2} et tout comme ci-dessus dans le signal de sortie apparaîtront des composantes de différences et des sommes de fréquences.

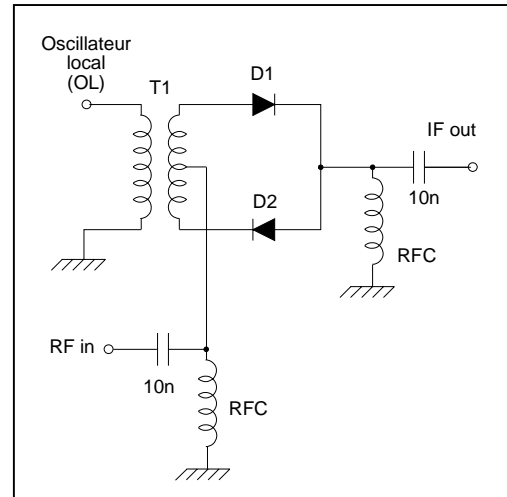




4.3.3.3. Le mélangeur symétrique

Le mélangeur symétrique et ses dérivés (modulateur en anneau, modulateur de produit permettent de supprimer la porteuse.

Le transfo T1 produit deux signaux en opposition de phase qui sont appliqués à D1 et D2. A la sortie apparaissent deux composantes aux fréquences somme et différence des fréquences.



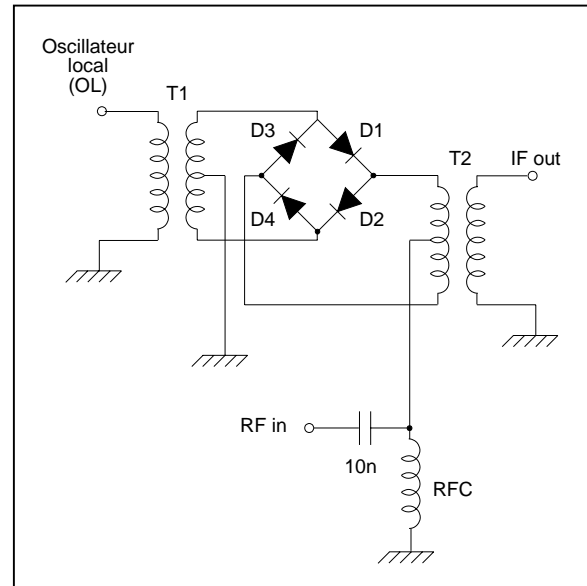
4.3.3.4. Le mélangeur symétrique double

En ajoutant deux diodes on obtient un modulateur en anneau encore appelé dual balanced mixer ou DBM ou ring-mixer .

Remarquez que l'anode d'une diode est reliée à la cathode de la suivante et ainsi de suite. Les diodes sont donc à la "queue-leu-leu", elles forment un anneau et cette configuration est totalement différente de celle du redresseur en pont !

Il est important que les quatre diodes aient les mêmes caractéristiques, on dit que les diodes doivent être pairées. On peut prévoir dans le montage une compensation pour palier à cet inconvénient et grâce à cela on peut donc ajuster la réjection de la porteuse.

Mais les constructeurs peuvent aussi présenter sous forme d'un petit module les quatre diodes et les deux transformateurs. Ces DBM sont caractérisés essentiellement par la gamme de fréquence et par le niveau maximal de l'oscillateur local. Ces DBM sont extrêmement utilisés dans tous les montages VHF/UHF et SHF.



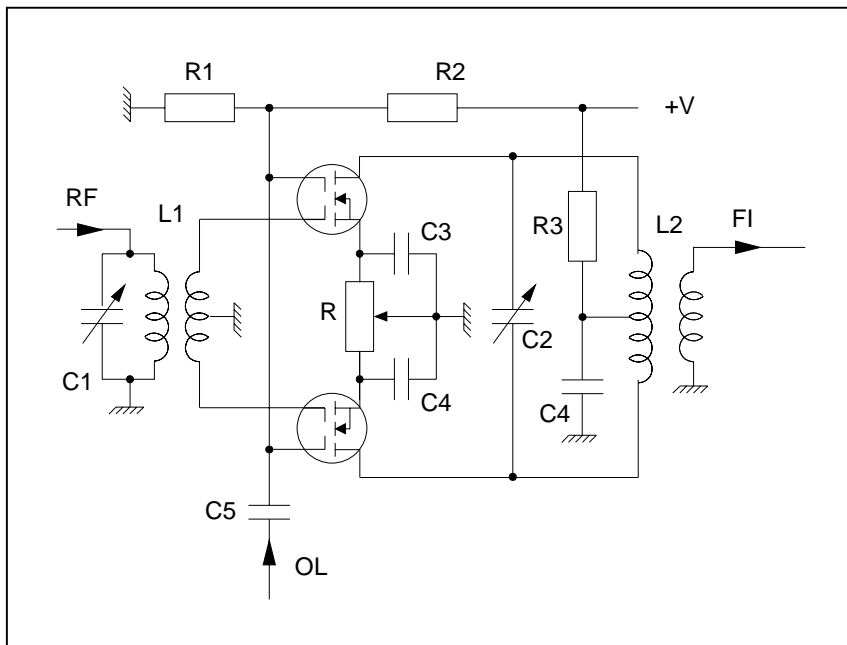
On distingue

- des DBM normaux avec une puissance d'oscillateur local de + 7 dBm,
- des DBM à haut niveau, qui requièrent une puissance d'oscillateur local de + 17 à + 23 dBm, ils permettent de diminuer les produits d'intermodulations dus aux forts signaux d'entrée.



On peut aussi réaliser un modulateur en anneau avec des transistors tel que représenté ci-contre. On obtient alors un certain gain appelé gain de conversion.

Mais ces transistors, ainsi que ceux servant à l'amplification FI peuvent aussi être intégrés dans des circuits intégrés tels que le TBA673, ou le très populaire SO42P.





4.3.4. Les amplificateurs de fréquence intermédiaires

Les étages amplificateurs à FI s'apparentent aussi aux ampli RF, mais ils sont accordés sur une fréquence bien spécifique, la fréquence intermédiaire ou FI.

Les niveaux que l'on rencontre ici sont sensiblement supérieurs à ceux des amplificateurs RF. L'entrée d'un amplificateur FI peut être de l'ordre de quelques μV , sa sortie de l'ordre d'une centaine de mV.

Un amplificateur à FI contribue ainsi en premier lieu à la sélectivité, c'est pourquoi on y trouve souvent un filtre. Ce filtre peut être un filtre LC, un filtre céramique, un filtre à ondes de surfaces ou un filtre à quartz.

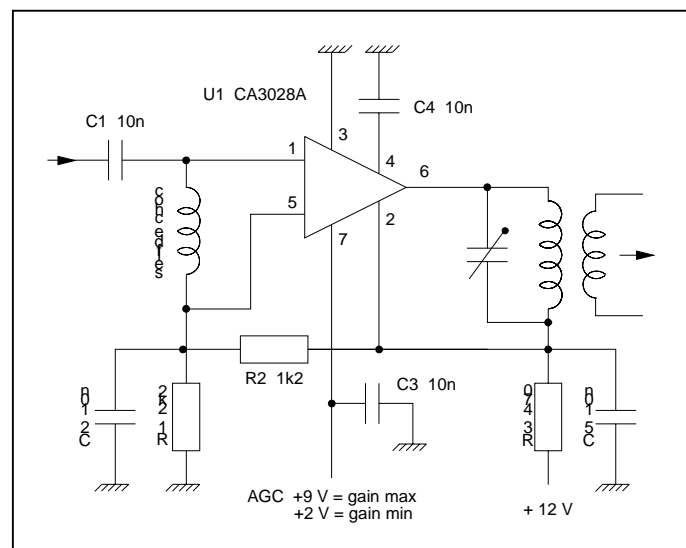
Mais le facteur d'amplification d'un amplificateur à FI dans un récepteur dépend aussi du niveau d'entrée. Un amplificateur FI est donc aussi un amplificateur dont on pourra faire varier le gain, ce gain est commandé par un circuit particulier appelé contrôle automatique de gain ou CAG (ou AGC pour Automatic Gain Control). Plus l'amplificateur FI comprend d'étages, plus grand sera la plage où on pourra ajuster le gain commandé par la tension de CAG. Au fait l'AGC est une tension détectée dans l'étage audio, et cette tension est proportionnelle à la force des signaux reçus.

Quelques valeurs de FI typiques :

FT-100	68,985 MHz	11,705 MHz	455 kHz (FM)
FT-736R	47,43 MHz (70 cm)	13,69 MHz	455 kHz
FT-1000 MP	70,455 MHz	8,215 MHz	455 kHz
TM-221	10,7 MHz	455 kHz	
TM-421	21,6 MHz	455 kHz	
TS-850S	73,05 MHz	8,83 MHz	455 kHz

4.3.4.1. Circuit intégré

Outre les transistors bipolaires, les transistors FET et les transistors MOS des montages présentés dans la section 4.3.1. On peut aussi faire appel à des circuits intégrés pour la réalisation d'amplificateur FI.





4.3.5. Les filtres à FI

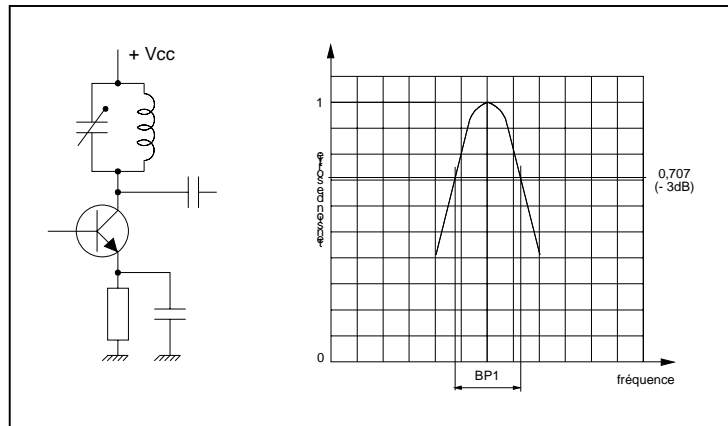
L'amplification à FI va déterminer la sélectivité, donc en quelque sorte la bande passante (HF) du récepteur. Dans cette fonction on fait appel à des filtres. La largeur du filtre FI est fonction du mode à recevoir. On peut distinguer

- les filtres discrets utilisant des circuits couplés, essentiellement utilisés pour la radiodiffusion en AM et en FM
- les filtres céramiques, utilisés dans les récepteurs pour la radiodiffusion en AM et en FM, mais aussi dans le domaine radioamateurs en VHF-UHF et tout particulièrement ceux en FM
- les filtres à quartz, utilisés essentiellement dans les récepteurs (transceiver) décimétrique
- les filtres mécaniques
- les filtres DSP

4.3.5.1. Filtre LC et circuits couplés ¹²

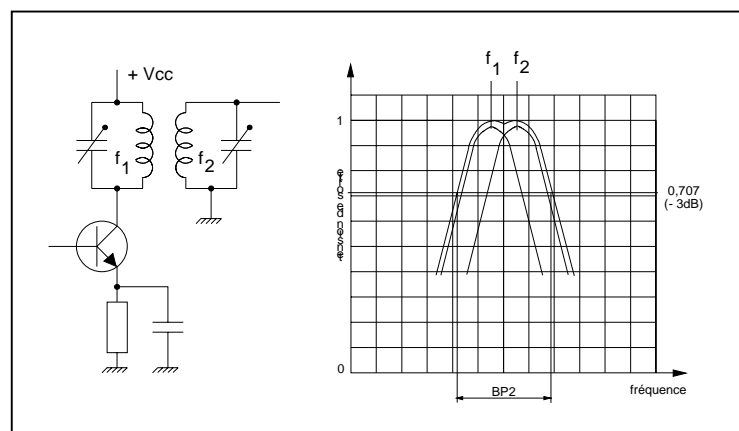
La courbe de résonance d'un circuit LC est représentée ci-contre. Un tel circuit présente une certaine bande passante déterminée par le facteur de qualité : $B = f_0 / Q$.

Sachant que, pratiquement, le facteur Q se situe entre 20 et 300, un tel circuit, pour 9 MHz, aurait une bande passante entre 450 et 30 kHz, or dans un récepteur décimétrique (par exemple) on souhaite une bande passante de 3 kHz en SSB et 500 Hz en CW. De plus la raideur des flancs n'est pas très grande, mais si on a plusieurs étages, chacun avec un circuit accordé, la raideur des flancs va augmenter.



Mais lorsqu'il s'agit d'avoir une bande passante assez large et "plate" on utilise plutôt des circuits couplés.

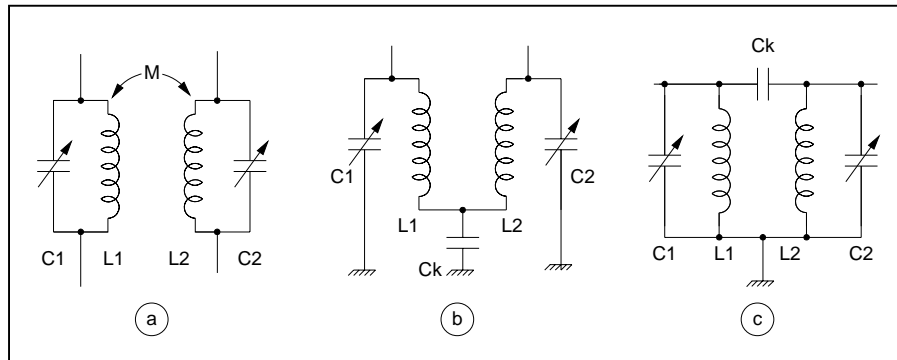
Le fait d'avoir deux circuits sur des fréquences légèrement différentes (f_1 et f_2), élargi la bande passante et la rend plus plate.



¹² Au fait on aurait déjà pu parler de ceci au § 4.3.1. Amplificateur et préamplificateur HF

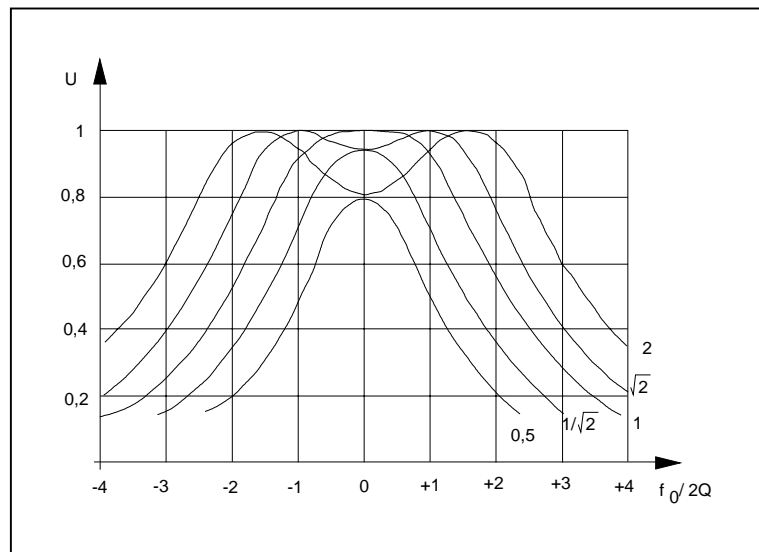


En plaçant, comme indiqué ci-avant, les deux bobines proches l'une de l'autre, on réalise un couplage magnétique. Toutefois, il existe d'autres formes de couplage :



Dans le cas du couplage magnétique (fig. a), les deux selfs des circuits oscillants sont proches l'une de l'autre et pour définir ce couplage, on définit un facteur kQ_0 .

- si $kQ_0 < 1$ on dit que le couplage est **lâche** ou que le circuit est sous couplé.
- si $kQ_0 > 1$ on dit que le couplage est **serré** ou que le circuit est sur couplé, et on voit apparaître 2 bosses dans la courbe de réponse, la distance entre les bosses (et donc la bande passante) à tendance à s'écarter lorsque kQ_0 augmente.
- si $kQ_0 = 1$ on dit qu'on a un couplage **critique**.



Le couplage peut être aussi être capacitif à la base.(fig. b) ou capacitif en tête (fig. c).

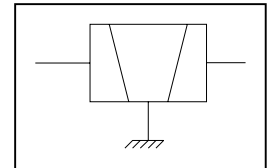


4.3.5.2. Filtres à quartz

Les filtres LC ou les circuits couplés doivent être réglés, on parle aussi d'alignement. Il existe bien sûr des appareils de mesures sophistiqués (wobulateur) qui permettent de voir la courbe pendant le réglage, mais ce réglage constitue pour l'industrie une perte de temps, et le dérèglement constitue aussi une source de non fiabilité. C'est pourquoi on préfère les filtres qui ne nécessitent pas de réglages et qui sont stables.

Ces filtres sont représentés par le symbole ci-contre.

Parmi ces filtres figurent les filtres céramiques, les filtres à quartz, et les filtres à ondes de surfaces. Tous utilisent la même propriété : l'effet piézoélectrique. Ils se présentent tous sous forme d'un bloc sans réglage. Ils nécessitent tous une petite adaptation d'impédance proposée par le constructeur dans ses notes d'application.



Au chapitre 2, nous avons vu le quartz en tant que composant et ces quartz seront utilisés dans pour réaliser des filtres, et on distingue alors

- les filtres monolithique où le filtre est réalisé sur un seul bloc de quartz, et,
- les filtres à composants discrets qui comportent plusieurs quartz avec éventuellement des selfs, des transfos et des condensateurs de couplage.

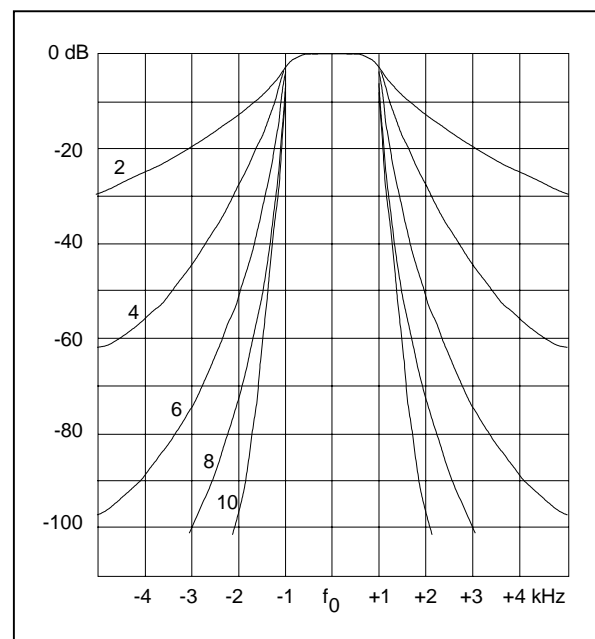
L'un et l'autre se présentent sous forme de boîtier métallique avec (au moins) 3 bornes (entrée, sortie et masse).

Les filtres sont caractérisés par leur bande passante à -6 dB, mais aussi par leur bande passante à -60 dB qui indiquera comment les signaux non désiré sont rejetés. Le rapport de ces deux bandes passantes est appelé **facteur de forme** ou shape factor, Un filtre parfait aurait donc un facteur de forme de 1 mais la plupart du temps ce facteur de forme se trouve aux environs de 1,5 à 3.

Exemple: La BP à -6 dB est de 2100 Hz, la BP à -60 dB est de 3100 Hz. Dans ce cas le facteur de forme est $3100/2100 = 1,47$

Un filtre à quartz est généralement composé de plusieurs quartz. La courbe de réponse d'un tel filtre répond à une équation mathématique caractérisée par des pôles et des zéros. Le nombre de "pôle" est égal au nombre de quartz. On parle ainsi de filtres à 2, 4, 6, 8 ou 10 pôles. Plus ce nombre est élevé, plus les flancs sont raides.

L'ondulation dans la partie "passante" de la courbe peut être plus marquée dans un filtre dont le nombre de pôles important. Cette déformation de la courbe de réponse dans la partie passante apporte une distorsion de l'audio appelée "ringing".

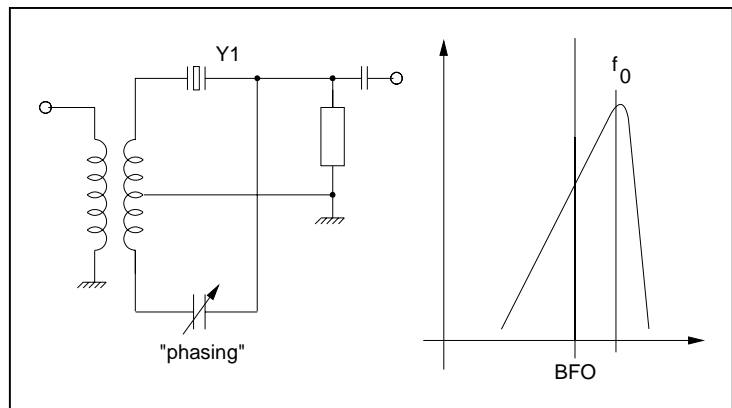




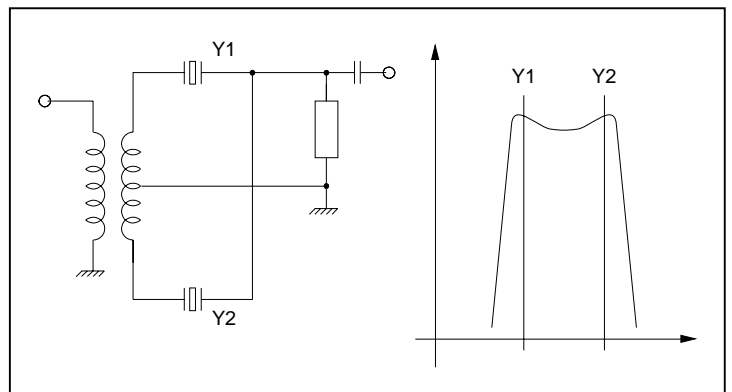
Dans la pratique:

- tous les récepteurs décamétriques sont équipés d'un filtre SSB dont la largeur est de 2,1 à 2,7 kHz. Toutefois, pour le trafic dans des conditions difficiles, il est préconisé d'ajouter un filtre à 1,8 kHz ("SSB étroit).
- pour la CW il est recommandé d'utiliser un filtre dont la largeur est de 250 Hz, mais certains opérateurs préfèrent 125 Hz et d'autres 500 Hz.
- pour un récepteur FM (NBFM), la largeur de bande est de 12,5 kHz, mais dans les anciens équipements elle était de 20 à 25 kHz.
- en AM la largeur typique est de 6 kHz
- pour la radiodiffusion FM, la largeur est de 180 kHz

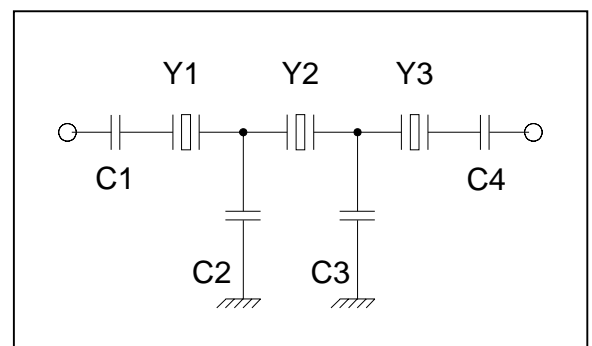
On peut réaliser un simple filtre à quartz pour la CW à l'aide du montage ci-contre. Le condensateur C1 (appelé "phasing") permet de faire varier la bande passante. La fréquence de l'oscillateur de battement BFO est placée légèrement en dessous de f_0 . Ce type de filtre permet une réjection de l'ordre de 30 dB du côté des fréquences élevées. La courbe de réponse est asymétrique.



Le filtre FI ci-contre est symétrique, il conviendrait pour la SSB par exemple. Les fréquences de résonance propres des quartz Y1 et Y2, déterminent la bande passante. La BP à 3 dB est environ égale à $1,5 \times$ l'écart $Y2 - Y1$.



Enfin, on peut utiliser plusieurs quartz tels que dans le montage ci-contre, il faut alors choisir judicieusement les fréquences de chaque quartz et les capacités pour obtenir la courbe voulue.





4.3.5.3. Les filtres céramiques

Les filtres céramiques sont fort semblables aux filtres à quartz, toutefois les caractéristiques des filtres céramiques sont moins bonnes. On n'emploie donc les filtres céramiques que pour la NBFM ou pour la FM (radiodiffusion).

4.3.5.4. Les filtres à ondes de surface

Les filtres à onde de surface (encore appelé ou Surface Accoustic Wave filters ou SAW) utilisent du niobate de lithium (Li NbO_3), ils fonctionnent?????

4.3.5.5. Les filtres (électro)mécaniques¹³

Une des caractéristiques de ce type de filtre est son grand facteur de qualité (Q). Il consiste en un transducteur d'entrée, un résonateur et un transducteur de sortie. Le résonateur est une pièce de métal qui a la forme d'une barre ou d'un disque. Les filtres mécaniques requièrent un condensateur d'accord extérieur. Il faut donc suivre scrupuleusement le schéma proposé par le constructeur.

Les filtres mécaniques ont une très bonne stabilité, la fréquence centrale peut être comprise entre 60 et 600 kHz, les bandes passantes vont de 0,05% à 5 % de la fréquence centrale, et le nombre de pôle peut varier de 2 à 12 pôles.

4.3.5.6. Les filtres DSP

Les filtres DSP ont des flancs beaucoup plus raides que les filtres à quartz, mais la réjection des signaux indésirables doit être faite le plus tôt possible dans la chaîne de réception. L'idéal est donc une combinaison d'un filtre FI et ensuite un filtre DSP.

¹³ La firme Collins est spécialisée dans ce genre de filtre.



4.3.5. Les limiteurs

Les limiteurs ne sont utilisés qu'en FM.

Le problème de la plupart des démodulateurs FM est qu'ils sont également sensibles à la modulation d'amplitude. Pour cette raison, il faut éliminer toute trace de variation d'amplitude avant d'attaquer le démodulateur FM. En fait un limiteur n'est rien d'autre qu'un amplificateur qui travaille au seuil de la saturation, suivit d'un circuit accordé qui va redonner la forme sinusoïdale au signal.

Les circuits intégrés conviennent particulièrement bien à cette application.



4.3.6. Les détecteurs

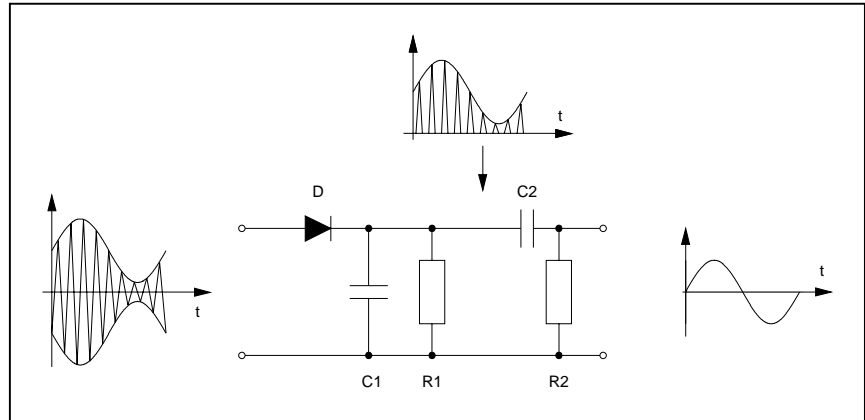
Nous avons déjà vu que sous ce nom générique on peut trouver

- les détecteurs proprement dits utilisés pour l'AM,
- les détecteurs de produits qui sont utilisés pour la CW et la BLU
- les discriminateurs utilisés en FM

4.3.6.1. Détection AM

La détection AM se fait au moyen d'une diode D qui ne laisse passer que les alternances positives (dans le cas de la figure ci-contre).

Soit donc un signal AM à l'entrée, la tension après la diode suit l'amplitude du signal RF. A chaque alternance, le condensateur C1 se charge à une valeur proche de la valeur de crête, puis se décharge dans R1. La constante de temps C1 R1 doit donc être élevée par rapport à la période du signal FI.



Pour restituer la symétrie du signal on doit alors ajouter le condensateur C2 et la résistance R2 et la constante de temps C2 R2 doit donc être élevée par rapport à la période du signal AF.

On appelle ce type de démodulation un **détection d'enveloppe**.

4.3.6.2. Détecteur de produit

Les détecteurs de produits sont utilisés pour démoduler des signaux AM et SSB, ils utilisent les produits de mélange entre le signal utile et un oscillateur local. Un détecteur de produit est en fait un mélangeur, mais à sa sortie on trouve le signal BF au lieu d'une FI.

Un détecteur de produit peut décoder un signal AM surmodulé, et le rapport signal/bruit est meilleur que celui produit par un détecteur d'enveloppe.

CA3028A

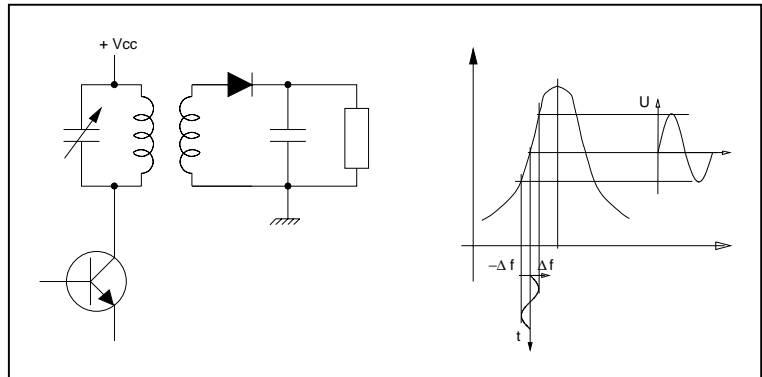


4.3.6.3. Les discriminateurs

Il existe plusieurs circuits qui permettent de démoduler de la FM.

Le discriminateur le plus simple est le **discriminateur de flanc**¹⁴. On utilise la courbe de réponse d'un circuit accordé LC, décalé en fréquence pour que la tension de sortie soit proportionnelle à la fréquence.

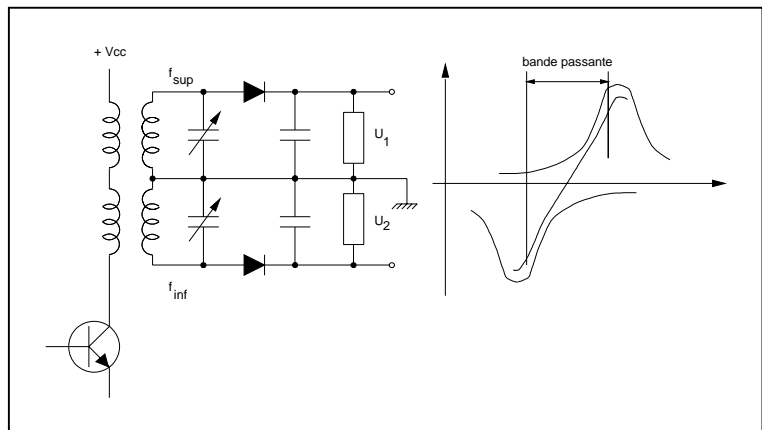
Dans un discriminateur de flanc on convertit donc la modulation de fréquence en modulation d'amplitude et le signal obtenu est alors "détecté", comme en AM.



L'inconvénient majeur est le manque de linéarité, et comme la modulation FM se veut être une modulation de qualité, le discriminateur de flanc a été modifié et a donné lieu au discriminateur à deux circuits accordés.

Dans le **discriminateur à deux circuits accordés**¹⁵, on met deux discriminateurs de flanc "en opposition" de phase. La non linéarité s'annule donc, et on obtient une courbe caractéristique appelée **courbe en forme de "S"**.

La bande passante utile est sensiblement inférieure à la distance entre les deux sommets, c-à-d à la différence entre les deux fréquences d'accord des deux circuits.



Malheureusement si les circuits peuvent facilement être réglés séparément sur des fréquences f_1 et f_2 , pratiquement les deux circuits auront tendance à se synchroniser sur une fréquence moyenne. Ce phénomène est d'autant plus marqué que l'impédance de la source (impédance de sortie du transistor) est faible.

De plus, il est difficile d'obtenir des circuits LC légèrement décalés avec des courbes "vraiment" complémentaires.

¹⁴ En anglais "slope detector".

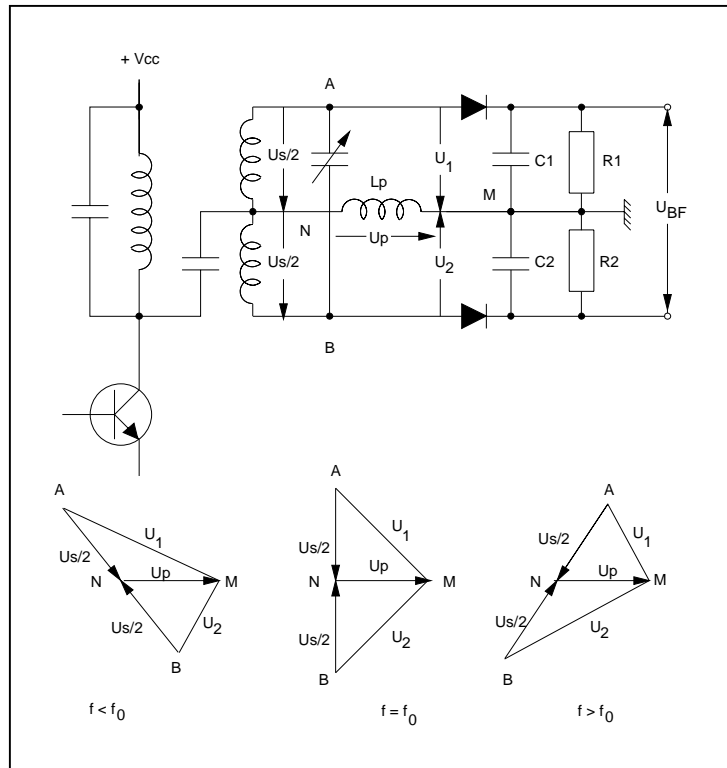
¹⁵ Encore appelé discriminateur Travis



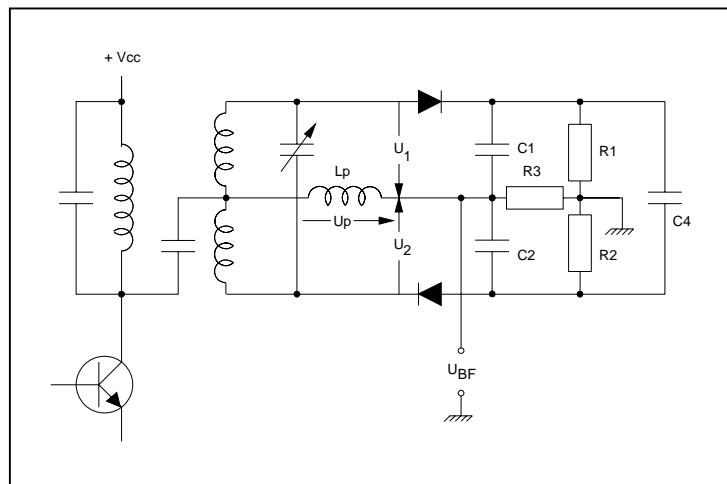
Une autre solution consiste en un **discriminateur de phase**¹⁶. Le circuit FI possède un secondaire avec prise médiane, produisant deux tensions $U_{s/2}$ en opposition de phase.

A la résonance, les tensions $U_{s/2}$ sont décalées exactement de $+90^\circ$ et de -90° par rapport à la tension sur la self de choc L_p . Les tensions U_1 et U_2 sont égales et en quadrature. Après détections les deux tensions sont égales et de signe opposé, la tension de sortie est nulle.

Si $f < f_0$ ou $f > f_0$ les tensions ne sont plus égales, et leur différence n'est plus nulle.



En inversant une des deux diodes, on arrive finalement au **détecteur de rapport**¹⁷. L'avantage du détecteur de rapport est qu'il ne nécessite pas de circuit limiteur.



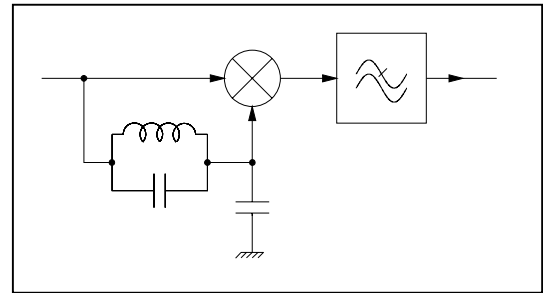
¹⁶ Encore appelé discriminateur Foster-Seeley

¹⁷ En anglais "ratio detector".



4.3.6.4. Les démodulateurs à coïncidence

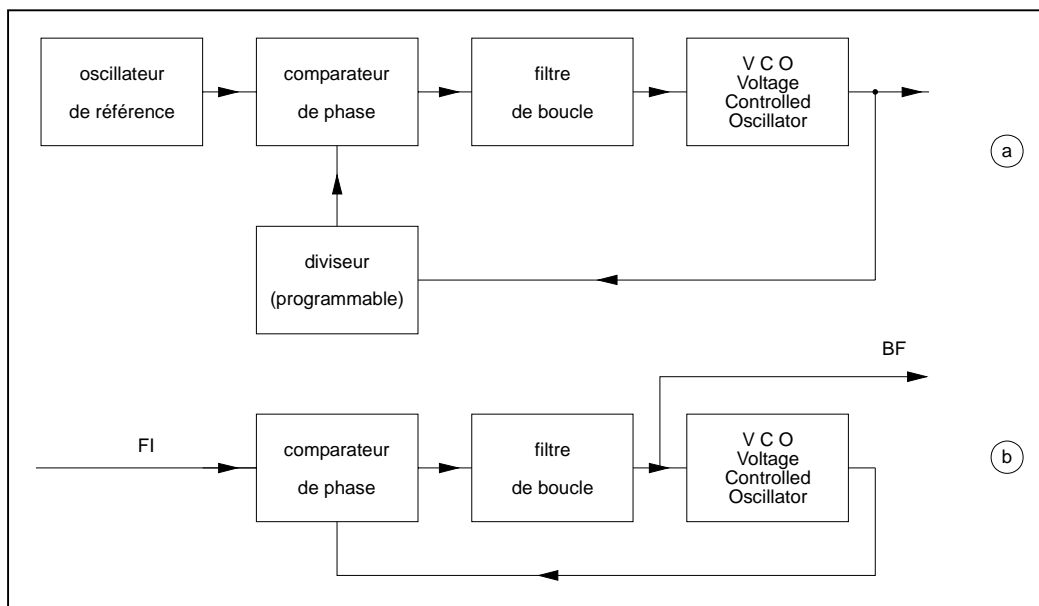
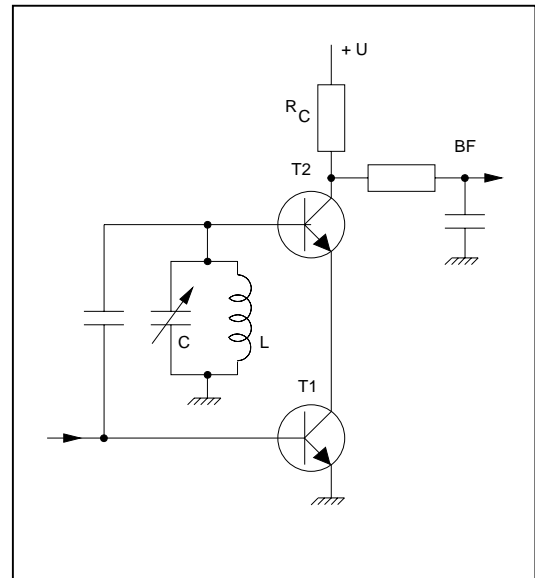
Dans un démodulateur à coïncidence¹⁸, on va convertir la modulation de fréquence en modulation de phase et ensuite un détecteur de phase va être utilisé. A la fréquence porteuse, le déphasage introduit par le circuit est de -90° . Le circuit passe bas supprime la fréquence somme.



4.3.6.5. Discriminateur à PLL

Ce type de démodulation est appelé démodulateur **cohérent**.

Dans une boucle à verrouillage de phase (PLL) la tension d'erreur est proportionnelle à l'erreur de fréquence, par conséquent si, à la place du VCO, on applique le signal modulé en FM en lieu et place de l'oscillateur de référence et la tension de correction (qui devient maintenant la tension de sortie) représente le signal qui a servi à moduler le signal FM. La figure ci-contre montre un PLL classique (a) et un discriminateur à PLL (b).



¹⁸ En anglais "quadrature demodulator".



4.3.7. Oscillateur de battement (BFO)

En télégraphie, on doit provoquer le battement entre le signal reçu (même si celui-ci a été converti en une autre fréquence) et un oscillateur local de sorte à produire une fréquence ("une note") audible.

Par ailleurs, pour recevoir de la BLU (J3E), il faut restituer la porteuse de façon à pouvoir on doit restituer l

4.3.8. Calibreur à quartz

Dans la plupart des récepteurs actuels, la fréquence de l'oscillateur est traitée par un microprocesseur et, en tenant compte de la valeur de la FI, de tous les oscillateurs et du mode de réception, il est possible de calculer et d'afficher la valeur de la fréquence de réception.

Ceci n'était pas le cas des récepteurs travaillant avec un VFO et des oscillateurs à quartz pour obtenir toutes les bandes radio amateur. Un oscillateur à quartz, spécialement conçu pour générer beaucoup d'harmoniques, permettait alors de calibrer le récepteur. Ce générateur est temporairement mis à l'entrée du récepteur et comme il fournit un signal de 3,5 MHz avec ses multiples, il est possible de se calibrer sur 3,5 MHz, 7 MHz, 14 MHz, 21 MHz et 28 MHz.

4.3.9. Amplificateur BF

Etant donné la faible puissance nécessaire à une réception normale via haut-parleur ou casque, plusieurs circuits intégrés peuvent convenir.

4.3.10. Contrôle automatique de gain

Le circuit de CAG fait en sorte que la tension à l'entrée du détecteur soit plus ou moins constante. On détecte donc le niveau de sortie, on produit une tension continue qui va contrôler le gain des premiers étages et le gain de l'amplificateur FI principal.

Les transistors MOSFET à doubles grilles sont particulièrement bien adaptés à ce genre de "contrôle".

La constante de temps avec lequel ce circuit réagit dépend du type de réception. En AM et en SSB on utilisera une grande constante de temps (c-à-d en position SLOW), tandis qu'en CW on utilisera une constante de temps plus faible (c-à-d la position FAST).



4.3.11. S-mètre

Les récepteurs sont généralement munis d'une indication du niveau reçu. Cette indication est établie en points "S" allant de 1 à 9.

L'échelle des points S a été définie dans les années 1940 et confirmé lors d'une réunion IARU :

- pour les récepteurs décimétriques S9 correspond à une f.é.m. de 100 µV, donc en cas d'adaptation, on aura 50 µV aux bornes du récepteur,
- pour les récepteurs VHF et UHF, S9 correspond à 5 µV aux bornes du récepteur.

Une variation de un point S correspond à 6 dB. Au-delà de S9, on utilise des pas de 10 dB

On peut alors établir la correspondance suivante :

	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9 ¹⁹	S9 +20	S
Décimétrique	≈ 0,2	≈ 0,4	≈ 0,80	≈ 1,6	≈ 3	6,125	12,5	25	50	500	µV
VHF/UHF	≈ 0,02	≈ 0,04	≈ 0,08	≈ 0,16	≈ 0,3	0,6125	0,125	2,5	5	50	µV

Mais en pratique l'indication du S-mètre n'est pas aussi précise. On peut bien sûr "calibrer" l'indication pour la valeur S9. Le S-mètre doit donc être considéré comme une indication relative du niveau de réception.

4.3.12. Silencieux (squelch)

Le silencieux ou squelch est essentiellement utilisé sur les récepteurs FM. En effet, en absence de signal, le gain est maximal et la tension à la sortie du discriminateur est un bruit d'amplitude relativement élevé qui est relativement désagréable. C'est pourquoi en absence de réception, le silencieux va bloquer la BF.

Le réglage du silencieux est généralement accessible à l'opérateur, il doit être très légèrement au dessus du point critique ??????????????????

¹⁹ Seules les correspondances pour S9 en décimétrique et en VHF doivent être retenues, le reste se retrouve facilement.



4.4. Les caractéristiques des récepteurs

4.4.1. Le canal adjacent

4.4.2. La sélectivité

La sélectivité d'un récepteur est la faculté de pouvoir séparer le signal souhaité des autres signaux. La sélectivité est essentiellement déterminée par le filtre FI et elle est souvent donnée par les points à -6 dB et à -60 dB.

- en SSB avec un filtre 2,4 kHz, la bande passante à -6 dB est de 2,2 kHz, la BP à -60 dB est de 4,2 kHz
- en CW avec un filtre 500 Hz, la bande passante à -6 dB est de 500 Hz, la BP à -60 dB est de 1,8 kHz
- en FM avec un filtre 12 kHz, la bande passante à -6 dB est de 12 kHz, la BP à -40 dB est de 28 kHz

4.4.3. La sensibilité

La sensibilité d'un récepteur est la faculté de pouvoir recevoir des signaux très faibles. La sensibilité dépend essentiellement des étages d'entrées du récepteur.

- la sensibilité d'un récepteur décimétrique (1,8 à 30 MHz) est de l'ordre de 0,25 μV pour un rapport S/B de 10 dB et pour les modes SSB et CW
- la sensibilité d'un récepteur VHF/UHF pour la NBFM est de l'ordre de 0,16 μV pour un rapport S/B de 12 dB²⁰

4.4.4. La désensibilisation

L'un des problèmes les plus difficiles à résoudre avec les stations relais est la désensibilisation du récepteur.

La désensibilisation est due à la présence d'un émetteur proche. Le signal de cet émetteur atteint alors le récepteur avec un niveau tellement important que le récepteur devient moins sensible et ne reçoit plus les signaux qu'il devrait théoriquement pouvoir recevoir.

Il est donc important de construire un récepteur avec une très grande plage dynamique.

Dans le cas d'un relais, l'émetteur qui cause la désensibilisation n'est rien d'autre que l'émetteur du relais lui-même. La règle fondamentale pour éviter la désensibilisation est l'isolation. Parmi les mesures à prendre, il faut

- blinder correctement l'émetteur et le récepteur
- séparer physiquement l'émetteur du récepteur
- blinder correctement l'émetteur et le récepteur

On doit aussi faire les connexions avec du câble blindé de bonne qualité et si nécessaire utiliser du câble à double tresse ou du câble semi-rigide.

Pour diminuer le niveau du signal perturbateur, on peut aussi séparer les antennes d'émission et de réception. Mais souvent on désire utiliser la même antenne. On utilise à ce moment des cavités montées dans un ensemble appelé duplexeur. Le duplexeur agit comme un filtre passe bande sur la fréquence à recevoir et atténue la fréquence de l'émetteur. La réjection peut facilement être de l'ordre de 80 dB.

²⁰ Remarquons que l'on exige d'une réception FM un meilleur rapport S/B que pour une réception CW ou SSB.



Si la désensibilisation provient d'un émetteur puissant mais qui se trouve assez loin hors de la bande radioamateur, alors il est possible d'utiliser des filtres passe-haut et passe-bas classiques, ou éventuellement des filtres hélicoïdaux.

4.4.5. La stabilité

La stabilité d'un récepteur est la faculté de pouvoir rester accordé sur la fréquence désirée.

Dans un récepteur superhétérodyne, la stabilité est essentiellement liée à la stabilité des oscillateurs locaux et du VFO. La stabilité est exprimée en partie par million (ppm). Si un récepteur est accordé sur 14 MHz, une stabilité de 10 ppm signifie une stabilité de 140 Hz. La stabilité dépend des coefficients de température des quartz ou, des selfs et des capacités dans la cas d'un oscillateur LC. Il est donc nécessaire de spécifier la plage de températures.

Pour un récepteur décamétrique, la stabilité est de l'ordre de 10 ppm. Toutefois, si on équipe le récepteur d'un oscillateur de référence à haute stabilité, on peut obtenir une stabilité de 0,5 ppm.

Pour un récepteur V/UHF, la stabilité est de

- 10 ppm pour un récepteur NBFM
- 1 ppm pour un récepteur SSB/CW.

4.4.6. La fréquence image

Nous avons déjà évoqué le sujet ! (voir § 4.1.3.2)

Pour caractériser la fréquence image, on donne parfois la réjection de la fréquence image qui représente le rapport entre le niveau de la fréquence utile à celui de la fréquence image en un point donné du récepteur (par exemple en FI, juste avant le démodulateur).



4.5. Le rapport S/B , figure de bruit et seuil de bruit²¹

4.5.1. Le bruit thermique

Dans tout conducteur, les électrons sont animés d'un mouvement désordonné. Dès lors il apparaît aux bornes d'une résistance une différence de potentiel de valeur aléatoire. Comme cette d.d.p. est indépendante de la fréquence, on dit que ce bruit est "blanc" par analogie avec la lumière blanche dont l'énergie est aussi indépendante de la fréquence. La puissance de bruit est donnée par la formule de Nyquist (appelée formule de Johnson d'après d'autres sources)

bruit thermique

$$P = k T B$$

où k est la constante de Boltzman et vaut $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W /}^\circ\text{K}$

R est la résistance en ohms

T est la température absolue en $^\circ\text{K}$ ($0^\circ\text{C} = 273,15^\circ\text{K}$)²².

B est la bande passante exprimée en Hz

Remarques:

- le bruit n'est pas seulement généré par les résistances (composant discret) mais aussi par les résistances de connexions, les résistances de surface des circuits résonnants, par les tubes électroniques, par les semi-conducteurs
- la bande passante d'un système n'a pas de limite très nette, c'est pourquoi on définit la bande passante équivalente où le bruit serait identique. Dans la pratique toutefois la bande équivalente est proche de la bande passante à -3 dB
- à 0°K (donc à -273°C) plus aucune résistance ne générerait du bruit ! C'est pourquoi des préamplis à très faible bruit utilisé pour des applications spéciales (recherche spatiale, etc ...) travaillent à température TRÈS basse (quelques 10°K)

Si on calcule cette puissance de bruit dans une bande passante de 1 Hz, on trouve

$$P = 1,38 \cdot 10^{-23} \times 290 = 4,002 \cdot 10^{-21} \text{ W / Hz soit } -203,98 \text{ dBW/Hz soit } -173,97 \text{ dBm/Hz soit } \approx -174 \text{ dBm/Hz}$$

Pour une bande passante déterminée, il suffit alors d'ajouter $10 \log(B)$ où B est la bande passante en Hz, ainsi

mode	Bande passante	10 log B	P dans cette BP
CW	250 Hz	23,98 dB	-149,99 dBm
SSB	2700 Hz	34,31 dB	- 139,66 dBm
FM	12 kHz	40,79 dB	- 133,18 dBm
TV	6 MHz	67,78 dB	- 106,19 dBm

Ceci explique pourquoi on peut plus facilement trouver des petits signaux en CW que dans les autres modes de modulation. Ceci explique pourquoi on a intérêt à utiliser un filtre étroit en CW plutôt que de conserver le filtre SSB.

²¹ Le bruit dans les récepteurs et les phénomènes d'intermodulation sont les deux problèmes fondamentaux des récepteurs. C'est la raison pour laquelle nous avons séparé ces 2 chapitres par rapport au programme HAREC.

²² On considère généralement que la température ambiante est de 17°C , ce qui permet d'arrondir et d'obtenir $T_0 = 290^\circ\text{C}$



4.5.2. Facteur de bruit d'un amplificateur

Le facteur de bruit d'un amplificateur, noté F, est une mesure de la détérioration du rapport (S/B) optimum à l'entrée par suite des bruits engendrés dans le circuit amplificateur donc

$$\text{facteur de bruit} \quad F = (S/B)_{\text{optimum}} / (S/N)_{\text{réel}}$$

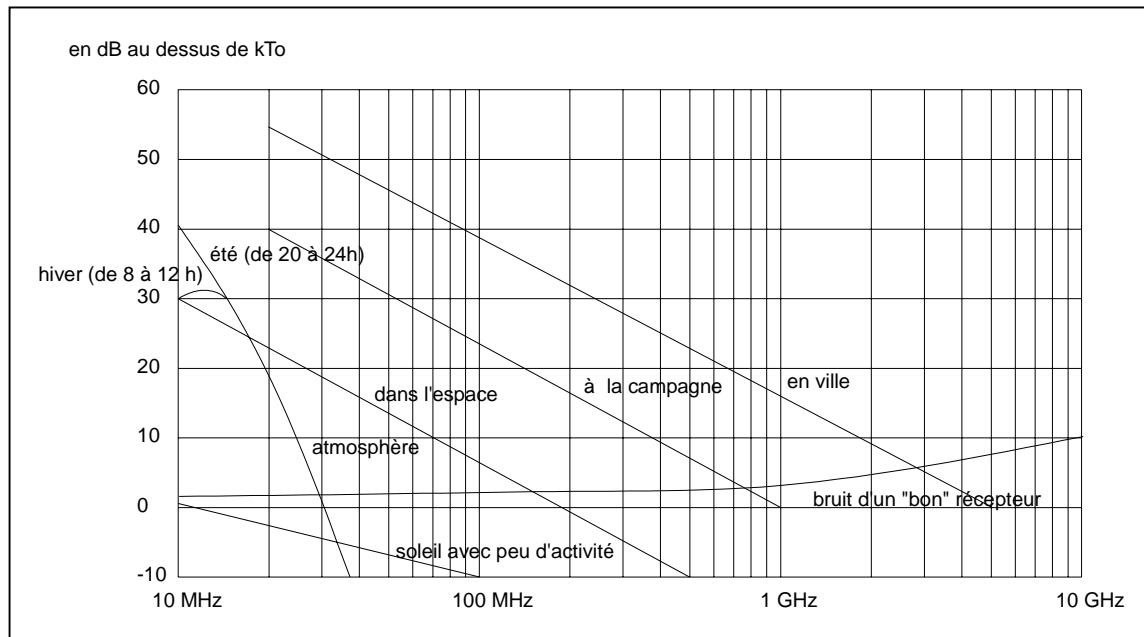
donc F est toujours >1 . Mais le facteur de bruit est aussi exprimé en décibel NF = 10 log F

4.5.3. Le bruit extérieur

Lorsqu'on raccorde un récepteur à une antenne extérieure, elle capte du bruit. Ce bruit trouve son origine dans plusieurs sources, il est notamment dû

- à l'atmosphère
- au bruit thermique de la terre
- au bruit dû aux émissions solaires et cosmiques
- au bruit occasionné par l'homme : allumage des autos, appareils électrodomestiques, etc ...

On peut trouver une courbe donnant la valeur moyenne typique de ce bruit dans différentes circonstances.



On constate que :

- au dessus de 100 MHz, le bruit est essentiellement limité par le bruit du récepteur
- qu'en dessous de 30 MHz le bruit atmosphérique est relativement prépondérant.

On remarque aussi, qu'il vaut mieux avoir une station à la campagne qu'en pleine ville

Exemple: En supposant que l'on utilise la SSB, déterminer le bruit maximum en 145 MHz ?

en ville : $k T_0 + 34,31 \text{ dB} + 35 \text{ dB} = -174 + 34,31 + 35 = -104,69 \text{ dBm}$

à la campagne : $k T_0 + 34,31 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = -174 + 34,31 + 20 = -119,69 \text{ dBm}$



On gagne donc 15 dB en allant vivre à la campagne !

Exemple : En supposant que l'on utilise la SSB, déterminer le bruit maximum sur 20 m en CW ?

en été : $k T_0 + 23,98 \text{ dB} + 35 \text{ dB} = -174 + 23,98 + 35 = -115 \text{ dBm}$

en hiver : $k T_0 + 23,98 \text{ dB} + 32 \text{ dB} = -174 + 23,98 + 32 = -118 \text{ dBm}$

4.5.4. Seuil de sensibilité d'un récepteur

Le seuil de sensibilité d'un récepteur est la plus faible tension d'entrée nécessaire pour obtenir un rapport de la puissance nécessaire à l'entrée (P_e), à la puissance de bruit (P_b) égal à 1.

Donc pour un récepteur "sans bruit", $P_b = kTB$ et si la source de bruit a la même impédance que l'entrée du récepteur alors $U_b = \sqrt{Z k T B}$

Exemple: $t = 17^\circ\text{C}$, $Z = 50 \Omega$, calculons $U_b = \sqrt{Z k T B}$ pour 3 cas typiques

B = 250 Hz	B = 2700 Hz	B = 12 kHz
$U_b = 0,00707 \mu\text{V}$	$U_b = 0,00232 \mu\text{V}$	$U_b = 0,049 \mu\text{V}$
transformons en dB μV		
-43 dB μV	-32 dB μV	-26,2 dB μV
transformons en dBm		
-150 dBm	-139 dBm	-133,2 dBm

mais un tel récepteur idéal n'existe pas, il possède un facteur de bruit F, donc il faudra une tension supérieure $U_{b \text{ seuil}} = \sqrt{F Z k T B}$

Continuons donc notre exemple et supposons un facteur de bruit F de 6 dB (soit 4 x) :

B = 250 Hz	B = 2700 Hz	B = 12 kHz
$U_{b \text{ seuil}} = 0,0141 \mu\text{V}$	$U_{b \text{ seuil}} = 0,00464 \mu\text{V}$	$U_{b \text{ seuil}} = 0,098 \mu\text{V}$
-37 dB μV	-27 dB μV	-20 dB μV
-143 dBm	-133 dBm	-127 dBm

Le facteur de bruit (exprimé en dB) se retrouve ici directement dans la sensibilité exprimée en dB μV ou en dBm ... il fallait s'y attendre !

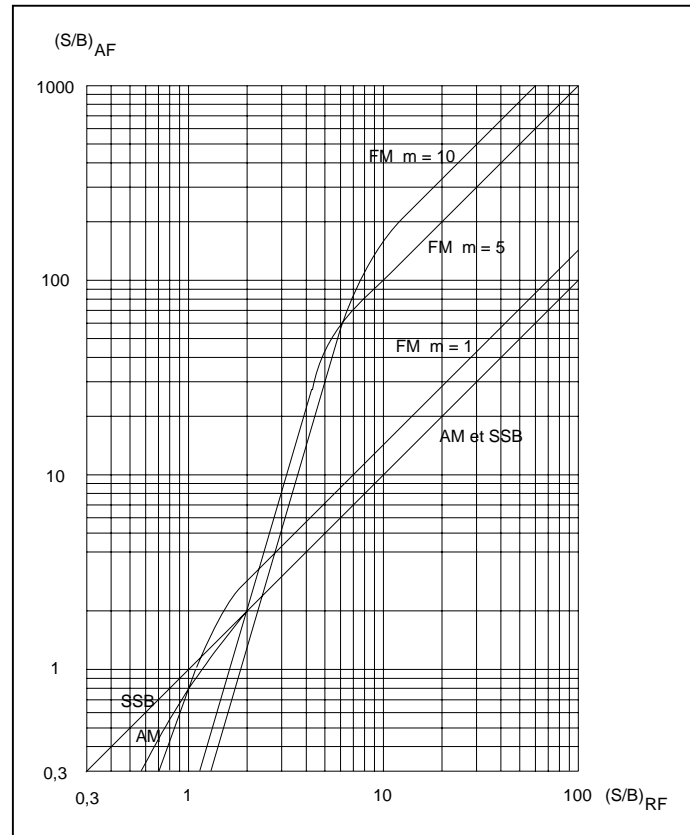


4.5.5. Seuil de sensibilité pour un rapport (S/B) donné

Le seuil de sensibilité donné plus haut correspond juste au niveau du bruit. Dans la littérature anglaise on trouve le terme "noise floor" qui est peut être plus significatif.

Mais l'utilisateur veut un certain "confort" d'écoute, il souhaite donc un certain rapport S/B à la fin de la chaîne et par conséquent il est plus intéressant de donner la tension d'entrée pour obtenir un rapport S/B donné.

Dans la plupart de cas, on donne cependant le rapport S/B mesuré au niveau de l'ampli AF. Pour la SSB et pour l' AM, si $S/B > 2$ dB, alors on peut dire que le rapport $(S/B)_{AF}$ est pratiquement égal au rapport $(S/B)_{RF}$. Pour les autres modes on peut se rapporter à la courbe ci-contre pour obtenir le rapport entre le $(S/B)_{AF}$ et le rapport $(S/B)_{RF}$



Reprenons notre exemple :

B = 250 Hz F = 6 dB télégraphie	B = 2700 Hz F = 6 dB modulation SSB	B = 12 kHz F = 6 dB modulation NBFM avec une déviation de 4 kHz, une $f_{MOD} = 1,75$ kHz, la bande passante RF est de 12 kHz,
en télégraphie, on peut se contenter d'un $(S/B)_{AF}$ de 3 dB (soit 2x)	en SSB, un radioamateur se contente d'un $(S/B)_{AF}$ de 10 dB (soit 10 x)	Si on fait de la FM, c'est pour profiter de la qualité, donc il faudra atteindre par exemple un $(S/B)_{AF}$ de 20 dB
la courbe montre que $(S/B)_{AF} = 3$ dB implique $(S/B)_{RF} = 3$ dB	la courbe montre que $(S/B)_{AF} = 10$ dB implique $(S/B)_{RF} = 10$ dB	la courbe montre que $(S/B)_{AF} = 20$ dB implique $(S/B)_{RF} = 12$ dB
$U_{b\ seuil} = \mu V$	$U_{b\ seuil} = \mu V$	$U_{b\ seuil} = \mu V$
- 37 dB μV	-27 dB μV	-20 dB μV
- 143 dBm	-133 dBm	- 127 dBm

Le facteur de bruit (exprimé en dB) se retrouve ici directement dans la sensibilité exprimée en dB μV ou en dBm ... il fallait s'y attendre !



Exemple: $t = 17^{\circ}\text{C}$, $Z = 50 \Omega$, modulation NBFM avec une déviation de 4 kHz, une $f_{\text{MOD}} = 1,75 \text{ kHz}$, la bande passante RF est de 12 kHz, le $F = 3 \text{ dB (2x)}$, Quelle est la sensibilité pour un rapport S/B de 12 dB (16 x) ?

$$U_{b(26 \text{ dB})} = \sqrt{2 \times 50 \times 1,38 \times 10^{-23} \times 290 \times 12 \times 10^3} = 0,07 \mu\text{V}$$

$$M = 4 / 1,75 = 2,3$$

$$(S/B)_{\text{AF}} = 20 \text{ dB avec } M = 2,3 \text{ d'où } (S/B)_{\text{RF}} = 12 \text{ dB (x16)}$$

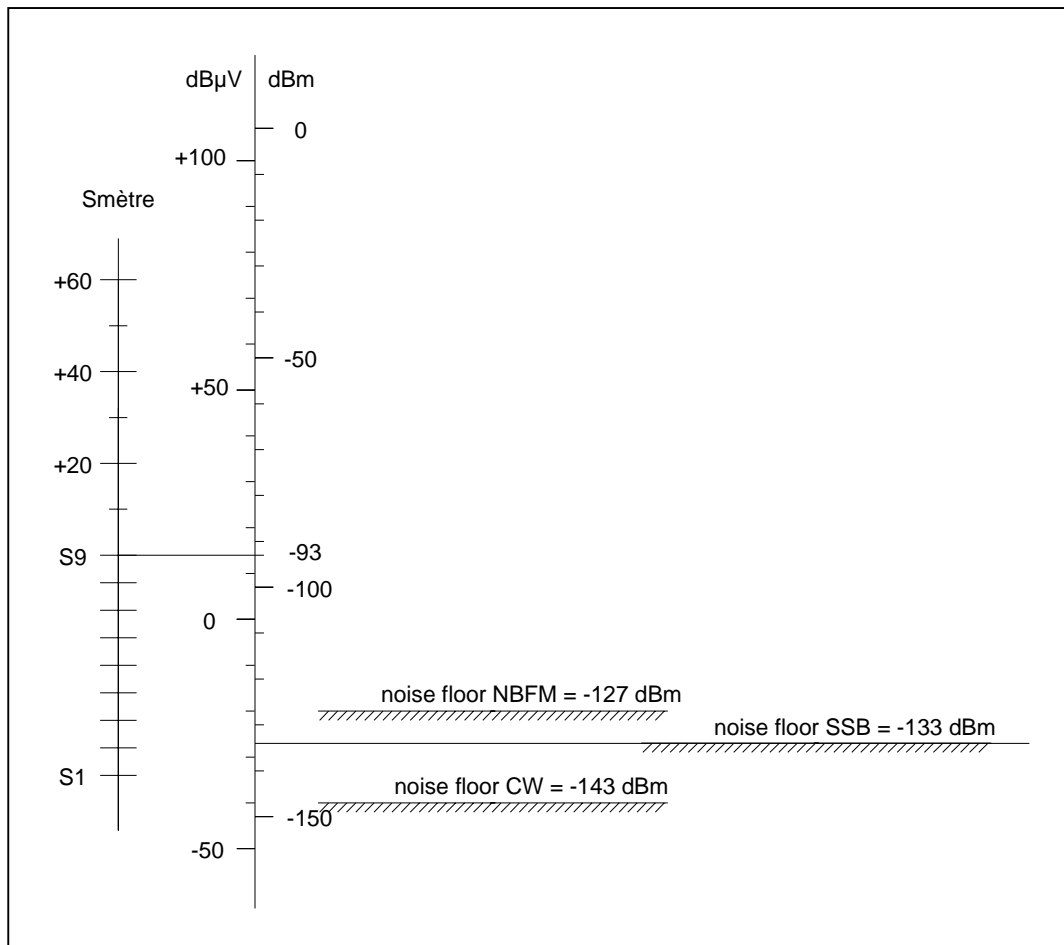
$$\text{donc } U_{b(20 \text{ dB AF})} = 0,07 \times \sqrt{16} = 0,28 \mu\text{V}$$

0,28 μV convertit en dB μV devient $-5,5 \text{ dB}\mu\text{V}$ soit -118 dBm

Remarques :

- il faut savoir que le rapport S/B des amplis audio ne dépasse jamais 100 dB, et que les courbes ont été tracées au-delà de cette valeur.
- en FM, la courbe présente deux pentes

Une représentation intéressante consiste en une échelle verticale où le bruit de fond serait tout en bas (le "noise floor" comme disent les anglais) et où le signal fort serait en haut. A partir des exemples ci-dessus nous pouvons donc faire la représentation ci-dessous :





4.5.6. La température de bruit

La température de bruit d'un amplificateur est la température à laquelle il faudrait porter une résistance (égale à la résistance d'entrée) pour produire la même puissance de bruit.

$$F = \frac{p_e + p_i}{p_e} = 1 + \frac{p_i}{p_e} = 1 + \frac{G k T_i B}{G k T_e B} = 1 + \frac{T_i}{T_e}$$

Donc

$$T_i = (F - 1) T_0$$

Application: La figure de bruit d'un préampli est de 0,8 dB. Calculez la température de bruit ?

Partons de $f = 10^{(NF/10)} = 10^{(0,8/10)} = 10^{0,08} = 1,202264$, et comme $f = 1 + T_i / 290$, $T_i = (f - 1) 290 = (1,202264 - 1) 290 = 58,6 \text{ }^\circ\text{K}$

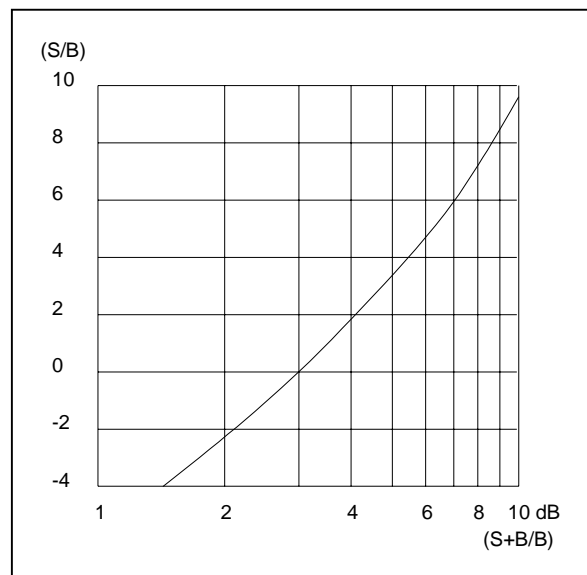
4.5.7. Rapport (S+B) / B

Le rapport signal/bruit est un paramètre que l'on peut mesurer au niveau du haut-parleur c.-à-d. à la sortie du récepteur. On peut mesurer la tension produite par le bruit, puis le signal utile et en déduire le S/B.

Lorsque le rapport signal/bruit est de l'ordre de 60 dB, on n'entend presque pas le bruit, cette valeur est requise pour toute bonne installation audio (haute fidélité). Pour des communications téléphoniques, un rapport de l'ordre de 20 à 30 dB signifie une transmission normale. En dessous de 16 dB le souffle devient nettement audible et pour 10 dB la communication est franchement perturbée par le bruit.

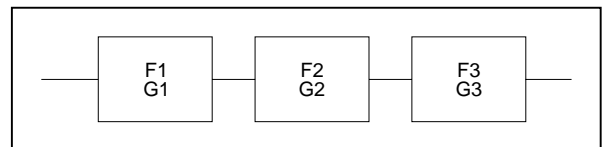
Mais en mesurant le bruit tel qu'indiqué plus haut, on fait une erreur car on a mesuré en fait le rapport S+B/B (S+N/N), lorsque le rapport S+B/B est grand il n'y a pratiquement pas de différence avec le rapport S/B; par contre en dessous de x dB, la figure ci-dessous permet de trouver le rapport S/B à partir du S+B/B

Toutefois on a pas encore tenu compte de la distorsion et en fit on a mesuré le S+B+D/B, ce que l'on appelle encore le **SINAD** pour Signal Noise And Distorsion.



4.5.8. Mise en cascade de plusieurs amplificateurs

On peut se demander ce que devient le rapport S/B ou la facteur de bruit lorsqu'on connecte n amplificateurs en cascade tel qu'indiqué à la figure ci-contre.



$$F_t = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 G_2} + \frac{F_4}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n}{\prod_{n=1}^{n-1} G_n}$$



Ceci montre que l'influence du facteur de bruit du premier étage est primordiale.

4.5.9. Influence d'un atténuateur

Jusqu'à présent nous avons parlé d'étage d'amplification, mais il nous manque un élément de première importance pour évaluer une installation, ce sont les lignes de transmissions (coaxial, bifilaires...).

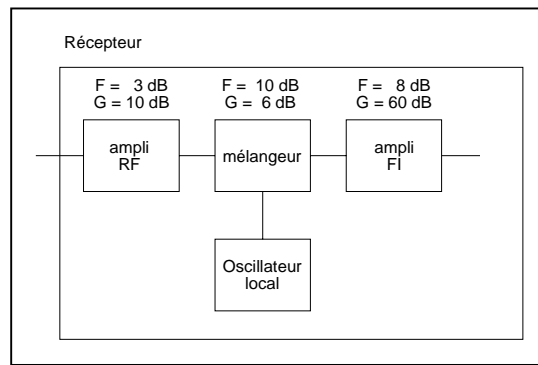
Une ligne est en principe caractérisée du point de vue qui nous intéresse par la perte qu'elle introduit. Mais, comme pour un étage d'amplification, il nous faut connaître son facteur de bruit. Nous admettrons que celui-ci est égal à l'atténuation engendrée par le câble.

Par exemple, une ligne dont la perte est de 3 dB aura un facteur de bruit de 3 dB.

Ainsi une ligne ayant une perte de 3 dB, sera considérée comme un étage ayant un gain de -3 dB et un facteur de bruit de 3 dB.

4.5.10. Applications et choix de la meilleure solution

4.5.10.1. : Soit un récepteur qui comporte un ampli RF, un mélangeur actif (donc avec un composant actif), et un amplificateur FI



1.	Ampli RF	$F_1 = 3 \text{ dB (2 x)}$	$G_1 = 10 \text{ dB (10x)}$
2.	Mixer	$F_2 = 10 \text{ dB (10 x)}$	$G_2 = 6 \text{ dB (4 x)}$
3.	Ampli FI	$F_3 = 8 \text{ dB (6,3 x)}$	$G_3 = 60 \text{ dB (x } 10^6)$
4.	reste du récepteur	$F_4 \text{ est négligeable}$	

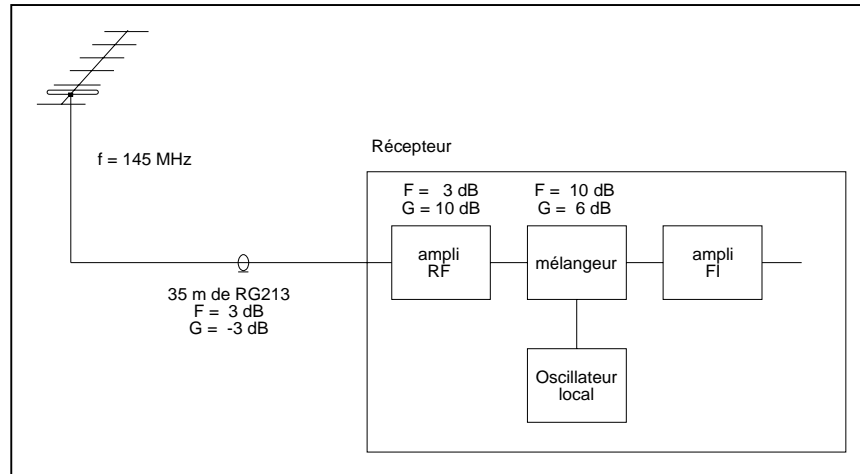
Calculons le facteur de bruit total :

$$F_t = 2 + \frac{10^{-1}}{10} + \frac{6,3^{-1}}{4 \times 10} + \frac{\text{négligeable}}{10^6 \times 4 \times 10} = 2 + 0,9 + 0,132 + \text{négligeable} = 3,03 \text{ soit } 4,8 \text{ dB}$$

Le facteur de bruit total est donc (légèrement) supérieur au facteur de bruit du premier étage.



4.5.10.2. : On fait précéder ce récepteur par un câble avec une perte de 3 dB (35 m de câble RG213 à 145 MHz par exemple) :

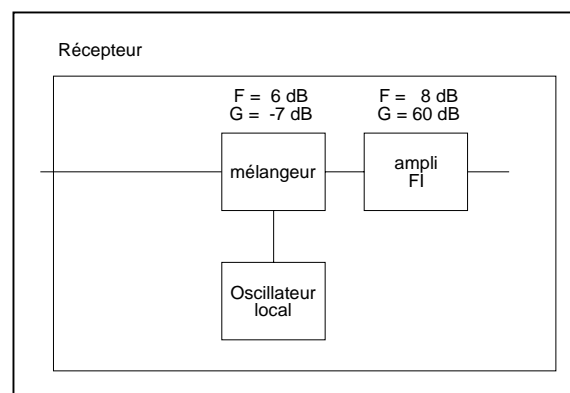


1.	Câble	$F_1 = 3 \text{ dB (2 x)}$	$G_1 = -3 \text{ dB (0,5 x)}$
2.	Ampli RF	$F_2 = 3 \text{ dB (2 x)}$	$G_2 = 10 \text{ dB (10x)}$
3.	mixer	$F_3 = 10 \text{ dB (10 x)}$	$G_3 = 6 \text{ dB (4 x)}$
4.	ampli FI	$F_4 = 8 \text{ dB (6,3 x)}$	$G_4 = 60 \text{ dB (10}^6 \text{ x)}$
5.	reste du récepteur	F_5 est négligeable	

Calculons à nouveau le facteur de bruit total :

$$F_t = 2 + \frac{2-1}{0,5} + \frac{10-1}{0,5 \times 10} + \frac{6,3-1}{0,5 \times 4 \times 10} + \dots = 2 + 2 + 1,8 + 0,265 + \dots = 6,265 \text{ soit } 7,8 \text{ dB}$$

4.5.10.3. : On a souvent entendu dire que pour éviter l'intermodulation (voir paragraphe consacré à ce sujet) il valait ne pas utiliser d'amplificateur d'entrée et qu'il valait mieux utiliser un mélangeur en anneau ("balanced ring mixer"). Refaisons le calcul :



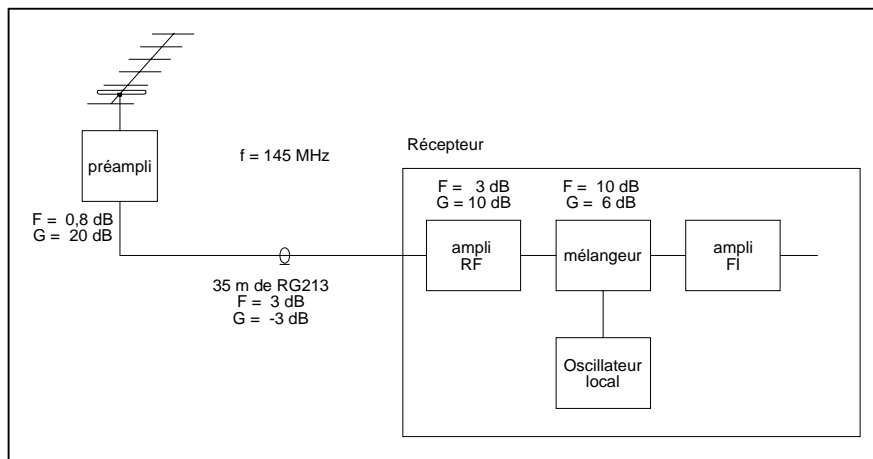
1.	mélangeur en anneau	$F_1 = 6 \text{ dB (4 x)}$	$G_1 = -7 \text{ dB (0,2 x)}$
2.	ampli FI	$F_2 = 8 \text{ dB (6,3 x)}$	$G_2 = 60 \text{ dB (10}^6 \text{ x)}$



$$F_t = 4 + \frac{6,3 - 1}{0,2} = 4 + 26,5 = 30,5 \text{ soit } 14,8 \text{ dB}$$

Cette configuration est peut être excellente pour avoir peu d'intermodulation, mais la facteur de bruit est assez décevant.

4.5.10.4. : On fait précéder la 1ere configuration par un préampli, puis un câble avec une perte de 3 dB (35 m de câble RG213 à 145 MHz par exemple) :



1.	préampli	$F_1 = 0,8 \text{ dB (1,2 x)}$	$G_1 = 20 \text{ dB (100 x)}$
2.	Câble	$F_1 = 3 \text{ dB (2 x)}$	$G_2 = -3 \text{ dB (0,5 x)}$
3.	ampli RF	$F_3 = 3 \text{ dB (2 x)}$	$G_3 = 10 \text{ dB (10x)}$
4.	Mixer	$F_4 = 10 \text{ dB (10 x)}$	$G_4 = 6 \text{ dB (4 x)}$

$$F_t = 1,2 + \frac{2 - 1}{100} + \frac{2 - 1}{0,5 \times 10} + \frac{10 - 1}{0,5 \times 4 \times 10} + \dots = 1,2 + 0,01 + 0,2 + 0,18 + \dots = 1,59 \text{ soit } 2,01 \text{ dB}$$

La meilleure solution consiste donc

- à mettre un préamplificateur directement tout près de l'antenne de réception. Ce préamplificateur aura le meilleur facteur de bruit possible (0,5 ... 2 dB). Son gain n'est pas très critique, mais il devrait être compris entre 10 et 20 dB,
- le câble aura le moins de pertes possibles,
- le récepteur aura si possible un amplificateur RF,
- un mélangeur en anneau donnera un moins bon résultat qu'un mélangeur actif (mélangeur à transistor par exemple). Ceci est d'autant plus marqué si ce mélangeur en anneau est mis directement près de l'antenne (sans préampli et/ou sans ampli RF).

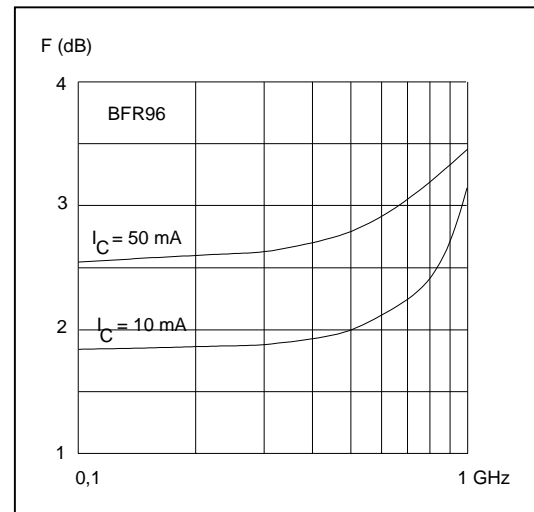


4.5.11. Retour sur les composants actifs

Le composant actif (souvent un transistor ...) du premier étage du récepteur ou du préamplificateur joue donc un rôle essentiel. Des facteurs de bruits se situent entre 3 dB et 0,3 dB.

Plus le courant de collecteur est faible, plus le facteur de bruit est faible.

On constate aussi, que pour un transistor donné, le bruit augmente avec la fréquence de travail.





4.6. L'intermodulation et transmodulation²³

4.6.1. Le problème d'intermodulation en VHF-UHF

Habituellement en 2 m, et plus particulièrement en SSB, les radioamateurs essaient d'avoir des récepteurs avec le plus petit facteur de bruit possible. Pour un relais on pourrait avoir tendance à essayer de faire un relais qui puisse faire du "DX". Mais comme les problèmes d'intermodulation sont plus importants, il vaut mieux se contenter d'un facteur de bruit "moyen" et de soigner l'intermodulation.

Ceux qui font du DX dans les bandes basses (40, 80 et 160 m) savent très bien ce que "intermodulation" veut dire, mais toutefois, il est intéressant de s'arrêter ici quelques instants et de reprendre cette partie de la théorie qui est souvent mal assimilée.

4.6.2. La théorie

La distorsion d'intermodulation ("intermodulation distortion" ou IMD) apparaît quand un élément non linéaire (ampli, mélangeur, etc.) est attaqué simultanément par deux signaux. Or dans un récepteur le mélangeur est a fortiori un élément non linéaire sinon il n'y aurait pas de mélange !

Soit donc un élément non linéaire, celui-ci répond à la relation

$$i = a u + b u^2 + c u^3 + \dots \times u^n$$

si, à l'entrée de cet élément, on applique deux signaux tels que

$$u = (A \sin \omega_1 t) + (B \sin \omega_2 t)$$

alors les termes se développent de la manière suivante

$$\begin{aligned} i = & a A \sin \omega_1 t + a B \sin \omega_2 t \\ & + b A^2 \sin^2 \omega_1 t + 2 b A B \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t + b B^2 \sin^2 \omega_2 t \\ & + c A^3 \sin^3 \omega_1 t + 3 c A^2 B \sin^2 \omega_1 t \sin \omega_2 t + 3 c A B^2 \sin \omega_1 t \sin^2 \omega_2 t + c B^3 \sin^3 \omega_2 t \\ & + \text{etc.} \end{aligned}$$

La première ligne représente la partie linéaire, la deuxième la partie quadratique, la troisième la partie cubique etc.

D'une façon générale, on peut dire que les produits de mélange sont de la forme $(p \omega_1 \pm q \omega_2)$. On appelle $(p + q)$, l'ordre du produit de mélange. C'est ainsi que l'on trouve des termes en

$\omega_1, \omega_2, 2\omega_1, 2\omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2$	ce sont les fréquences fondamentales et les harmoniques,
$(\omega_1 \pm \omega_2)$... les produits de mélange du 2 ^{ème} ordre,
$(2\omega_1 \pm \omega_2)$ et $(2\omega_2 \pm \omega_1)$... les produits de mélange du 3 ^{ème} ordre,
$(3\omega_1 \pm \omega_2), (2\omega_1 \pm 2\omega_2)$ et $(3\omega_2 \pm \omega_1)$... les produits de mélange du 4 ^{ème} ordre,
et ainsi de suite.	

²³ C'est, avec le bruit, le deuxième problème fondamental dans un récepteur.



Au laboratoire de l'ARRL, par exemple, on fait les mesures avec deux signaux espacés de 20 kHz, on pourrait par exemple utiliser 145,000 et 145,020 MHz, nous aurons

145 , 145,02 , 290 , 290,04 , 435 , 435,06 , etc ...	les fréquences fondamentales et les harmoniques,
290,020 et 0,020	... les produits de mélange du 2 ième ordre,
144,980 , 435,020 , 145,040 , 435,040	... les produits de mélange du 3 ième ordre,
289,98 , 580,02 , 580,04 , 0,04 , 290,06 , 589,06	... les produits de mélange du 4 ième ordre,
et ainsi de suite.	

On constate que les produits d'ordre pair sont très éloignés des fréquences centrales qui nous intéressent (145,000 et 145,020), tandis que ceux d'ordre impair sont distribués symétriquement autour des deux fréquences. De plus parmi les produits d'intermodulation du 3 ième ordre, certains sont très près des fréquences qui nous intéressent : 144,980 et 145,040 MHz.

Pratiquement donc :

FIGURE 2.

L'analyse spectrale montre que l'amplitude diminue rapidement avec l'ordre des produits et on ne considérera que l'IMD du 3 ième ordre.

Si nous traçons $P_{FI} = f(P_{entrée})$, le signal évolue selon une loi $P_{FI} = k' P_{entrée}$ où k' représente le facteur d'amplification de l'étage d'entrée, du mélangeur et de l'ampli FI. Tandis que la puissance d'intermodulation mesurée au même point évolue selon une loi $P_{FI} = k'' (P_{entrée})^3$ pour les produits du 3 ième ordre. L'écart entre ces deux courbes s'appelle l' **écart d'intermodulation**.

La courbe supérieure s'infléchit à un moment donné à cause de la saturation, on définit ainsi le point de compression à 1 dB comme étant le point où il existe une différence de 1 dB entre la droite prolongée théoriquement et la réalité.

Si on prolonge les deux droites, on peut définir un point appelé le point d'interception (ou IP) Cette valeur n'est pas mesurable directement, il faut la lire sur le diagramme par interpolation. Plus cet IP est élevé, meilleur est le récepteur.

Le point d'interception peut-être donné en faisant référence à l'entrée (c-à-d à l'entrée du récepteur ou à l'entrée d'un mélangeur), mais dans certains cas il est donné en faisant référence à la sortie (à la sortie de l'ampli FI, ou à la sortie d'un mélangeur). Ces deux nombres ne sont évidemment pas égaux, la différence représente le gain (soit le gain du récepteur entre l'entrée RF et la sortie FI, soit le gain du mélangeur). Il faut donc être prudent en comparant les points d'interception. Dans le cas qui nous intéresse plus particulièrement, c'est le point d'interception qui fait référence à l'entrée qui est le plus significatif...

Lorsque les signaux à l'entrée atteignent le niveau de ce point d'interception, les produits de mélange du 3 ième ordre sont au même niveau que le signal utile il ne sera plus possible de démoduler (dans notre cas démoduler en FM) le signal. Il faut donc convenir d'une marge en dessous du point d'interception où la démodulation est encore possible. Dans le cas de la NBFM, cette marge est de l'ordre de 20 dB. Donc si le point d'interception est à +30 dBm, il faut que le signal ne dépasse pas +10 dBm pour que le démodulateur puisse fonctionner correctement.

Il en résulte un autre paramètre : la plage dynamique relative aux produits d'intermodulation du 3 ième ordre (en anglais c'est plus simple : "two-tone, Third order IMD dynamic range"), qui est l'écart entre le seuil de bruit et le niveau maximum utilisable (donc 20 dB en dessous du point d'interception).



4.6.3. Mesure du point d'interception

Le montage est donné à la figure 2 Il faut utiliser un mélangeur hybride qui ne produise pas d' IMD et des câbles avec un excellent blindage (fuites < 90 dB).

Que vaut le point d'interception en pratique ? Pour les transceivers commerciaux, l'ARRL a fait une série de tests (voir les "Product Review" du QST) qui reprend la sensibilité et la plage dynamique en FM. Pour connaître le point d'interception, l'ARRL utilise une méthode simplifiée : il suffit de multiplier la plage dynamique d'interception par 1,5 et d'ajouter le SINAD à 12 dB exprimé en dBm.

	ALINCO DR112	AZDEN PCS7000H	ICOM IC229	KENWOOD TM241	YAESU FT2400
sensibilité à 12 dB SINAD	0,16 μ V -123 dBm	0,19 μ V -121 dBm	0,16 μ V -123 dBm	0,15 μ V -124 dBm	0,2 μ V -122 dBm
plage dynamique à 20 kHz	73 dB	66 dB	71 dB	71 dB	75 dB
point d'interception calculé	-13,5 dBm	-22 dBm	-16,5 dBm	-17,5 dBm	-9,5 dBm

Ces résultats ne sont pas très brillants. En effet, la firme allemande Braun fabrique un module mélangeur à haut point d'interception qui atteint +27 dBm ! Ce module est donc 40 dB meilleur que les transceivers commerciaux ! Mais pour atteindre un tel résultat il faut un oscillateur local avec un très haut niveau. En général, le niveau de l'oscillateur local est de + 17 dBm (voire + 23 dBm), ce qui est une puissance considérable pour un mélangeur de réception, en effet cet oscillateur local fournit 200 mW c.-à-d. presque autant de puissance que le driver de l'émetteur ! Le problème avec un oscillateur local si puissant, est qu'il "repassse" par le mélangeur et est émis par l'antenne or nous devons veiller que les spurious soient inférieure à -57 dBm.

Comme point de comparaison, en HF, sur des transceivers "haut de gamme", on arrive à des valeurs d' IP de +10 à + 16 dBm, et à des plages dynamiques de 85 à 100 dB .

Variante : La firme Siliconix fabrique des mélangeurs équilibrés avec des transistors FET, ce qui réduit considérablement le niveau de l'oscillateur local.



Chapitre 5 : Les émetteurs

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Nous venons de voir les récepteurs, il est normal que nous voyions maintenant l'émetteur.

Quelques circuits tels que l'amplification FI ou RF à basse puissance (jusqu'à quelques dizaines de mW), le mélange, le principe de la conversion hétérodyne, les oscillateurs ... etc sont identiques à ceux que nous avons vu pour les récepteurs. Par conséquent nous n'indiquerons que le titre du paragraphe (pour marquer qu'il s'agit d'une matière à connaître pour l'examen HAREC), mais nous vous renverrons vers le chapitre 4.

Par contre nous étudierons en détails, les modulateurs et l'amplification de puissance.

Ici aussi, nous essayerons de développer les exemples concrets sur ce qui nous intéresse directement : les transceivers décamétrique avec les modulations CW et SSB et les transceivers VHF (ou UHF) en modulation de fréquence (NBFM).

5.1. Types d'émetteurs

5.1.1. Emetteurs avec et sans transposition de fréquence

Dans une version simplifiée, on pourrait imaginer produire une sous porteuse, la moduler et l'amplifier de sorte à produire une certaine puissance qui ira alimenter une antenne.

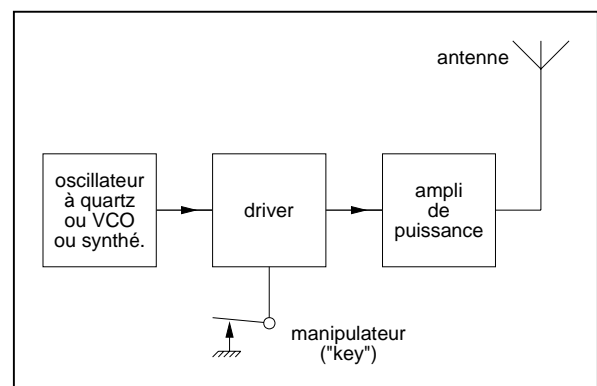
Toutefois, étant donné qu'habituellement on désire couvrir plusieurs bandes de fréquences, on procède généralement par transposition de fréquence : on produit un signal modulé à une fréquence intermédiaire, puis on le transpose vers sa valeur finale. En d'autres termes il s'agit d'un changement de fréquence tel qu'on a expliqué pour les récepteurs, mais on parle aussi de **transposition de fréquence**.

5.2. Schémas blocs d'émetteurs

5.2.1. Emetteurs CW (A1A)

Un émetteur CW comporte un oscillateur à quartz ou un VCO ou un synthétiseur, suivi d'un étage de commande (driver) qui fonctionne à la manière d'un interrupteur et qui est commandé par le manipulateur. La sortie du driver attaque un amplificateur de puissance qui est raccordé à une antenne.

Le driver est nécessaire afin laisser fonctionner l'oscillateur à quartz en régime continu et à ne pas produire des effets de dérives de fréquences sous l'influence d'une charge qui varie.



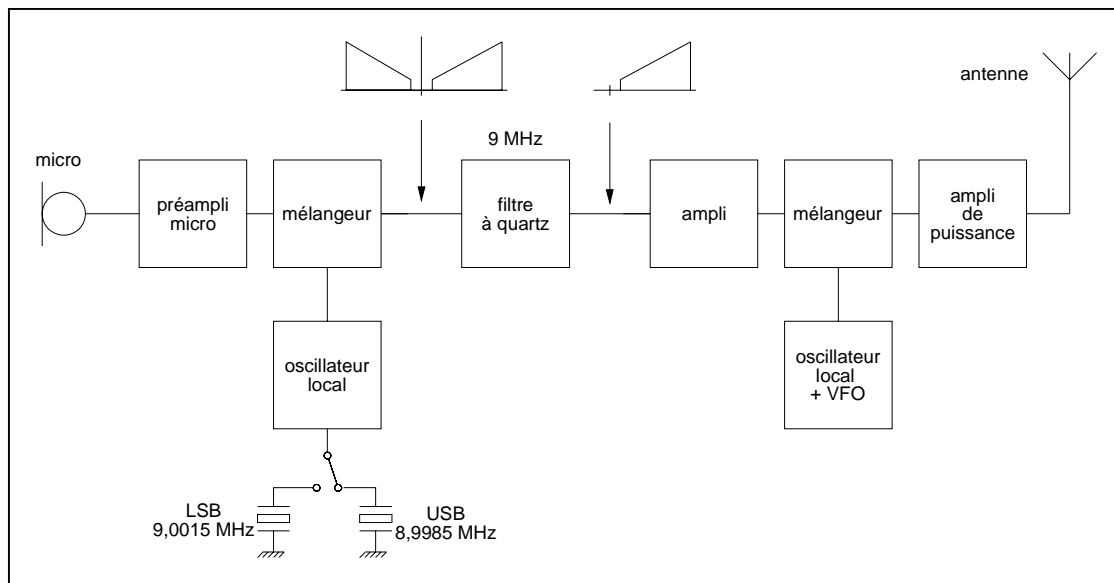


5.2.2. Emetteurs SSB (J3E)

Il existe plusieurs méthodes pour obtenir de la BLU

5.2.2.1. La méthode par filtrage

La figure ci-dessous montre le schéma bloc d'un émetteur SSB. Le signal provenant du microphone est très faible (quelques mV), c'est pourquoi il est d'abord amplifié par un préamplificateur audio qui attaque un modulateur équilibré. Ce modulateur est également attaqué par l'oscillateur de porteuse. A la sortie de ce modulateur on trouve un signal à bande latérale double, mais sans la sous porteuse. Le filtre qui suit a pour but de sélectionner la bande latérale. D'un point de vue économique il est plus intéressant d'utiliser un seul filtre et deux oscillateurs locaux.



A la sortie du filtre de bande on retrouve donc la seule bande latérale souhaitée à une fréquence intermédiaire.

Cette fréquence intermédiaire se situe très souvent aux environs de 9 MHz. Le signal à fréquence intermédiaire a une amplitude relativement faible, il est donc amplifié avant d'être mélangé avec un second oscillateur local.

La sortie de ce mélangeur est à la fréquence d'émission et un ampli RF l'amplifie à un niveau suffisant afin d'attaquer l'antenne.

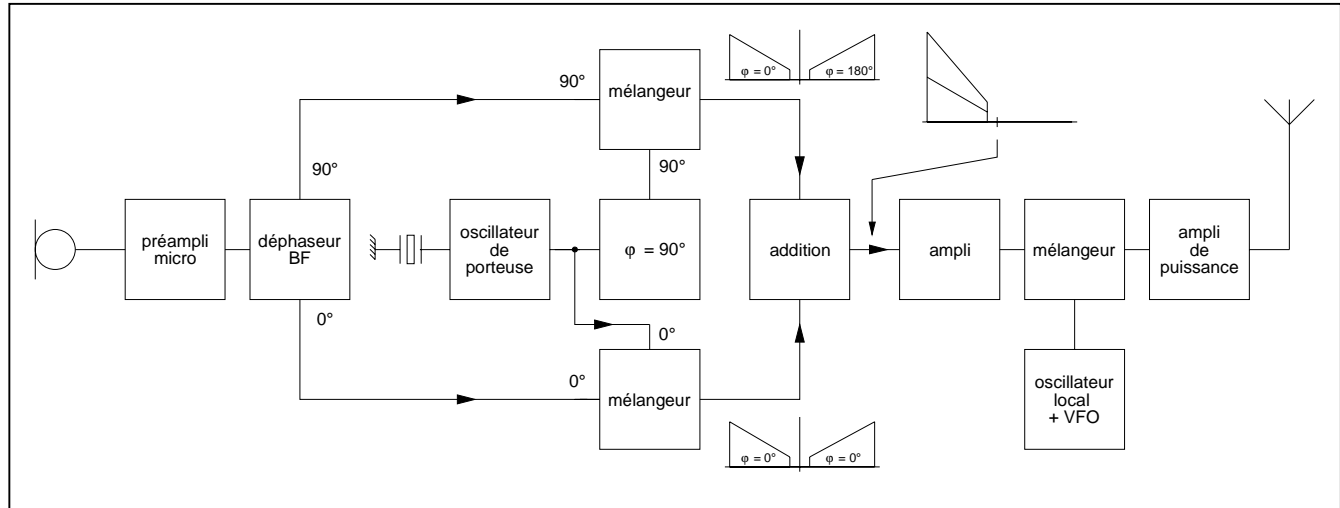
Note¹.

¹ Au début de la SSB, les "moyennes fréquences" et donc les filtres étaient en général aux environs de 9 MHz, ce qui faisait que l'oscillateur local était en dessous de 9 MHz pour les bandes basses (80 et 40 m), et que de ce fait là on utilisait la LSB. Tandis que pour les bandes hautes (20, 15 et 10 m) l'oscillateur local était au dessus de 9 MHz, et que de ce fait là on utilisait la USB. Malgré les facilités offertes par les équipements modernes, cette norme a été maintenue. Il n'y a aucune autre raison valable pour faire de la LSB en dessous de 10 MHz et de l' USB au dessus.



5.2.2.2. La méthode par déphasage

Le signal provenant du microphone est amplifié, puis est envoyé vers un déphaseur dont qui produit deux signaux identiques, mais déphasés de 90°. Ces deux signaux attaquent à leur tour deux mélangeurs, dont les sorties sont additionnées. Le signal est ensuite ré amplifié, puis transposé en fréquence, puis amplifié au niveau RF.



	dans la branche supérieure	dans la branche inférieure
signal BF	$u = U \cos \Omega t$	$u = U \cos (\Omega t + 90)$
sous porteuse	$u = U \cos \omega t$	$u = U \cos (\omega t + 90)$
à la sortie des mélangeurs	$u = k U \cos (\omega + \Omega) t$ $+ k U \cos (\omega - \Omega) t$	$u = k U \cos (\omega + \Omega + 180) t$ $+ k U \cos (\omega - \Omega) t$
en additionnant	$u = 2 k U \cos (\omega - \Omega) t$	

On a ainsi éliminé une des deux bandes latérales. Si on avait soustrait les deux signaux on aurait obtenu l'autre bande latérale, mais on peut obtenir la même résultat en inversant les sortie (0° – 90°) du déphaseur BF.

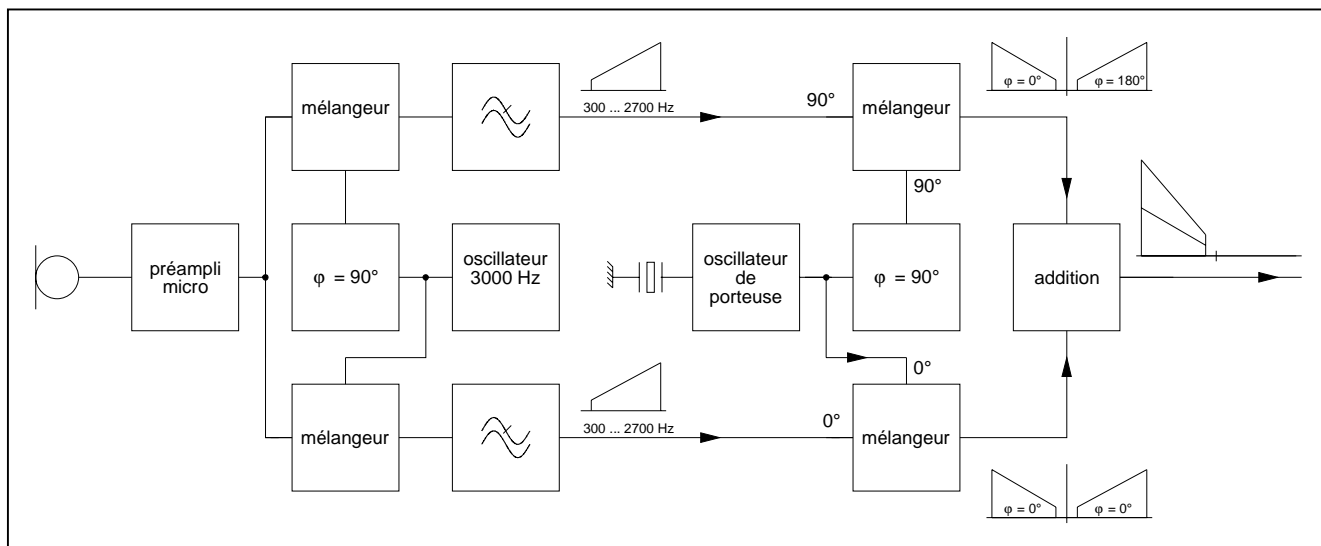
Mais il est difficile de réaliser un déphaseur BF qui introduise exactement 90° sur toute une plage BF.

5.2.2.3. La troisième méthode²

La troisième méthode est encore un peu plus complexe et nous allons nous concentrer entre le micro et la FI

Ce n'est rien d'autre qu'une variante de la méthode par déphasage. Le signal BF (micro) est modulé par une première sous-porteuse à 3 kHz, dans un des chemins il y a un déphaseur de 90°, ce qui élimine la sous-porteuse à 3 kHz. le signal est ensuite filtré par un filtre passe bas à 3 kHz. Il en résulte deux signaux à bande latérale inférieure s'étalant de 300 à 2700 Hz. Ces deux signaux sont alors eux-mêmes modulé par une sous porteuse, il en résulte deux signaux à bande latérale double avec les phases indiquées. Dans notre configuration, les bandes latérales supérieures s'annulent, il reste les bandes latérales inférieure avec une amplitude double après le sommateur.

² Il n'y a aucune raison particulière à ce nom

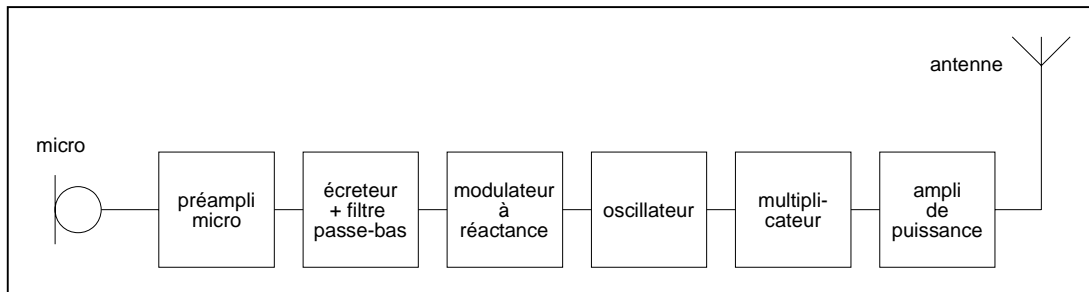




5.2.3. Emetteur FM (F3E)

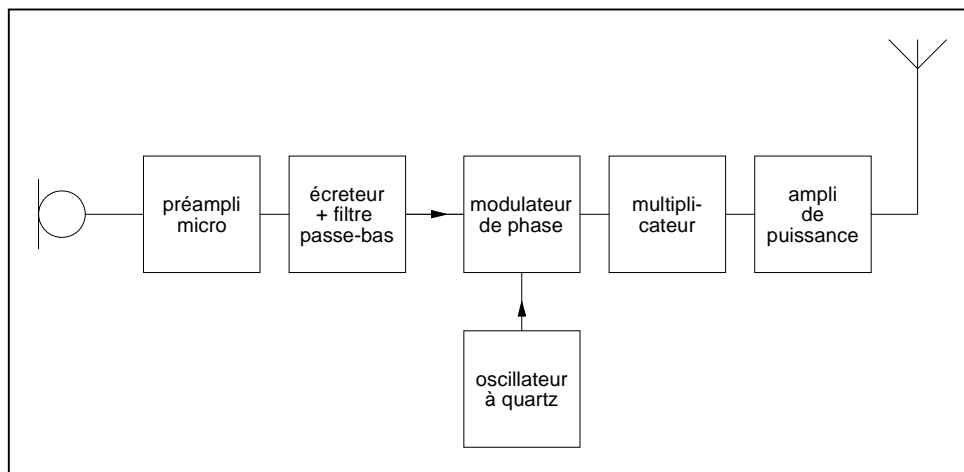
5.2.3.1. Modulation FM directe

La figure ci-dessous montre le schéma bloc d'un émetteur FM à modulation directe. Le signal provenant du microphone est d'abord amplifié par un préamplificateur audio. Pour limiter l'excursion à une valeur raisonnable il est nécessaire de limiter l'amplitude du signal au moyen d'un écrêteur et de limiter sa bande passante au moyen d'un filtre passe bas. Ce signal attaque alors un modulateur à réactance (voir ????) Cet étage est suivi d'un multiplicateur de fréquence et d'un ampli de puissance.



5.2.3.2. Modulation FM indirecte

La figure ci-dessous montre le schéma bloc d'un émetteur FM à modulation indirecte. Tout comme précédemment, le signal provenant du microphone est d'abord amplifié, puis limité en amplitude et limité en fréquence. Ce signal attaque alors un modulateur de phase (voir ????). Cet étage est suivi d'un multiplicateur de fréquence et d'un ampli de puissance.





5.3. Fonctionnement et rôle des différents étages

5.3.1. Mélangeur

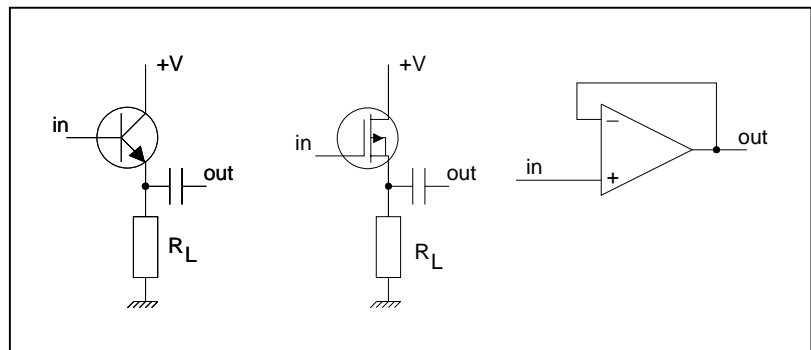
Voir chapitre 4 : Les récepteurs.

5.3.2. Oscillateurs fixe et variable

Voir chapitre 4 : Les récepteurs.

5.3.3. Les étages tampons (buffers)

Il est parfois nécessaire d'isoler les étages afin d'éviter une charge trop importante. Un étage tampon est utilisé à cet effet, il s'agit très souvent d'un étage dont le gain en tension est de 1 et dont l'impédance de sortie est faible. Les montages émetteurs communs, source follower ou suiveur de tension conviennent tout particulièrement à cette application.



Ordres de grandeurs :

Emetteur Commun	Source follower	Suiveur de tension
$Z_{in} = R_L \beta \approx 100 \text{ k}\Omega$	$Z_{in} \approx 10 \text{ M}\Omega$	$Z_{in} \approx 10 \text{ M}\Omega$
$Z_{out} \approx 5 \Omega$	$Z_{out} \approx 1/g_m \approx 100 \Omega$ pour JFET $\approx 1 \Omega$ pour MOSFET	$Z_{out} < 1 \Omega$

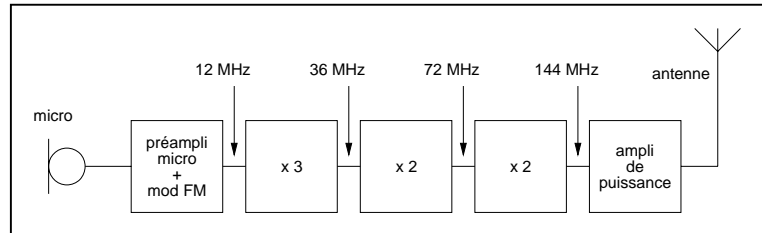


5.3.4. Multiplicateur de fréquence

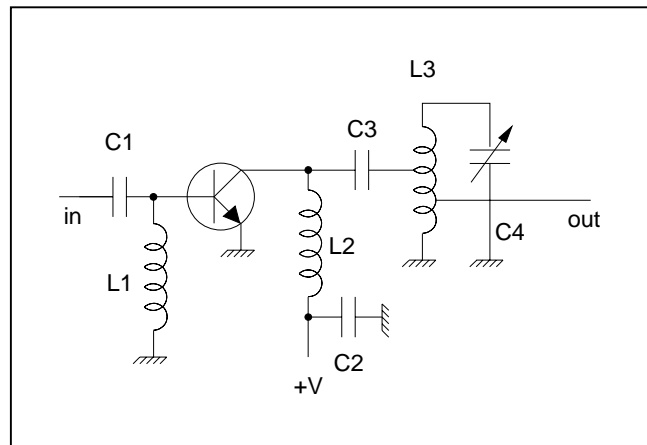
Une des techniques utilisées pour obtenir des fréquences élevées est la multiplication de fréquence.

Un signal destiné à être utilisé comme oscillateur local, ou un signal modulé en CW ou en FM, peuvent être multiplié en fréquence. Dans le cas de la FM il faut remarqué qu'on ne multiplie par uniquement la fréquence, mais aussi la déviation de fréquence. Toutefois processus de multiplication de fréquence n'est pas applicable à un signal modulé en AM ou en SSB, car ces signaux ne peuvent subir d'altération dans leur linéarité.

Dans la figure ci-contre on part d'un modulateur FM (voir plus loin) fonctionnant sur 12 MHz, que l'on fait suivre d'un tripleur de fréquence pour obtenir du 36 MHz, puis un doubleur pour obtenir du 72 MHz et finalement d'un autre doubleur pour obtenir du 144 MHz. Ce signal est alors amplifié avant d'être appliqué à une antenne.

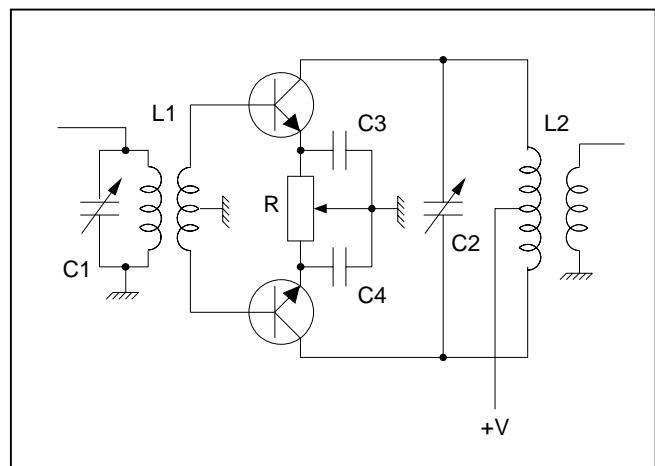


Le principe du multiplicateur de fréquence consiste à utiliser un élément non linéaire et à filtrer la composante d'ordre souhaiter. On parle ainsi de doubleur, tripleur, quadrupleur, etc ... de fréquence. Une telle opération s'effectue avec une perte de niveau. Pour un doubleur de fréquence le rendement est légèrement inférieur à 50%, pour un tripleur ... à 33% , pour un quadrupleur ... à 25 %. Dans certains cas, on ré amplifie entre deux étages multiplicateurs.



Le circuit ci-contre est un doubleur de fréquence. Le transistor fonctionne en classe C. Il n'est pas polarisé par une tension extérieure. Sa base est à la masse via la self de choc L1. Le collecteur est alimenté en continu via la self L2. La charge du collecteur est formée par L3 C4 qui est accordé sur une fréquence double de la fréquence d'entrée.

Le montage push pull est caractérisé par son faible taux d'harmoniques 2, par contre, les harmoniques 3 sont présentes. Ceci est mis en pratique pour le tripleur en push pull de la figure ci-contre. On trouve à l'entrée et à la sortie deux transfos, dont les primaires sont accordés. Le potentiomètre R permet d'équilibrer les courants et de diminuer l'harmonique 2



Pour les fréquences très élevées (au-delà de 500 MHz), on utilise aussi des diodes Step Recovery ou des Varactors.



5.3.5. Amplification de puissance³

La puissance de sortie du modulateur est relativement faible, il faudra donc amplifier le signal. Tout ce qui a été dit au chapitre 4 au sujet des amplificateurs (RF ou FI) est également valable pour les amplificateurs de basse puissance (jusqu'à quelques 100 mW) que l'on rencontre dans les émetteurs.

Toutefois lorsqu'on veut obtenir une puissance de quelques Watts à un millier de Watts, on parle alors d'amplification de puissance et quelques considérations particulières doivent être prises en compte.

5.3.5.1. Rendement des amplificateurs de puissance

Le but est de transférer le maximum de puissance à la charge. La puissance totale générée par l'amplificateur est donnée par

$$P_{IN} = P_{OUT} + P_D$$

où P_{IN} est la puissance fournie par l'alimentation (encore appelée DC input)
 P_{OUT} est la puissance fournie à la charge
et P_D est la puissance dissipée sous forme de chaleur

Le rendement est donné par

$$\eta = P_{OUT} / P_{IN} \text{ ou encore } \eta = \text{Puissance de sortie HF} / \text{puissance d'alimentation}$$

5.3.5.2. La question du refroidissement

La puissance dissipée P_D en chaleur doit donc être évacuée !

A partir de 100 mW environ, les schémas ne vont pas être fort différents des amplificateurs de faible puissance, toutefois les transistors devront être équipés d'ailettes de refroidissement, et pour une dizaine de watts il faudra penser à un refroidisseur de dimension raisonnable.

A partir de 100 W environ le problème du refroidissement sera le principal obstacle à surmonter. La limite pour les transistors se situe au niveau du kilowatt. A partir de 100 W environ, il est plus intéressant de combiner un refroidisseur classique (profil en aluminium) et de compléter ce dispositif en soufflant de l'air sur ce refroidisseur.

Pour les tubes, le refroidissement se fait généralement en soufflant de l'air, mais ceci ne devient nécessaire que pour une puissance de l'ordre de 100 Watt.

5.3.5.3. Polarisation selon le mode de modulation

En CW et en FM on peut utiliser la classe C, ceci va permettre d'obtenir le rendement maximum et donc aussi a puissance maximum.

En SSB, en AM ou en ATV (en modulation d'amplitude), il faudra cependant opter pour la classe B ou la classe A-B afin d'obtenir une linéarité suffisante.

³ Ceci est une partie très importante, en effet, la plupart des fonctions tels que changement de fréquence, amplification RF ou FI de bas niveau, filtres, démodulateurs symétriques, etc ... ont déjà été vu au chapitre 4 concernant les récepteurs ... reste les amplificateurs de puissance, qui sont importants non seulement par le volume qu'ils occupent, mais aussi parce que typiquement une station de radioamateur fonctionne avec une centaine de watts.





5.3.5.4. La question de la classe

La CW et la FM ne nécessitent pas une amplification linéaire, et par conséquent on peut choisir la classe d'amplification qui présente le meilleur rendement, c-à-d la **classe C**.

Par contre l'AM et la SSB nécessitent une amplification linéaire. Habituellement on utilise la **classe AB**, qui offre un compromis entre une amplification linéaire et un bon rendement.

Les classes D à H sont des modes en commutation qui ne sont pas très courant dans le domaine radioamateur.

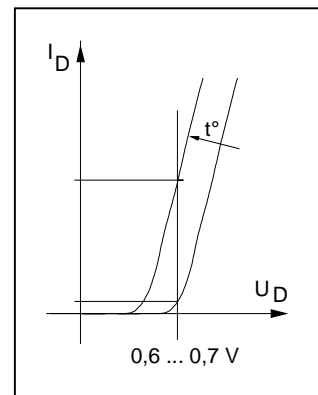
5.3.5.5. Amplificateurs à transistors (bipolaires)

Pour obtenir un certain gain en puissance, on utilise essentiellement le montage EC.

Alors que presque tous les transistors de petite puissance et les transistors BF ont leur boîtier (s'il est métallique) raccordé au collecteur, pour les transistors RF de puissance, c'est l'émetteur qui est relié au boîtier.

Polarisation en classe AB : Un des problèmes les plus délicats est la stabilisation du point de fonctionnement. En général le point de fonctionnement se situe "dans le genoux" de la courbe.

Mais la tension de seuil U_D diminue de 2 mV /°C, ce qui signifie que si la température augmente, il y a une augmentation du courant de collecteur, ce qui produit l'emballement thermique du transistor. Pour de faibles puissances, on évite ce phénomène à l'aide d'un pont de polarisation dans la base et une résistance d'émetteur.

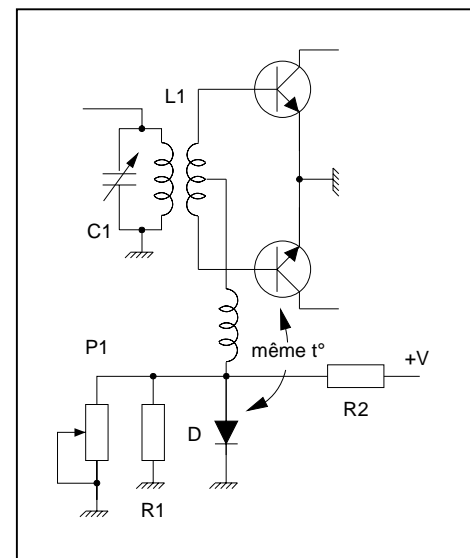


Dans les amplificateurs de puissance à transistor, on utilise un diode, polarisée en sens direct qui va fournir la tension de base. Mais portant cette diode à la même température que le transistor, on va neutraliser l'effet d'emballement thermique. Pour que cette diode ait la même température que le transistor, on la "colle" tout simplement sur le transistor à l'aide d'un peu de pâte conductrice de chaleur. Le réglage précis du point de fonctionnement se fait à l'aide du potentiomètre P1.

Ordre de grandeur :

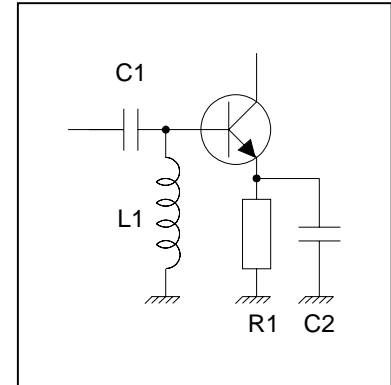
2 x MRF245	$U = 13,5 \text{ V}$, $R1 = 3 \Omega$, $R2 = 50 \Omega - 5 \text{ W}$, $P1 = 100 \Omega$

Pour des amplis de forte puissance on peut aussi utiliser un circuit de polarisation séparé avec un régulateur ($\mu A723$ par exemple).





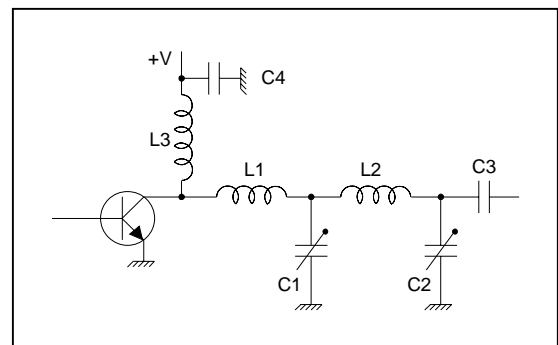
Polarisation en classe C: Cette polarisation entraîne un haut rendement, mais n'est applicable que pour la FM ou la CW. La chute de tension aux bornes de R1 détermine la tension de polarisation. L'émetteur est découplé au moyen de C2. La base est à la masse au travers d'une self de choc L1. La résistance R1 et le condensateur C2 ne sont pas obligatoires.



Charge par circuit LC:

Pour des puissances relativement faibles (< 50 W) on peut utiliser un circuit LC comme charge. La résistance de sortie étant faible (par rapport à 50 Ω), de plus la capacité collecteur émetteur est généralement importante et présente (surtout pour les VHF/UHF) une impédance assez voisine de la résistance de sortie. Un circuit L-Pi est souvent utilisé.

L3 est une self de choc.



Transformateurs d'entrées et de sortie:

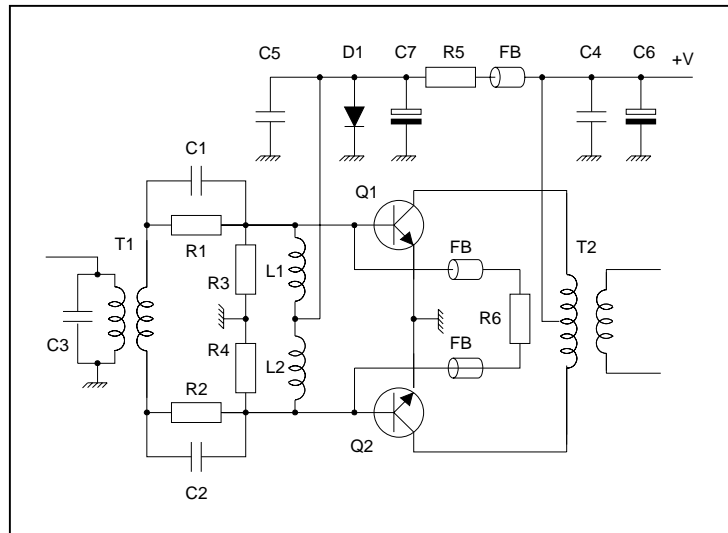
Lorsque la puissance devient importante (> 10 W) on préfère utiliser des montages symétriques et des transfo en entrée et en sortie.

L'impédance de sortie se calcule à l'aide de la relation

$$2 \times (V_{CE} - V_{CEsat})^2 / P_{out}$$

Pour 20 W et une tension de 13,5 V on obtient une valeur de l'ordre de 10 Ω .

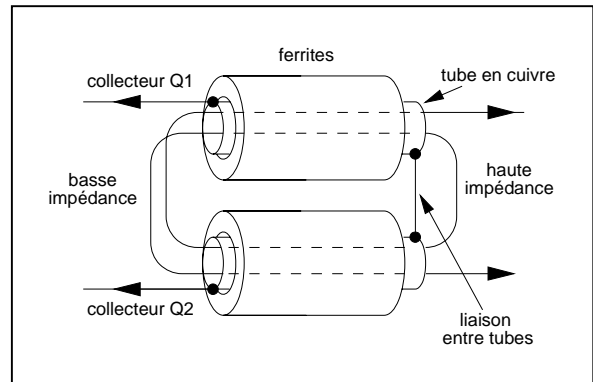
L'inductance minimum est $L = 4 R_L / 2 \pi f$





Pour obtenir une bande passante convenable (1,6 à 30 MHz par exemple) il faut utiliser des ferrites avec des faibles pertes mais le coefficient de perméabilité sont alors aussi relativement élevé (800 à 1000).

Le transfo T2 prend alors la forme indiquée ci contre : le primaire est réalisé avec un tube donc le diamètre est légèrement inférieur à celui de la ferrite et le secondaire comporte 2, 3 ou 4 spires (pour obtenir des rapport 1:4, 1/9, 1/16). Le fait d'avoir un tube, diminue la résistance et aussi l'effet pelliculaire. Les liaisons entre les tubes et les collecteurs, de même que la liaison entre les tubes doit être la moins résistive possible et la plus courte possible.

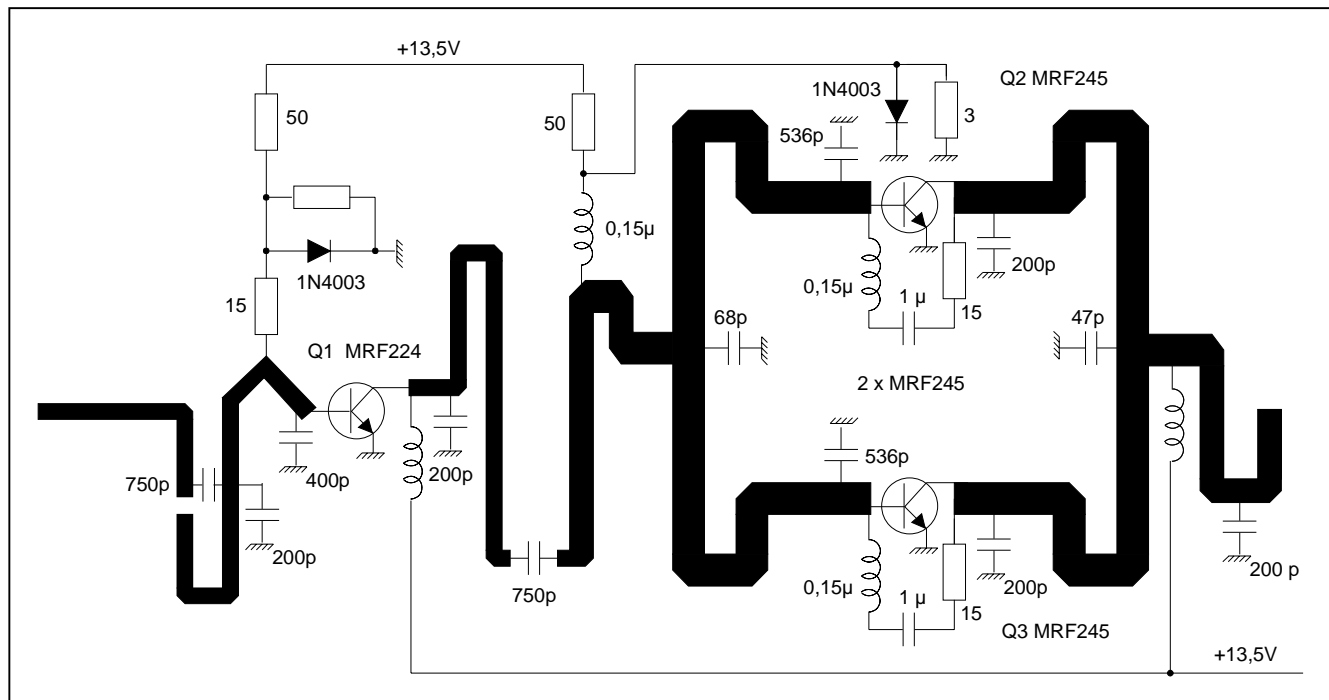


Le matériau magnétique du transfo peut être constitué de deux ferrites, de deux empilements de tores, ou un bloc.

Le transfo T1 est réalisé de façon similaire, mais comme la puissance à l'entrée est plus faible, le transfo est également plus petit.

Lignes "strip lines" pour les ampli à transistors pour 144 et 430 MHz

Dans ce cas on utilise plutôt des circuits accordés. Les selfs sont réalisées sous formes de lignes imprimées ("strip line") mais parfois aussi sous forme de self à air avec seulement 1 ou 2 spires pour 144 MHz et 1/2 spires pour 430 MHz.

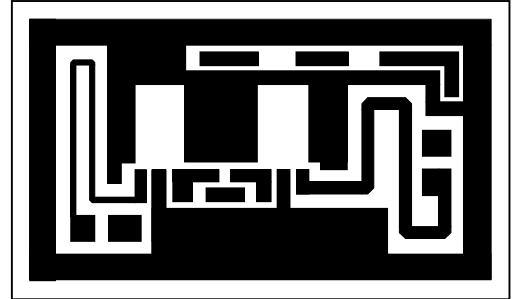


Les larges traits représentent les lignes imprimées sur le circuit imprimé et il on peut les concevoir comme des selfs. Il s'agit d'un ampli en classe AB qui fourni 150 W pour une puissance d'entrée de 15 W. Remarquons le circuit de contre réaction formé par la résistance de 15 Ω en série avec la self de 0,15 μH .



Ces strip-lines se retrouvent donc "imprimées" sur circuit imprimé.

Les fabricants donnent dans leurs spécifications techniques des exemples de tels circuits comme par exemple ci-contre.



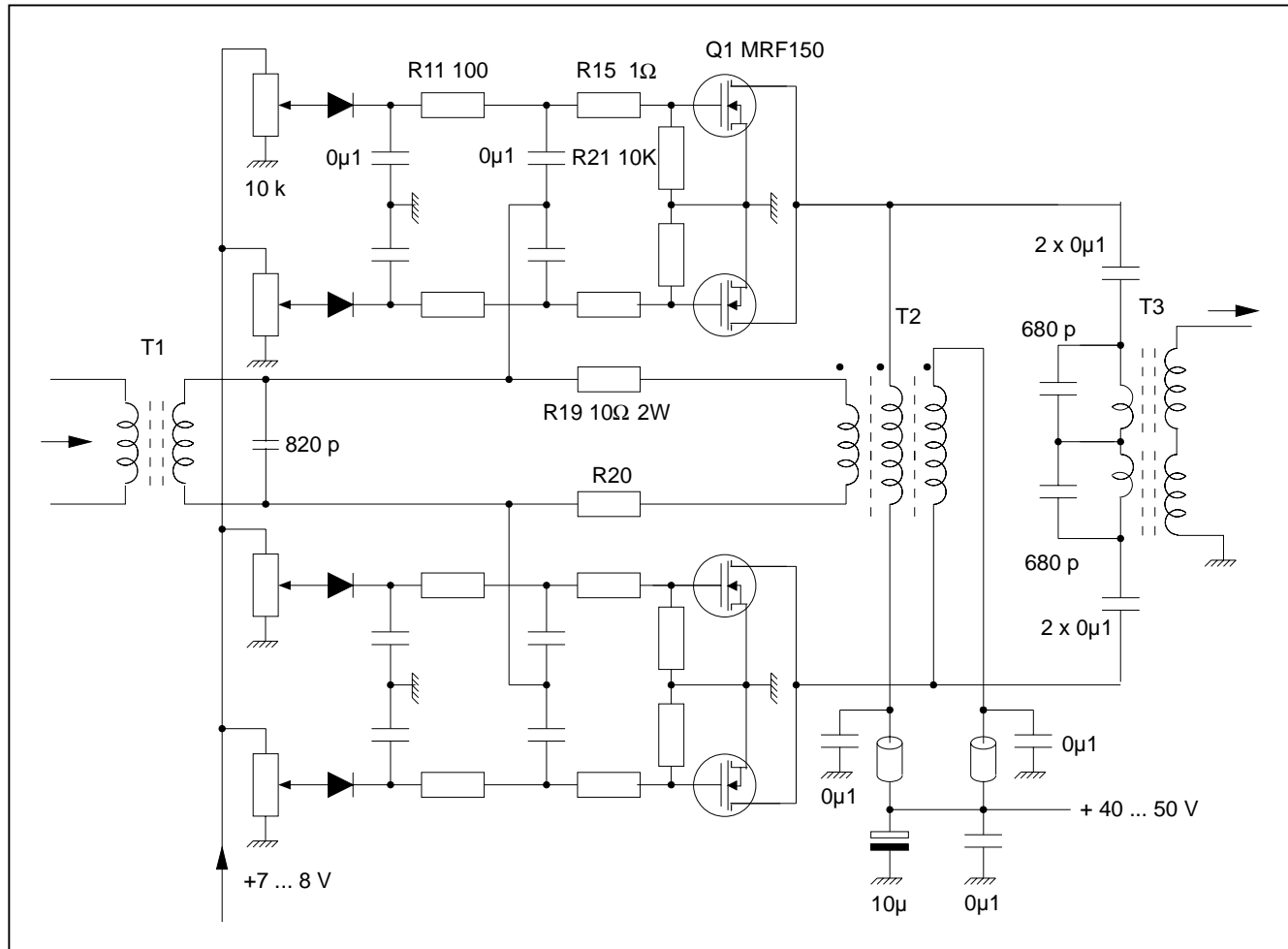
Tension de V_{CE} et tension d'alimentation

Jusqu'à environ 100-150 W, il existe des transistors dont la tension V_{CE} est de l'ordre de 18V, et qui convient donc pour des tensions nominales d'alimentation de 13,5 V. Mais au delà de cette puissance, on préfère utiliser des tensions d'alimentations plus élevées c-à-d 28 ou 50 V. Ceci conduit à des courants plus faibles et des impédances de sortie plus "raisonnables".



5.3.5.6. Amplificateur à MOSFET

Les transistors MOSFET donnent un peu plus de gain que les transistors bipolaires⁴. D'autre part l'impédance d'entrée des MOSFET est 5 à 10 fois supérieure, ce qui fait qu'on a besoin de moins de puissance pour attaquer un ampli à MOSFET.



Le schéma ci-dessous représente un ampli de 600 Watts utilisant 4 transistors MRF150. T1 est un transfo avec un rapport de 9/1 . T2 comporte 3 enroulements identiques et sert de self de choc, mais une contre réaction est introduite grâce à un des enroulements de T2 et des résistances R19 et R20. Le transfo T3 comporte 4 ferrites.

⁴ Ordre de grandeur : 12 dB pour les MOSFET contre 10 dB pour les bipolaires.

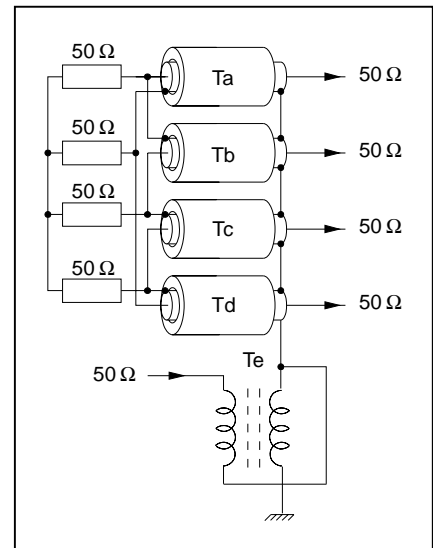


5.3.5.7. Couplage de plusieurs amplis à transistors

Au delà de 200 W, on monte plusieurs amplificateurs en parallèle. La puissance d'entrée est d'abord divisée en "n", puis les "n" sorties sont regroupées.

On fait alors appel au montage ci-contre. Ta , T b , Tc et Td constituent 4 baluns , tandis que Te est un transfo 4/1. Les 4 résistances de 50 Ω permettent de dissiper un excès de puissance en cas de désadaptation.

Le combineur de puissance à la sortie fonctionne de la même manière.

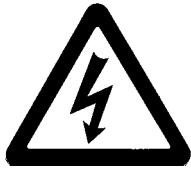


5.3.5.7 Module amplificateur

Dans les émetteurs VHF/UHF on trouve des modules d'amplification qui peuvent fournir jusqu'à 50W avec une puissance d'entrée de l'ordre de 0,5 W. Un tel module se présente sous forme d'un bloc à fixer sur un refroidisseur et quelques fils de contacts. Ces amplis comportent 1, 2 ou 3 étages et nécessitent quelques composants extérieurs tels que les selfs de chocs et les condensateurs de découplage.



5.3.5.8 Amplificateurs à tubes



ATTENTION DANGER

PRECAUTIONS A PRENDRE POUR LES HAUTES TENSIONS

Après la lecture des paragraphes qui vont suivre, vous serez peut être tenté d'aller jeter un coup d'œil sur un ampli à tube. Les tensions que l'on rencontre dans les amplis à tubes vont de quelques 200 Volts à environ 3000 Volts.

Si, en général, pour 200 ou 300 V, on ressent un petit choc électrique assez désagréable, des tensions de plus de 400 V sont mortelles. **EN AUCUN CAS** vous n'essayerez de touchez aux fils, de retourner l'appareil pour voir ce qui se passe de l'autre côté, ou de pousser sur un composant pour voir ce qui se passe ...

donc on peut "regarder" mais on ne peut "pas toucher" un amplificateur à tube.

Le signe ci-contre est généralement apposé par le constructeur sur les zones dangereuses.

Charge d'anode

Les amplis à tubes utilisent des circuits accordés en sortie. Une des caractéristiques de ces circuits est le facteur Q. Ce facteur⁵ est également le rapport entre l'énergie accumulée dans le circuit et l'énergie perdue.

Mais on distingue encore

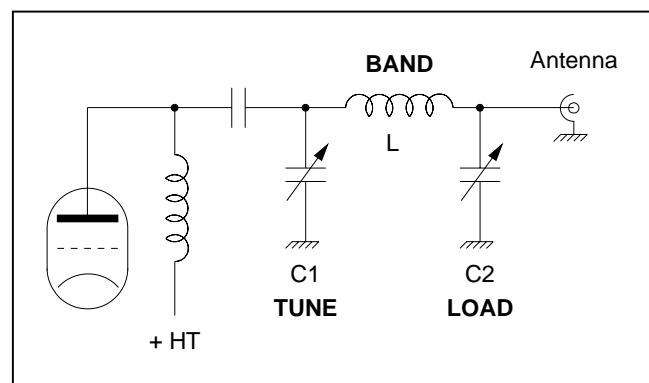
- le facteur de qualité à vide $Q_{\text{vide}} = X / R$
- du facteur de qualité en charge $Q_{\text{charge}} = X / (R + R_{\text{charge}})$

L'efficacité du circuit d'accord est le rapport entre la puissance fournie à la charge à la puissance totale. Il faut donc que $Q_{\text{charge}} / Q_{\text{vide}}$ soit petit. Q_{charge} est voisin de 10

Un amplificateur final à tube possède un circuit de sortie en pi qui sert à transformer l'impédance d'antenne (généralement voisine de 50 Ω) en une impédance de charge qui correspond à la celle du tube.

La self est généralement commutée par le commutateur de bande. Le condensateur variable d'entrée est appelé **TUNE**, le condensateur variable de sortie est généralement appelé **LOAD**.

A chaque changement de fréquence, et a fortiori à chaque changement de bande il faudra ré accorder ce circuit. Il est conseillé de faire cette opération sur antenne fictive (sur dummy load).



On suppose que le transceiver ou le linéaire est branché sur le secteur, que l'interrupteur est sur "ON" et que s'il y a un interrupteur pour les filaments, il est aussi sur ON. On suppose aussi que ce transceiver ou cet ampli est ainsi depuis quelques minutes et que les filaments sont chauds.

⁵ $Q = \omega L / R = 1 / \omega C R$



Le condensateur TUNE forme avec la self un circuit résonnant qui doit être accordé sur la fréquence à utiliser. On ajustera toujours le condensateur **TUNE pour un minimum de courant d'anode** (ou courant de plaque ou I_p). Lorsqu'on règle le TUNE, on doit nécessairement mettre le multimètre incorporé au transceiver sur la position I_p et chercher le "dip" c-à-d le minimum !

Le condensateur LOAD ensemble avec la self et le condensateur TUNE veille à la transformation de l'impédance élevée du circuit d'anode vers l'impédance de votre système d'antenne (idéalement $50 \pm j0$ ohms). Une petite désadaptation peut être rattrapée en corrigeant le condensateur LOAD. On ajustera toujours le condensateur **LOAD pour un maximum de puissance de sortie**.

T U N E "dip" du courant d'anode	L O A D maximum de puissance de sortie
--	--

On procédera à plusieurs réglages TUNE – LOAD – TUNE – LOAD – TUNE – LOAD jusqu'à obtenir le réglage parfait.

Un autre conseil serait de noter les positions des réglages tune et load pour chacune des bandes.

Capacités inter électrodes

Il existe entre les électrodes d'un tube des capacités parasites.

a) La capacité grille cathode C_{gk} oblige le générateur à débiter du courant.

b) La capacité anode grille C_{ag} qui, dans le montage classique à cathode commune et avec charge résistive dans l'anode, se retrouve à l'entrée et multipliée par un facteur $(1+A)$ où A est l'amplification du tube. Ceci s'appelle l'**effet Miller**. Cette capacité anode grille reporte une partie de la tension de sortie vers l'entrée et dans des conditions particulières, ce montage devient un oscillateur.

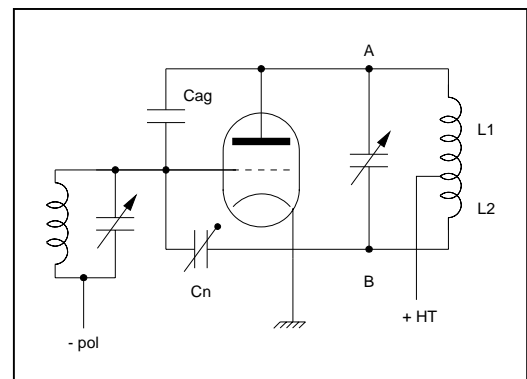
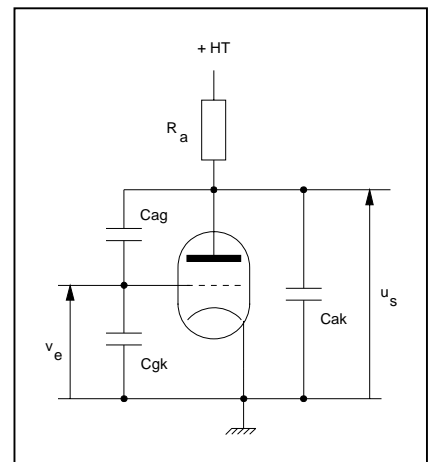
Pour diminuer cette capacité on place une grille écran entre la grille de commande et la grille écran, c-à-d. on obtient une tétrode, mais si la tétrode (ou la pentode) convient bien pour les montage BF et à moyenne ou faible puissance, elle ne convient plus pour les montages HF de forte puissance.

c) Enfin, la capacité anode cathode C_{ak} qui se trouve en fait en parallèle sur la charge.

Toutes ses capacités font en sorte que le gain que l'on obtient en BF, diminue lorsqu'on travaille en HF, et qu'au pire, l'amplificateur se met à osciller.

Toutefois, il existe une façon de contrecarrer la capacité C_{ag} qui s'appelle le neutrodynage. Neutrodynner un tube consiste à réinjecter à l'entrée un signal en opposition de phase avec celui injecté par la C_{ag} . Dans le montage ci-contre l'opposition de phase est obtenue par la division de la self d'accord en L1-L2

Pour régler le condensateur de neutrodynage C_n , on coupe la HT et on place un détecteur de tension HF sur l'anode. On règle ensuite C_n jusqu'à obtenir une tension HF de sortie nulle. Tout se passe comme si on équilibre un pont où C_{ag} et C_n en sont deux branches. Ce réglage ne doit en principe jamais être retouché.





Polarisation

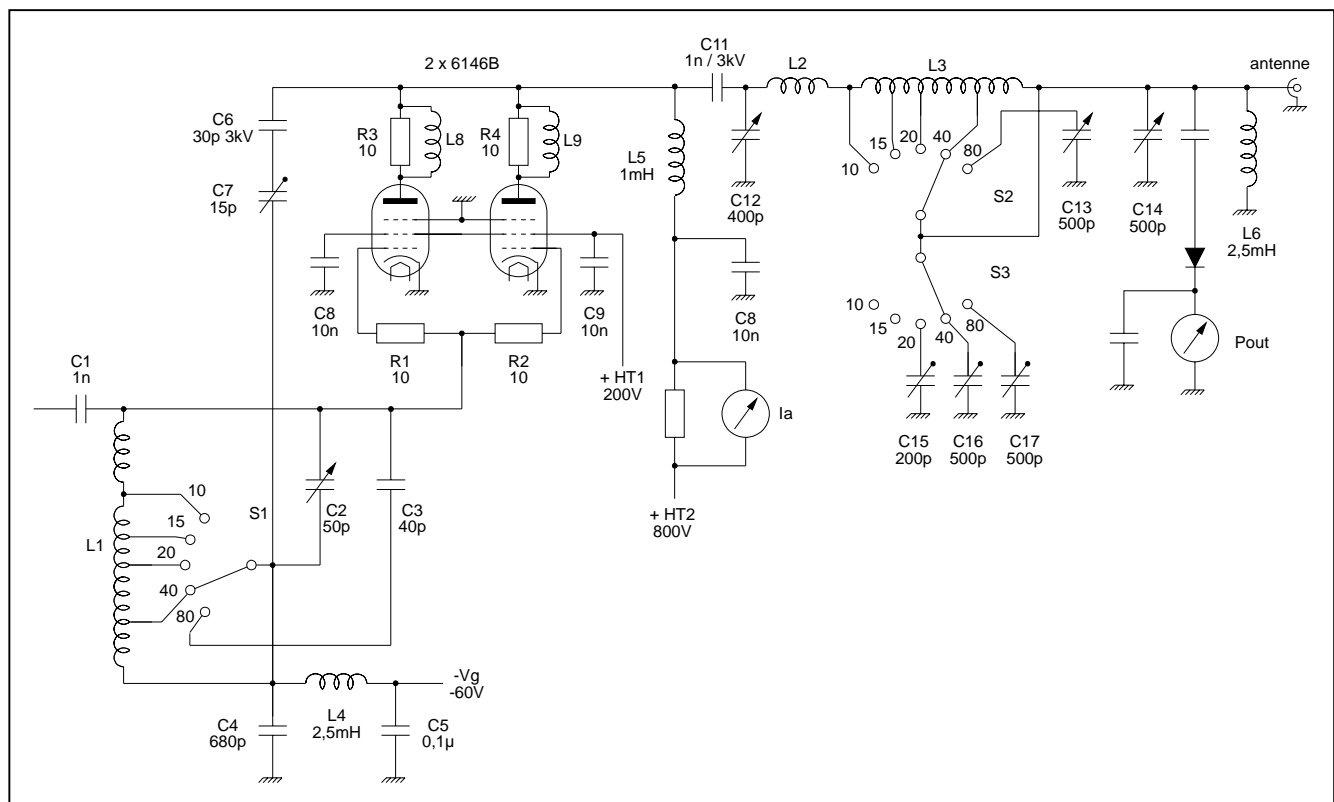
Pour obtenir un rendement relativement bon sans introduire trop de distorsion, on utilise en général, pour la SSB, un point de fonctionnement entre celui de la classe A⁶ et celui de la classe B⁷, d'où le nom de classe AB où le rendement est de l'ordre de 50 à 60 %. Il en résulte qu'au repos, un courant relativement faible traverse le tube.

Pour la CW ou la FM on pourrait utiliser la classe C⁸, pour obtenir un meilleur rendement, mais cela nécessiterait aussi d'éliminer les harmoniques à la sortie.

Le point de fonctionnement est fixé en ajustant la tension continue ("polarisation") de la grille de commande.

Exemple de montage

La figure ci-dessous représente le schéma d'un amplificateur à tube qui fournit 100 W .



Ce montage est prévu pour les 5 bandes (10, 15, 20, 40 et 80 m). Il utilise deux tubes 6146B montés en parallèle. Trois commutateurs S1, S2 et S3 assurent la commutation de bande.

⁶ La classe A est caractérisée par un point de fonctionnement au milieu de la courbe I_a V_g et fournit la meilleure linéarité. Le rendement est faible et atteint tout au plus 35 %. Le tube conduit pendant les 360° du signal d'entrée.

⁷ La classe B est caractérisée par une polarisation au cutt-off, le tube ne conduit que pendant les alternances positives (soit 180°) et le rendement est relativement bon et de l'ordre de 60 %. Mais le problème réside dans sa non linéarité et un taux d'harmoniques relativement élevé.

⁸ La classe C est caractérisée par une polarisation en dessous du cutt-off. Le tube conduit pendant moins de 180° du signal d'entrée. Le rendement est de l'ordre de 70 %.



A l'entrée on trouve un circuit LC parallèle formé L1 et C2. Pour la bande 80 m, un condensateur C3 vient se mettre en parallèle sur C2. La tension de polarisation de grille -60V est appliqué à la grille via la self L1 et les résistances R1 et R2. Les résistances R1 et R2 évitent l'oscillation du tube. La self de choc L4 "isole" la HF de la masse.

Les grilles écran sont alimentées sous 200 V, et découplées par C8 et C9.

Dans les anodes des tubes on trouve 2 circuits RL formés de R3-L7 et R4-L8, ces circuits évite l'oscillation du tube. L'alimentation de l'anode se fait au travers de la self de choc L5.

C11 bloque la tension continue. Etant donné que la tension d'alimentation (800 V) peu être mortelle, on ajoute toujours une self de choc à la sortie (L6) qui a pour but de mettre la tension continue à la masse en cas de claquage de C11.

C12, L2-L3 et C14 forment le circuit en pi. C12 est le est le condensateur d'accord ("TUNE") et C14 le condensateur de charge ("LOAD"). L3 est commuté par S2 tandis que S3 ajoute des condensateurs en parallèle sur C14 en fonction des différentes bandes. Pour le 80 m C13 vient se mettre en parallèle sur C14 via S3.

Ce montage montre en outre les deux appareils de mesure nécessaire au réglage : un ampèremètre dans le circuit d'anode (I_a) et un appareil de mesure de la puissance de sortie (P_{out}). Généralement il n'y a qu'un seul appareil de mesure (galvanomètre) et celui-ci est commuté entre les deux fonctions.



5.3.5.9 Amplificateurs à tubes avec grille à la masse⁹

Le montage que nous venons de voir est le montage cathode commune. Le montage anode commune n'est pas intéressant dans notre cas, puisque le gain en tension est de 1. Mais il reste le montage grille commune ou grille à la masse.

La grille étant à la masse, elle joue le rôle d'un écran et les capacités parasites se réduisent à une capacité parasite d'entrée (C_{gk}) et une capacité parasite à la sortie (C_{ag}). Il n'y a donc plus de problème de neutrodynage.

De plus on peut démontrer que toute la puissance d'entrée se retrouve à la sortie.

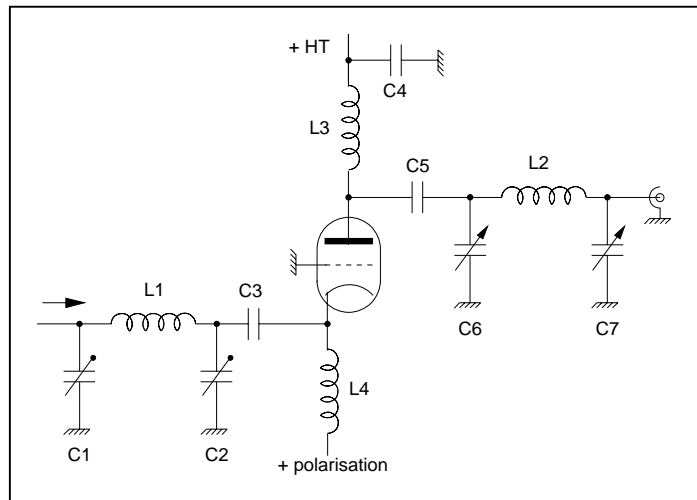
L'inconvénient de ce montage est son impédance d'entrée qui est relativement basse. Il faut donc une "certaine" puissance pour attaquer le montage.

Dans un montage à grille à la masse il existe donc un courant dans la grille.

L'amplification est de l'ordre de 10 à 13 dB.

Le circuit d'anode est similaire à ce qui a été décrit pour le montage cathode commune.

Dans le circuit de grille on utilise généralement aussi un circuit en pi pour adapter l'impédance.



Polarisation de grille

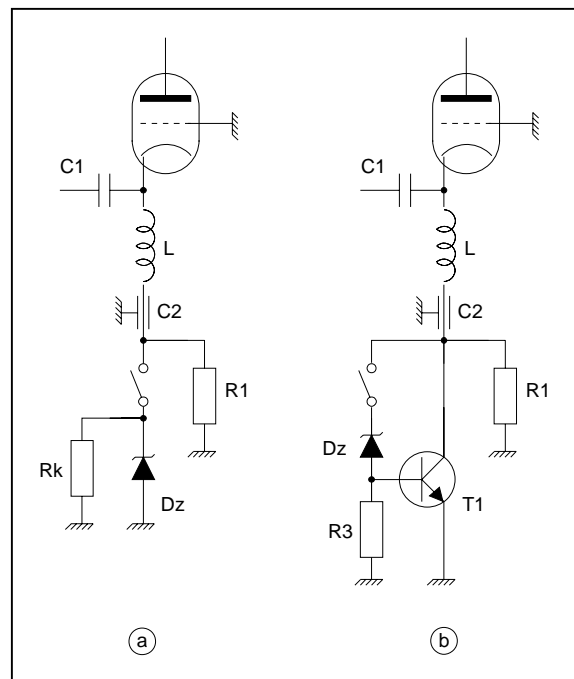
Analysons une situation pratique d'un amplificateur que l'on place à la suite d'un transceiver: lorsqu'on est en réception, le tube doit être bloqué car il est inutile de lui faire débiter du courant lorsque ce n'est pas nécessaire.

Pour cela la grille est polarisée au delà du cutt-off. Cela peut se faire de façon très simple en déconnectant la cathode. Celle-ci se porte alors d'elle même à un potentiel positif (par rapport à la grille qui est à la masse).

En émission, le tube doit être polarisé en fonction de sa classe :

- en télégraphie ou en FM on peut utiliser la classe C
- en SSB , la classe AB offre le compromis d'une bonne linéarité et d'un bon rendement

Pratiquement tous les amplificateurs sont en classe AB, même si on fait de la télégraphie! Le point de repos est fixé de telle manière que le courant anodique de repos soit environ 20% du courant anodique nominal. On peut ainsi déduire la tension de polarisation du tube, et pour maintenir cette constante, quel que soit le courant dans le tube, c-à-d qu'elle que soit la modulation, on utilise une diode zéner.



⁹ En anglais "Grounded Grid"



Le point de fonctionnement, et par conséquent le courant de repos est fixé par la tension grille-cathode. La grille étant à la masse, la cathode devra être portée à une tension positive. Le courant d'anode variant entre la valeur du courant de repos et le maximum le problème consiste à maintenir la tension constante. La solution consiste à utiliser une diode zéner D_z . Cette zéner doit être découplée et comme on ne peut pas mettre la tension d'entrée à la masse, il faut une self de choc L.

Lorsqu'on est en réception il est inutile de laisser le courant de repos et on peut ouvrir le circuit à l'aide d'un contact de relais. Mais dans ces conditions, des électrons peuvent venir charger la cathode. Pour éviter ce phénomène on place une résistance entre la cathode et la masse. La valeur de cette résistance R1 est de l'ordre de 10 à 15 k Ω et elle devra pouvoir dissiper 10 Watts.

Pour un 3CX1200 A7, la tension de polarisation est de 10V, il faut donc une diode zéner de 10V. Avec un courant de 1 A, cela veut dire que la zéner devra dissiper 10 Watts. Il existe des diodes zénères de cette tension et de cette puissance, mais elles sont relativement chères. Une solution alternative consiste à utiliser le montage ci-contre. La tension collecteur émetteur sera égale à la tension collecteur base + 0,7 V. Le transistor peut-être un transistor de puissance genre 2N3055 et la diode zéner une simple diode zéner de 0,5 à 1 Watt.

Ce montage peut encore être amélioré en plaçant l'interrupteur en série avec la zéner, le contact devra couper un courant plus faible que le courant d'anode.

Courant de grille

Nous avons vu qu'il y avait un courant de grille. Toutefois comme la grille ne peut dissiper beaucoup de puissance, il faut pouvoir contrôler ce courant. La grille étant à la masse on procède d'une autre façon : on mesure la tension grille cathode et on étalonne un appareil de mesure en fonction de la courbe $I_g = f(V_g)$ du tube.

Découplage du filament

Les tubes de forte puissance sont généralement à chauffage direct, c'est-à-dire, que le filament fait office de cathode. On doit donc prévoir des selfs de chocs pour l'alimentation du filament et comme le courant est important cette self de choc devra être dimensionnée en conséquence.

Détermination de la valeur de la tension de la diode zéner ?

On commence par mettre une résistance. Si par exemple la tension de polarisation devrait être de 30 V et que le courant de repos devrait être de 50 mA, on commence par une résistance de 600 Ω / 5 W . Si le courant de repos n'est pas égal à 50 mA, on ajuste par tâtonnement. La résistance finalement obtenue sera mise en place définitivement. On mesurera la tension aux bornes de cette résistance et on placera en parallèle, un zéner qui donne la même tension.



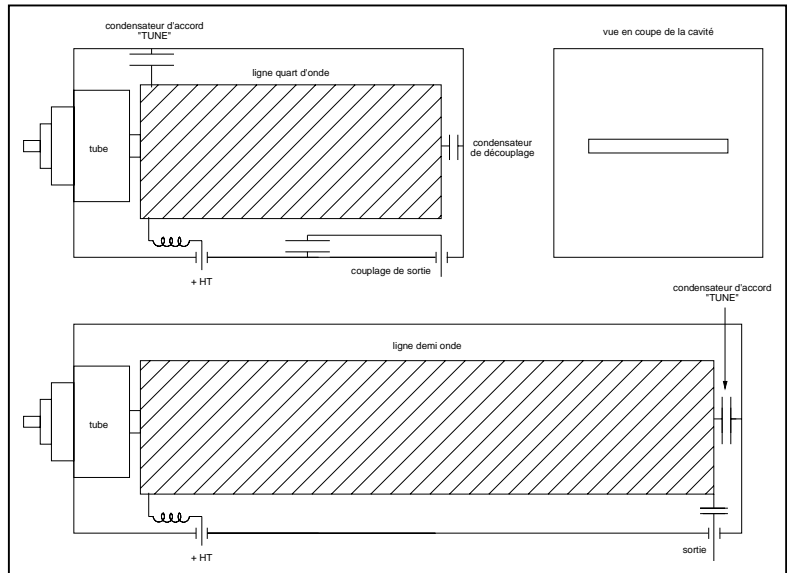
5.3.5.10. Amplificateurs à tubes pour 144 et 432 MHz

Pour les fréquences 144 et 433 MHz et pour des amplis de puissances (> 300 W) on utilise comme charge d'anode une ligne de transmission placée dans une cavité (blindage).

La ligne est une plaque de cuivre isolée de la masse. La figure ci-contre représente deux dispositions classiques l'une utilise un quart d'onde, l'autre une demi onde. On remarquera la place du condensateur d'accord différente dans les deux cas et deux méthodes différentes pour le couplage de la sortie.

La ligne structure blindage/ligne peut aussi prendre la forme de deux cylindres concentriques.

Tout ce qui a été dit précédemment sur la classe d'amplification, la polarisation, etc ... est toujours d'application ici.

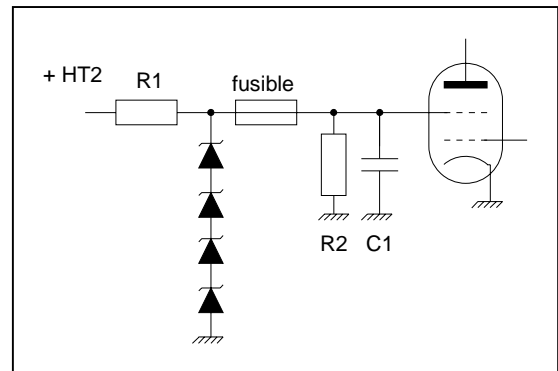


5.3.5.10. Amplificateurs à tétrodes

Lorsqu'on emploie des tétrodes, la polarisation de la grille écran doit être soignée, car toute variation la tension de la grille écran peut introduire des distorsions. On peut utiliser des diodes zéner en série pour stabiliser cette tension.

La tension de grille écran ne doit JAMAIS être appliquée en absence de tension d'anode, sinon la grille écran risque d'être trop important. Pour ce faire on peut produire la tension U_{G2} à partir de la tension d'anode, on peut mettre un fusible en série dans la grille écran.

Dans le cas du montage grille à la masse avec une tétrode, la tension écran est environ 1/10ème de la tension d'anode.





5.3.5.11. Régime de fonctionnement CCS ou ICAS

Dans les spécifications on trouve parfois 2 abréviations :

- **CCS** pour Continuous Commercial Service : pour les appareils qui peuvent fonctionner en permanence, sans discontinuer, 24h/jour.
- **ICAS** Intermittent Commercial And Amateur Service : pour les appareils qui ne fonctionnent pas en permanence.

5.3.5.12. Comparaison ampli à tube/ ampli à transistors

Plusieurs éléments de cette comparaison ont été vus précédemment, nous pourrions résumer et ajouter encore quelques autres précisions :

	Tube	Transistor
circuit de sortie	Accordé d'où nécessité d'accorder l'ampli lorsqu'on change de fréquence	Large bande
durée de vie	durée de vie d'un tube : 10.000 à 20.000 h	durée de vie plus importante : > 100.000 h
puissance maximum	jusque 100 kW ou même plus !	puissance limitée à environ 150 W, mais possibilité de mettre en parallèle
température		la jonction d'un transistor doit être maintenue en dessous de 150°C, sinon risque de destruction
refroidissement	par air forcé	par conduction (refroidisseur à ailettes), parfois complété par une ventilation
	Temps de préchauffage des filaments (env. 3 minutes) avant de pouvoir appliquer la haute tension	
alimentation	tension d'alimentation élevée : typiquement 800 V pour 100 W à 3000 V pour 1 kW courant relativement faible : typiquement 0,25A pour 100 W à 2 A pour 1 kW	tension faible : 13,5 à 50 V courant important : quelques A à 100 A
sensibilité au TOS	moyennement sensible à la désadaptation	très sensible, d'où nécessité de circuit de protection externe



5.3.6. Adaptation d'impédance

Lorsque nous avons analysé les amplificateurs à transistors et à tubes, nous avons déjà examiné de problème.

On peut donc adapter l'impédance en utilisant des transfos $1/n$, mais les rapports de transformations sont des nombres entiers fixes et sou vent des carrés ($1/4$, $1/9$, $1/16$, ...).

L'autre méthode utilise des circuits LC, en forme de L, de T ou de Pi, ou des combinaisons de ces circuits.

5.3.7. Filtres de sortie

Pour obtenir des rendements élevés et des puissances élevées, on a recours à la classe C, dont l'inconvénient est d'avoir un taux d'harmonique relativement élevé. Pour éviter que ces harmoniques ne perturbent les réceptions des programmes de radiodiffusion en TV et en FM, on fait suivre l'amplificateur d'un filtre passe-bas.

5.3.8. Etage de commutation pour CW

5.3.9. Modulateur de fréquence et de phase

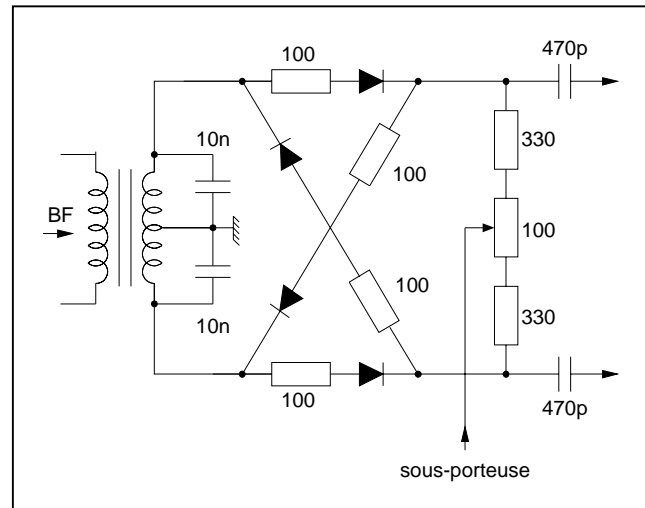


5.3.10. Modulateur SSB

On se souviendra que dans un modulateur en anneau¹⁰ (Voir chapitre 4 : Les récepteurs) la

On constatera que la composante BF aura disparue, de même que tous les termes d'ordres impair, en effet nous avons supposé que les diodes répondaient à des lois quadratiques, en réalité il y a aussi les ordres supérieurs. Dans un modulateur en anneau les produits d'ordre impair s'annulent, donc il n'y a pas d'harmonique 3, pas d'harmonique 5 etc ...

Il est important que les quatre diodes aient les mêmes caractéristiques, on dit que les diodes doivent être pairées. On peut prévoir dans le montage une compensation pour palier à cet inconvénient et grâce à cela on peut donc ajuster la réjection de la porteuse.



Mais on peut aussi obtenir la même fonction avec des transistors, qui sont alors groupés dans un circuit intégré.

5.3.11. Filtre à quartz

Voir chapitre 4 : Les récepteurs.

¹⁰ Encore appelé dual balanced mixer ou DBM ou ring-mixer .



5.3.12. Amplificateur micro¹¹

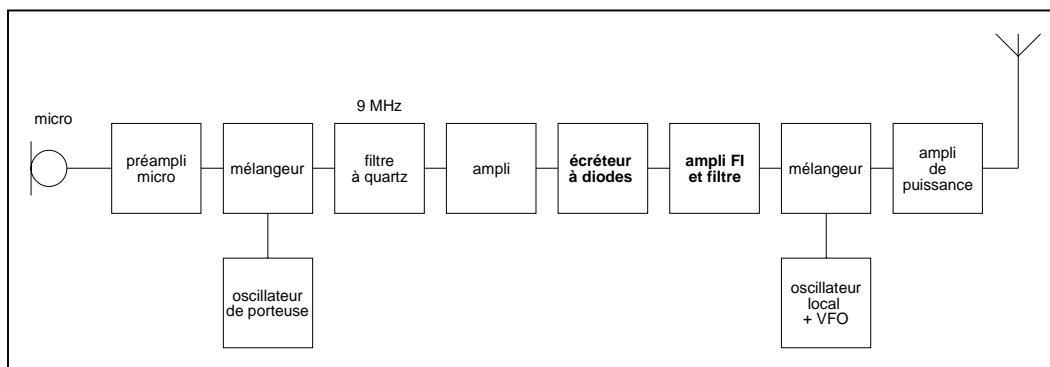
5.3.13. "Speech Processing" ¹²

La voie humaine, transformée en signal électrique par un micro, est un signal très complexe avec des pointes et des creux. Les composantes qui donnent le plus de puissance au signal (c-à-d les voyelles A, E, I, O U) ne sont pas nécessairement ceux qui donne le maximum d'intelligibilité (ce sont essentiellement les consonnes B, K, L, S et T).

On a donc cherché à augmenter le niveau moyen de la modulation de sorte à donner plus de "punch" à la modulation. Pour ce faire, on utilise peut utiliser 4 méthodes :

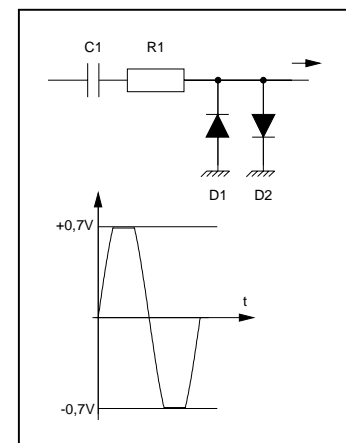
Limitation ou écrêtage RF

La limitation RF consiste à utiliser un écrêteur à diode et un filtre au niveau de la RF et un peu avant d'attaquer l'amplificateur final.



Le schéma ci-contre représente un écrêteur à diode. Il faut bien entendu choisir judicieusement le niveau d'entrée de sorte qu'un signal faible (ou normal) ne soit pas écrêté, c-à-d que son amplitude soit inférieure à $1,4 V_{pp}$, alors qu'un signal fort sera écrêté.

Si on compresse de 20 dB on peut augmenter l'intelligibilité de 8 dB environ¹³. Mais ce genre de limitation introduit des signaux non désiré et il est obligatoire de faire suivre ce limiteur d'un filtre. Ce procédé est relativement onéreux et se retrouve sur les transceivers haut de gamme¹⁴.



¹¹ Ce paragraphe ne fait pas partie du programme HAREC, mais il nous a semblé important d'en parler ici.

¹² Encore une fois, ce paragraphe ne fait pas partie du programme HAREC, mais il nous a semblé important d'en parler ici.

¹³ Ces résultats proviennent de tests, avec des personnes volontaires, qui notent de mots ou des lettres sans signification apparente. Après correction on établit le pourcentage d'erreur, on peut traduire le tout en terme de "dB".

¹⁴ Par exemple TS-940,

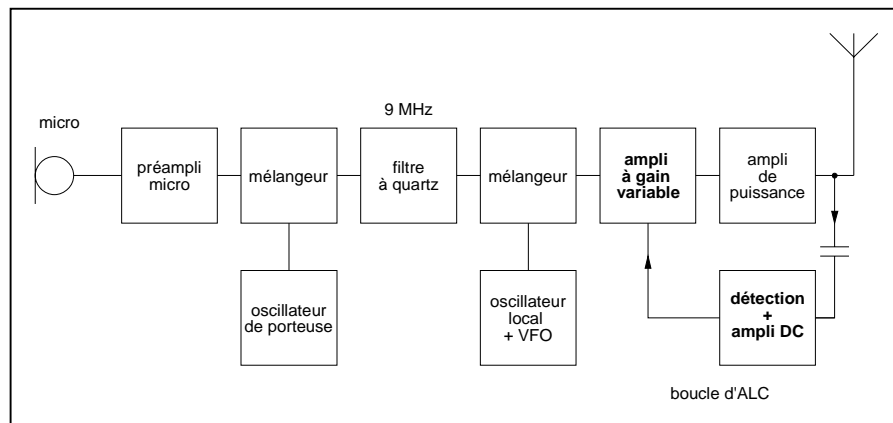




Compression RF

Pratiquement la compression est présente sur tous les équipements de radioamateur. Elle se fait grâce à une boucle de contre réaction appelée **Automatic Level Control** ou **ALC**. Il s'agit en fait d'un système fort semblable à l'AGC d'un récepteur. On prélève une petite partie du signal de sortie, on le transforme en tension continue qui vient modifier le gain d'un amplificateur au niveau FI. Dans ce cas, si on compresse de 20 dB on peut augmenter l'intelligibilité de 1 dB environ, ce qui n'est vraiment pas grand-chose.

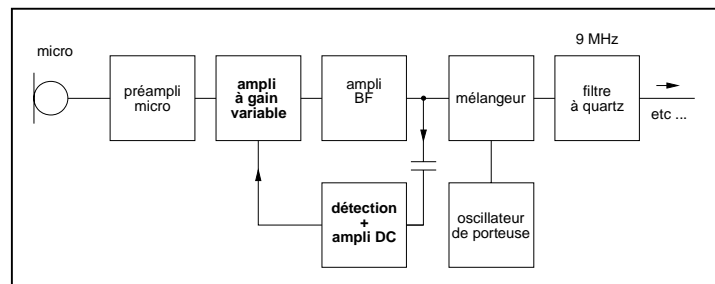
Toutefois l' ALC évite la saturation de l'amplificateur de puissance, et donc évite, du moins partiellement) le "splatter" (voir plus loin).



Compression audio

Comme son nom le laisse supposer, ici aussi nous aurons une boucle de contre réaction qui va détecter le niveau audio et qui va régler le gain d'un amplificateur audio.

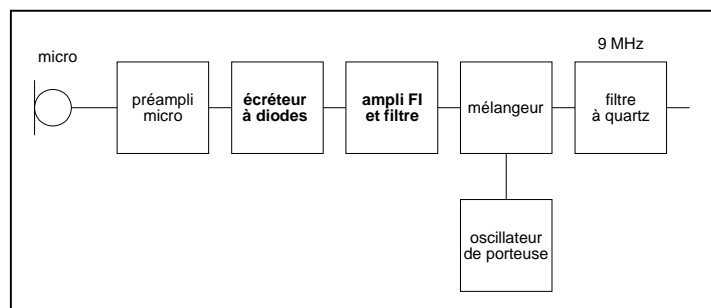
Dans ce cas, si on compresse de 20 dB on peut augmenter l'intelligibilité de 1 dB environ.



Limitation ou écrêtage audio

Dans ce cas l'écrêtage a lieu dans l'amplificateur de micro. Ici aussi il est nécessaire de prévoir un filtre audio pour limiter la bande passante des harmoniques dans le spectre audio.

Dans ce cas, si on compresse de 20 dB on peut augmenter l'intelligibilité de 4 à 5 dB environ.





5.3.14. Commutation émission/réception¹⁵

Nous avons examiné le récepteur (au chapitre 4) et nous venons de terminer l'analyse des émetteurs, il reste dans un transceiver un circuit qui va commuter entre l'émission et la réception.

Cette commutation peut être manuelle, mais dans la plupart de cas elle est automatique et déclenchée soit par un interrupteur sur le micro (PTT ou Push To Talk) soit par un circuit VOX (Voice Operated relay).

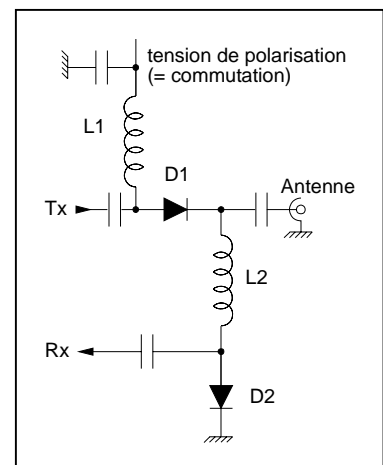
Le circuit VOX détecte la présence d'un signal BF (le signal du microphone) et est contrôlé par 3 paramètres

- le gain VOX détermine le niveau BF (micro) nécessaire pour enclencher le système.
- le délai VOX détermine le temps que le VOX reste enclenché après la fin de la période de parole
- l'anti-VOX évite qu'un signal du récepteur n'enclenche l'émetteur. Si le niveau introduit par l'anti-VOX n'est pas suffisant, le circuit va commuter intempestivement d'émission en réception

Dans la plupart des cas cette commutation se fait au moyen de relais électromécaniques. Un certain nombre de mesure doivent être prise pour que l'émetteur ne puisse fournir de puissance lorsqu'on est en position "RX".

Certains transceivers sont équipés d'une commutation très rapide qui permet d'écouter les signaux télégraphiques pendant l'émission (donc dans les espaces entre les points et les traits). Ceci s'appelle du **full break in** ou **QSK**.

Le schéma ci-contre représente un système de commutation pour un émetteur-récepteur VHF ou UHF. Lorsque la tension de commutation est positive D1 et D2 conduisent. L'émetteur est connecté à l'antenne. Le récepteur est virtuellement en court circuit par la diode D2, mais la self L2 isole ce court-circuit pour l'émetteur. Les diodes D1 et D2 sont des diodes à commutation rapide ("fast recovery switching diodes") et D1 doit être dimensionné pour pouvoir supporter toute la puissance de l'émetteur. En VHF/UHF, la self L2 peut être remplacée par une ligne quart d'onde (voir chapitre 6).



¹⁵ Encore une fois, ce paragraphe ne fait pas partie du programme HAREC, mais il nous a semblé important d'en parler ici.



5.4. Les caractéristiques des émetteurs

5.4.1. Stabilité en fréquence

La stabilité d'un émetteur est la faculté de pouvoir rester accordé sur la fréquence désirée.

Puisque la plupart des équipements radioamateurs sont des émetteurs-récepteurs (transceivers) avec des oscillateurs locaux et des VFO en commun. Les valeurs typiques données pour les récepteurs sont également valables pour les émetteurs, c-à-d :

- pour un émetteur décamétrique, la stabilité est de l'ordre de 10 ppm. Toutefois, si on équipe cet émetteur d'un oscillateur de référence à haute stabilité, on peut obtenir une stabilité de 0,5 ppm.
- pour un émetteur V/UHF, la stabilité est de
 - 10 ppm pour un récepteur NBFM
 - 1 ppm pour un récepteur SSB/CW.

5.4.2. Bande passante RF

Les bandes passantes RF sont liées aux modes de modulation, mais aussi au design des circuits.

Pour la télégraphie (CW) la bande passante est très faible, elle est liée à la vitesse de manipulation. Une relation pratique donne

$$BP = B \times k$$

- où B est le débit binaire (bit rate) mais comme la transmission s'exprime habituellement en mots/minutes, que le mot de référence est PARIS qui contient 50 éléments, alors $B = \text{nombre de mots/minutes} / 1,2$
- k est un coefficient qui dépend de la forme des filtres et vaut entre 3 et 5,

dans ces conditions, une vitesse de 20 mots/min, et dans le plus mauvais cas correspond à
 $(20/1,2) \times 5 = 83,3 \text{ Hz}$

En SSB, la bande passante est liée à la limitation qu'on s'impose au niveau de la BF. En téléphonie on se limite au spectre 300 – 3000 Hz et en conséquence la bande passante nécessaire est de 2700 Hz. La bande passante est aussi limitée par le filtre à quartz utilisé dans la chaîne de modulation à FI.

En FM, la bande RF dépend de l'excursion et de la limitation de la bande passante BF à transmettre. La formule de Carson donne une "idée" de la bande passante nécessaire:

en NBFM

en radiodiffusion FM :

5.4.3. Bandes latérales

Dans les schémas bloc des émetteurs SSB, nous avons été fort théorique en disant que la porteuse ou la bande latérale non désirée était supprimée. Dans la pratique cette porteuse ou cette bande latérale non désirée est généralement atténuée de 30 dB environ.



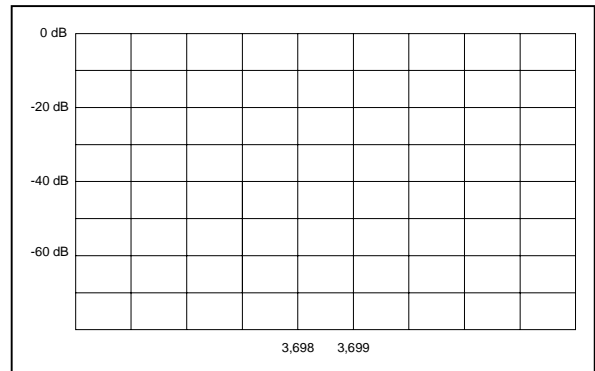
5.4.4. Bande passante audio

5.4.5. Nonlinéarité (harmonique et distorsion d'intermodulation)

Pour mesurer l'intermodulation d'un émetteur SSB on utilise un générateur deux tons. En lieu et place du microphone on injecte deux signaux BF de même amplitude, mais de fréquence différente, par exemple 1 kHz et 2 kHz. Si l'émetteur est en LSB sur 3,7 MHz, on devrait donc avoir deux signaux RF respectivement sur 3,699 MHz et 3,698 MHz. On pourrait aussi apercevoir u résidu de la porteuse à 3,700 MHz. Mais en pratique on va obtenir une série de raies latérales qui proviennent des produits d'intermodulation :

3eme ordre	$2 f_1 - f_2 = 7398 - 3,698 = 3,700$ MHz	
	$2 f_2 - f_1 =$	3,677
5eme ordre	$3 f_1 - 2 f_2 =$	3,701
	$3 f_2 - 2 f_1 =$	3,696
7eme ordre	$4 f_1 - 3 f_2 =$	3,702
	$4 f_2 - 3 f_1 =$	3,695

La valeur nominale de la réjection de ces produits d'intermodulation est voisine de 40 dB. La figure ci-contre montre donc une situation réelle.



Remarquons que pour faire le test, la somme vectorielle du signal à "deux tons" ne peut jamais être supérieure à l'amplitude d'un signal "simple ton". En d'autres termes l'amplitude de chacune des 2 raies du signal "deux tons" ne peut dépasser la moitié du signal "simple ton", ou encore les 2 raies principales doivent être est 6 dB en dessous de la valeur de la PEP¹⁶.

5.4.6. Impédance de sortie

L'impédance de sortie est généralement de 50 Ω.

5.4.7. Rendement

Au niveau de l'amplification à faible puissance, ou dans le cas d'un oscillateur qui ne fournit que quelques dizaines de mW, la notion de rendement a peu d'importance. Par contre la notion le rendement prend une autre signification quand il s'agit d'amplification de forte puissance. En effet, ce qui n'est pas disponible en tant que puissance HF est perdu en chaleur, cette chaleur doit être évacuée et constitue donc une pure perte.

Nous avons déjà évoqué ce problème pour les amplis à transistors et les amplis à tubes. Nous rappelons aussi que le rendement maximum d'un étage en classe AB est de l'ordre de 60%. Donc un ampli qui fournit 1000 W (40 %), prend 2500 W au réseau électrique et dissipe 1500 W en chaleur. Puisque nous travaillons généralement en CW ou en SSB, et si on ne veut tenir compte que des "puissances moyennes", ces nombres peuvent être réduits de moitié.

5.4.8. Indice de modulation

¹⁶ En effet pour se trouver dans les mêmes conditions chacune des signaux doit avoir la moitié de l'amplitude, donc le ¼ de la puissance, donc - 6 dB !



5.4.9. Claquements et gazouillements en télégraphie ("Clicks and CW chirps")

En télégraphie, lorsque la bande passante est trop parfaite, l' "attaque" du son est brusque et assez désagréable. C'est ce qu'on appelle les claquements ou des "click CW".

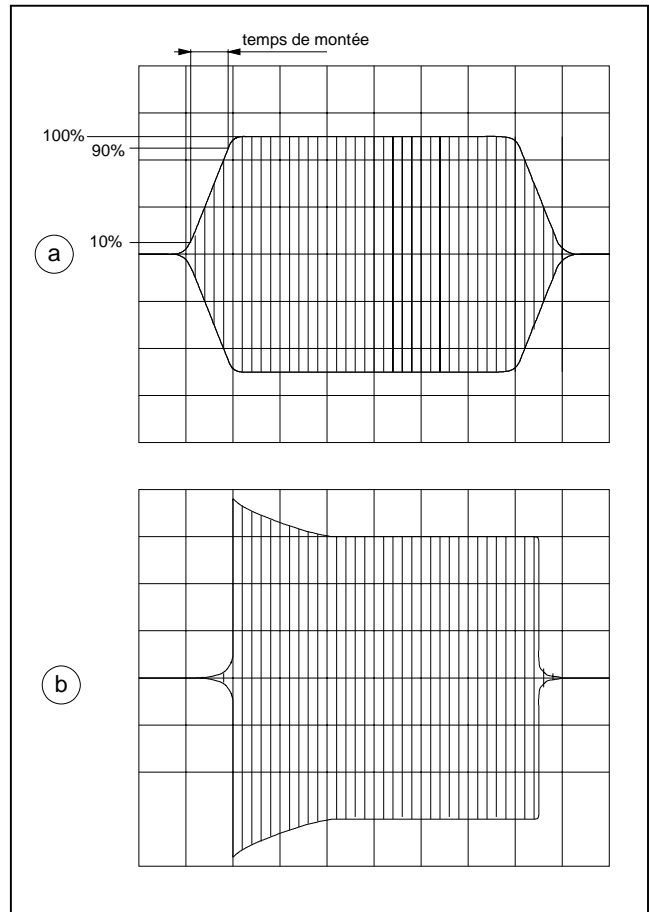
Pour bien faire le temps de montée et le temps de descente du signal RF devraient être de 3 à 5 ms comme indiqué à la figure a.

La figure b montre le signal d'un émetteur qui n'a pas été bien conçu. Ici le dépassement ("overshoot") au début du signal sera la cause d'un claquement désagréable.

Les clicks CW élargissent exagérément la bande passante transmise¹⁷ et produisent des désagréments sur les canaux adjacents.

La façon la plus efficace de contrôler son émission est très certainement l'emploi d'un oscilloscope¹⁸ pour visualiser les figures ci-contre.

Durant les premiers cycles du signal HF, la fréquence peu légèrement varier. Ceci peut être dû au fait que l'oscillateur de porteuse est brusquement chargé et qu'il dérive un peu. Même si cette dérive est très faible, elle donne lieu à un "piaulement" aussi désagréable que les clicks.



5.4.10. Surmodulation en SSB et splatter

Le problème réside dans le fait qu'en SSB la déviation moyenne des appareils qui indiquent la puissance est relativement faible et ceci donne souvent l'impression que l'on ne module pas assez. Les opérateurs ont alors tendance à augmenter la puissance fournie au linéaire mais ceci conduit à une distorsion importante accompagnée d'un élargissement de la bande et appelée **splatter**.

Au niveau de l'émetteur lui-même, il est important de procéder avec méthode :

a) d'abord sans processeur, en parlant normalement devant le micro, il faut régler le gain micro de sorte que la tension d' ALC (Automatic Level Control) soit dans la plage indiquée par le constructeur.

b) ensuite, on met le processeur en fonction, et l'appareil qui mesure la compression et on règle la compression pour que la compression soit de l'ordre de 5 à 10 dB, si on dépasse ce niveau on risque des problèmes de

¹⁷ Dans un cas typique, et sans précaution spéciale, on obtient -50 dB (par rapport à la porteuse à 1 kHz), alors qu'avec quelques composants supplémentaires (R et C) on obtient -85 dB !

¹⁸ La tension efficace à la sortie d'un émetteur de 100 W est de l'ordre de 70 V, celle d'un ampli de 1500 W est de l'ordre de 280 V ! Il faut donc être extrêmement prudent et construire un diviseur de tension qui réduise à quelques Volts la tension à l'entrée de l'oscilloscope.



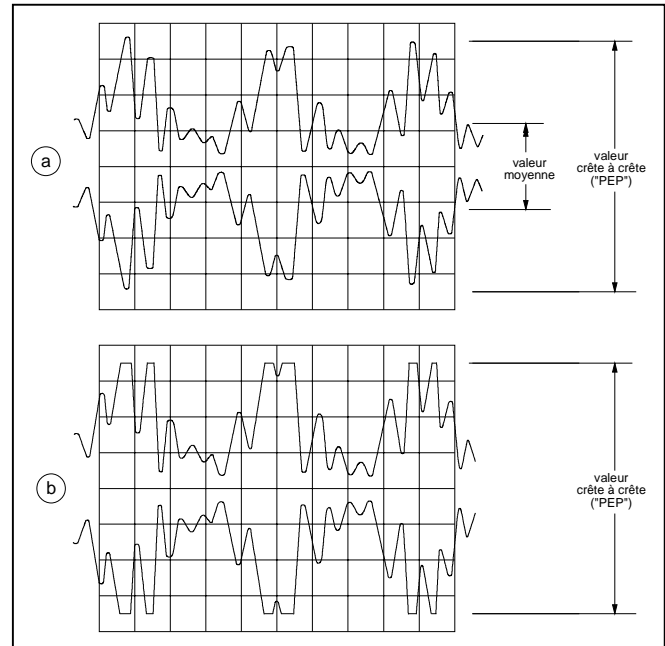
distorsion !



Ici aussi, la façon la plus efficace de contrôler son émission est probablement d'utiliser un oscilloscope¹⁹.

La figure a montre un modulation normale. La valeur de la puissance moyenne, c-à-d celle indiqué par un appareil à aiguille par exemple est de l'ordre de 30 % de la puissance d'enveloppe de crête (PEP).

Sur la figure b, on a augmenté le niveau de 20 % seulement et on voit apparaître un rabotage des valeurs maximales, c'est à ce moment qu'apparaîtra le splatter. Dans les deux cas la puissance d'enveloppe de crête (PEP) est la même.



5.4.11. Emission non essentielle (spurious)

Outre les claquements en télégraphie et le splatter en SSB, les émetteurs produisent encore des rayonnements non désirés. Ils proviennent par exemple de l'oscillateur de référence du PLL, ou d'autres oscillateurs internes.

Ils sont en général au moins 50 dB sous le niveau du signal utile.

5.4.12. Rayonnement des boîtiers

5.4.13. Bruit de phase

¹⁹ La tension efficace à la sortie d'un émetteur de 100 W est de l'ordre de 70 V, celle d'un ampli de 1500 W est de l'ordre de 280 V ! Il faut donc être extrêmement prudent et construire un diviseur de tension qui réduise à quelques Volts la tension à l'entrée de l'oscilloscope.



Chapitre 6 : Les antennes et les lignes de transmissions

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Après avoir produit une certaine puissance avec notre émetteur, il faudra amener cette puissance à l'antenne, d'où la nécessité de lignes de transmission. A l'autre bout du câble, il faudra transformer cette puissance en onde électromagnétique, c'est le rôle de l'antenne.

*Inversement à la réception l'antenne transforme l'onde électromagnétique en puissance électrique, véhiculée par une ligne de transmission afin d'attaquer le récepteur. Un système d'antenne comporte l'**antenne** proprement dite, la **ligne de transmission** (par exemple le câble coaxial) et éventuellement un **coupleur d'antenne**.*

Dans la présentation du programme HAREC et dans celle du programme IBPT, on parle d'abord d'antennes, puis des lignes de transmission. Pour des raisons purement pédagogiques, il nous semblait plus opportun de faire l'inverse !

6.1. Les antennes élémentaires

Lorsque nous avons parlé des ondes électromagnétiques (§ 1.5) nous avons déjà expliqué

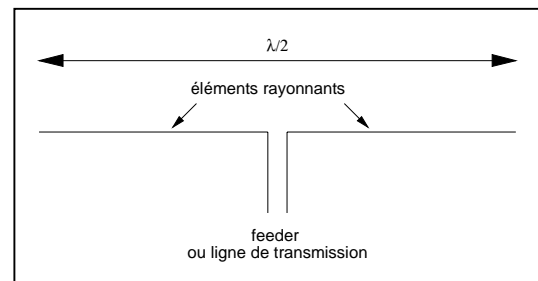
- comment des charges réparties sur un conducteur produisaient un champ électrique
- et que le courant qui traversait ce conducteur produisait un champ magnétique.
- que l'ensemble des deux constituait un tout indissociable appelé champ électromagnétique.

Ce conducteur dont il était question s'appelle une antenne. Ces antennes sont du type "fil (ou conducteur) rayonnant", mais nous verrons par la suite qu'il existe aussi des antennes utilisant des surfaces rayonnantes.

L'antenne doublet

L' **antenne doublet** encore appelée **dipôle** est constituée d'un conducteur filiforme de longueur l , coupé en son milieu pour l'alimentation par un générateur. Théoriquement la longueur l peut être comprise entre une fraction de λ à quelques λ .

Toutefois, pour une longueur mécanique d'une demi longueur d'onde ($\lambda/2$), cette antenne présente des caractéristiques particulières: son impédance est de l'ordre de $73 \Omega^1$, mais cette impédance varie un peu avec le diamètre du conducteur.

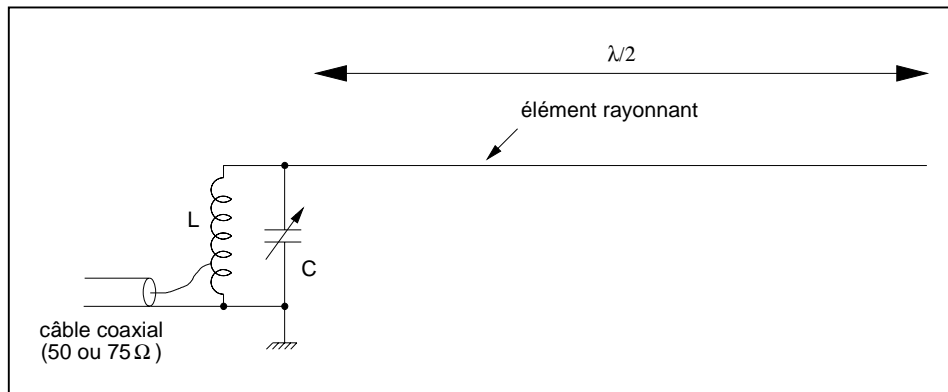


L'antenne demi onde alimentée par son extrémité²

Il s'agit d'un conducteur filiforme de longueur égale à $\lambda/2$ et alimenté en une extrémité. L'impédance est relativement grande (1000 à 5000 Ω) et nécessite un coupleur tel que représenté ci-dessous

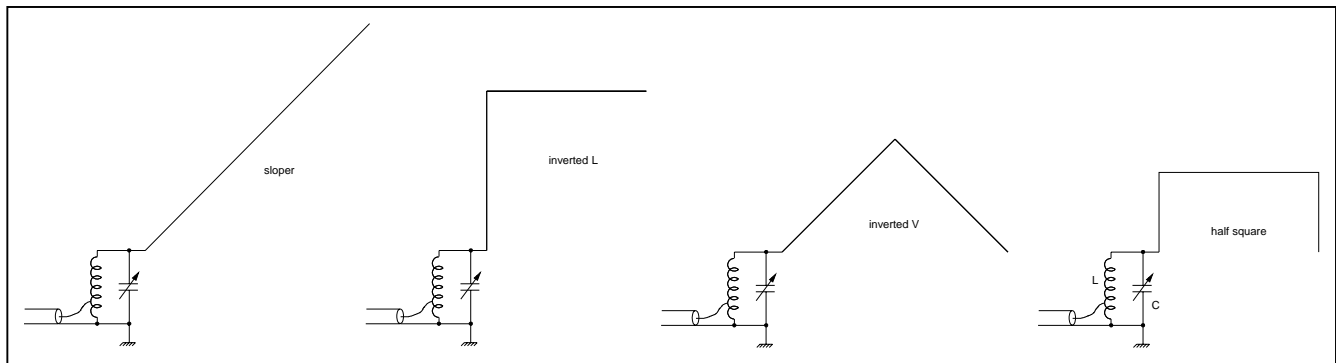
¹ Théoriquement $Z = 73,2 + j 42,5$ pour $\lambda/2$, mais ce terme est rapidement annulé si on raccourci très légèrement le doublet.

² Ou en anglais "end fed half wave antenna"



Pour une plage de 7 à 21 MHz, par exemple, $L = 4,5 \mu\text{H}$, avec une prise au 1/6eme et $C = 10$ à 140 pF

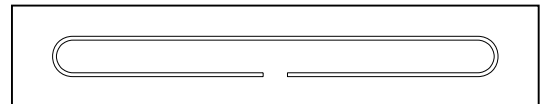
Le conducteur peut être mis horizontalement (voir ci-dessus) ou verticalement ou obliquement ("sloper"), en L inversé, en V inversé ou sous forme de demi carré ("half square").



Le dipôle replié³

Le dipôle replié présente les caractéristiques suivantes :

- sa directivité est la même que celle d'un dipôle simple
- son impédance est 4 x celle d'un dipôle simple et est donc de l'ordre de 300Ω . Elle est donc alimentée par du câble twin-lead (voir plus loin) ou nécessite un balun pour l'adaptation $300/75 \Omega$ et le passage symétrique/asymétrique
- l'impédance peut être variable en modifiant le rapport entre les diamètres des éléments
- la réactance ne varie que très légèrement lorsqu'on s'écarte de la résonance, autrement dit la bande passante est plus grande
- cette antenne est essentiellement utilisée en VHF-UHF.



Adaptation d'impédance et symétrisation

L'antenne quart d'onde vertical

quarter wave vertical antenna

L'antenne à éléments parasites

³ Ou en anglais "folded dipole" mais aussi appelée "trombone" à cause de sa forme !



Dans le but d'accroître le rayonnement d'un dipôle dans une direction déterminée, on peut utiliser une combinaison de plusieurs antennes alimentées par la même source. On conçoit que suivant les phases relatives des courants dans les différents éléments, les champs produits s'additionneront ou se soustrairont. Ceci donne lieu à une modification du diagramme de rayonnement.

Mais on peut aussi n'alimenter qu'un seul élément, les autres éléments prenant leur énergie sur l'élément principal. On parle alors d'antennes à éléments parasites ou d'antenne Yagi.

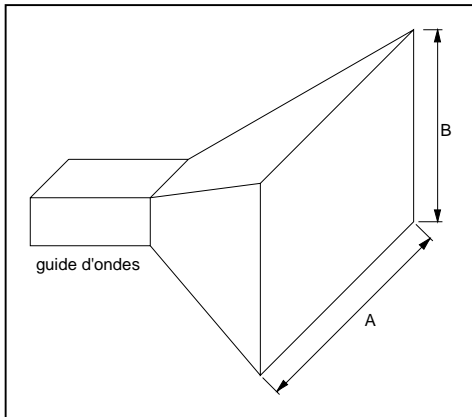
parastatic elements (Yagi)
trap dipole



Les antennes à surface rayonnante

Les antennes que nous avons vues jusqu'ici pouvaient être classées dans la famille des antennes à fils rayonnant. Mais il existe aussi des antennes à **surface rayonnante** que l'on utilise principalement dans le domaine des hyperfréquences (c-à-d $300 \text{ MHz} < f < 300 \text{ GHz}$). En effet pour des fréquences supérieures à 1 ou 2 GHz, la construction d'antennes Yagi telles que nous l'avons vu au paragraphe précédent devient de plus en plus critique: les éléments deviennent de plus en plus courts et l'influence du boom, du connecteur et des éléments de fixation deviennent de plus en plus difficile à maîtriser.

L'ouverture rayonnante la plus simple est le **cornet**: il s'agit d'un guide d'ondes à section régulièrement croissante. Le gain d'un cornet est donné par la relation



$$G_{(dB)} = 20 \log (8 f \sqrt{S})$$

dans laquelle S est la surface de l'ouverture en m^2 et f la fréquence en GHz.

Si on veut obtenir un gain important, on doit donc avoir une grande surface d'ouverture, en d'autres termes il faut des cornets relativement longs, ce qui pose des problèmes de réalisation mécanique. Les cornets peuvent toutefois être utiles pour des tests, comme source primaire pour mesurer le diagramme de rayonnement d'une antenne par exemple. Mais les cornets sont plus généralement utilisés comme source primaire des antennes paraboliques que nous verrons ci-après.

L'antenne à réflecteur, la plus classique est l'**antenne à réflecteur parabolique** où la source se trouve au foyer de la parabole. En effet le foyer d'une parabole est ce point particulier qui permet d'obtenir des rayons parallèles et qui ont tous la même phase. Donc ici O-P1-Q1 est égal à O-P2-Q2.

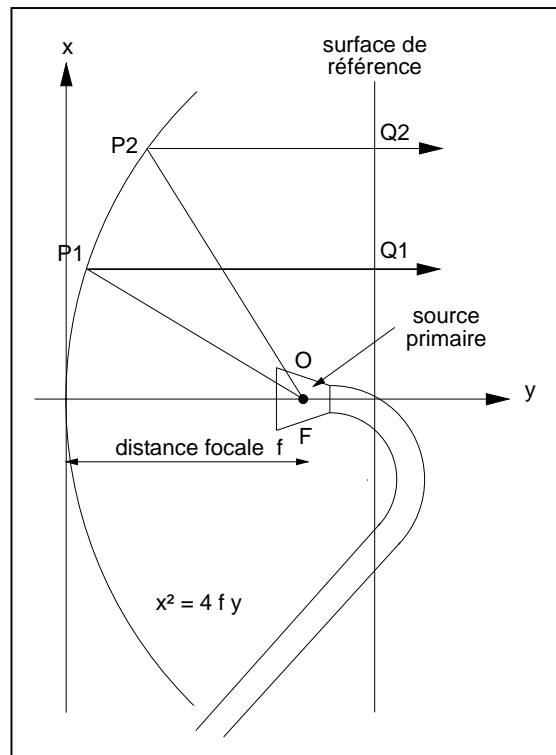
L'équation de la parabole est $x^2 = 4 f y$ ou f est la distance focale (revoir le cours de géométrie).

Le gain d'une telle antenne est donné par la relation

$$G_{(dB)} = 10 \log (\eta \ 4 \pi \ S) / \lambda^2$$

dans laquelle S est la surface de l'ouverture de la parabole et η est le rendement de l'éclairage.

La source primaire, encore appelée **illuminateur**, doit être placée au foyer et éclairer toute la surface du réflecteur sinon une partie de cette surface ne pourra pas réfléchir la puissance. D'autre part l'illuminateur ne peut pas éclairer "en dehors" de la surface du réflecteur sinon cette énergie ne pourra pas être réfléchi, de plus, il y aura dans ce cas, une diffraction sur le pourtour de la parabole, ce qui risque d'entraîner des perturbations avec d'autres stations. Le facteur qui tient compte de ce rendement de l'éclairage est précisément η , il vaut environ 0,55.





Pour avoir une idée, on peut calculer le gain (en dB) pour quelques diamètres différents et pour quelques fréquences:

diamètre	30 m	6 m	3 m	0,6 m
430 MHz	35	26	20	6
1286 MHz	44,5	35,5	29,5	15,5
4 GHz	54,4	45,4	39,4	25,4
6 GHz	57,9	49	43	29
22 GHz	69	60	54	40
38 GHz	73,9	64,9	58,9	24,9

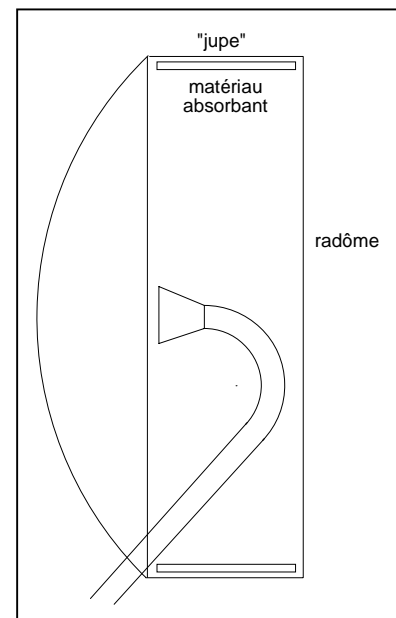
Ce tableau montre clairement que pour des fréquences inférieures à 1,5 GHz (environ), des antennes telles que les Yagi peuvent donner des gains aussi importants avec des infrastructures moins encombrantes.

La surface réfléchissante d'une parabole peut être en aluminium, ce matériau se prête particulièrement bien à une opération mécanique qui s'appelle le repoussage : la tôle en aluminium tourne dans un tour et à l'aide d'un gabarit en bois dur on la repousse et on lui donne une forme de paraboloïde. Mais on peut aussi réaliser des paraboles en fibres de verre, on forme d'abord la structure parabolique en fibres de verre, on projette ensuite une couche de métallisation, avant de terminer par une ultime couche de fibres de verre de protection. Si la surface n'est pas parfaitement parabolique, les ondes réfléchies ne seront pas en phase, et le gain théorique ne sera pas obtenu. On fixe donc la tolérance sur la surface réfléchissante à ± 3 mm à 4 GHz, ± 2 mm à 6 GHz et ± 1 mm à 10 GHz. Pour des fréquences inférieures à 1,5 GHz, on peut aussi utiliser un réflecteur perforé, un réflecteur en treillis ou un réflecteur constitué d'un réseau de petits tubes. Ceci diminue sensiblement la prise au vent.

Les paraboles peuvent être protégées des intempéries par un **radôme** qui est une toile en matière synthétique tendue sur la parabole.

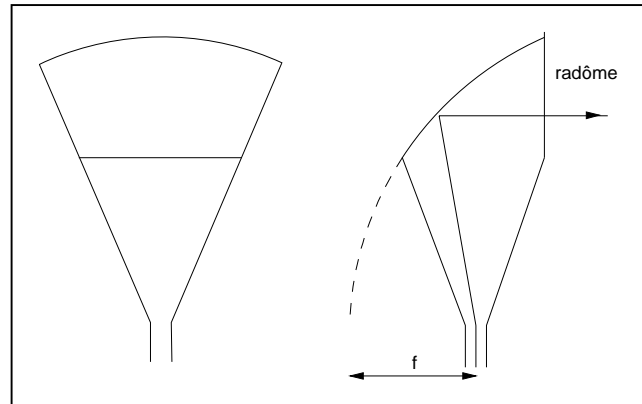
Les angles d'ouvertures sont très faibles et sont liés au gain. Plus le gain est élevé, plus l'angle d'ouverture est faible. Les caractéristiques de faible angle d'ouverture et de grand gain sont précisément recherchées pour les faisceaux hertziens. Toutefois le diagramme de rayonnement d'une parabole présente des lobes secondaires qui peuvent être gênants dans les régions comme les nôtres où tous les services souhaitent utiliser des faisceaux hertziens. On peut diminuer fortement les lobes secondaires en plaçant un anneau devant la parabole, cet anneau étant tapissé par un matériau absorbant (fibre synthétique chargée de carbone). On appelle ces antennes des antennes "à jupe".

Dans les contrées froides, au sommet des montagnes, la neige et la glace peuvent se déposer à l'intérieur de la parabole et sur l'illuminateur. Cette neige ou cette glace va modifier le comportement de l'illuminateur et du réflecteur. On équipe alors ces antennes de radômes rigides en fibre de verre et s'il le faut on peut chauffer l'intérieur de la parabole pour y maintenir une température supérieure à + 5°C par exemple.

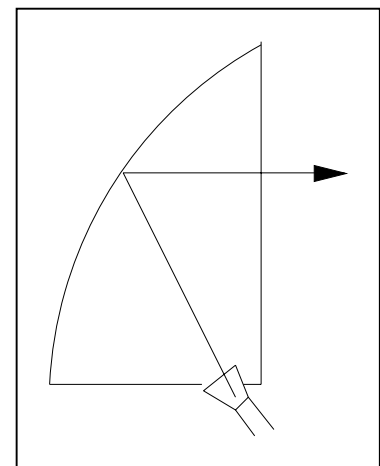




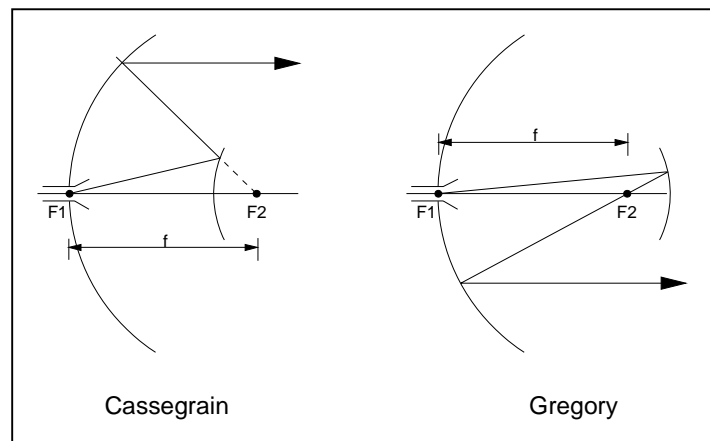
Une variante de l'antenne parabolique est l'antenne "**Horn**" que l'on peut considérer comme une antenne cornet prolongée par un réflecteur parabolique. Cette antenne possède un diagramme de rayonnement avec une forte atténuation des lobes secondaires.



Une réalisation un peu différente est l'antenne "**Muschel**".

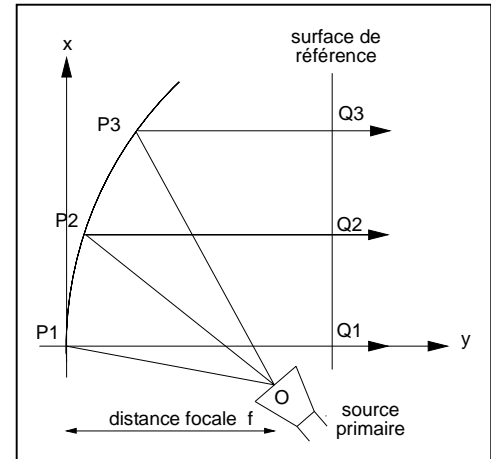


On peut aussi réaliser des antennes à plusieurs réflecteurs. L'illuminateur éclaire le réflecteur principal par l'intermédiaire d'un ou plusieurs réflecteurs auxiliaires. Le modèle le plus courant est l'antenne **Cassegrain**. Ce type d'antenne est aussi très utilisé pour les stations de télécommunications par satellites car le récepteur peut être situé juste au sommet du paraboloïde, donc très près de la source, ce qui évite les pertes dans les guides d'ondes. Une variante de l'antenne Cassegrain est l'antenne **Gregory**.

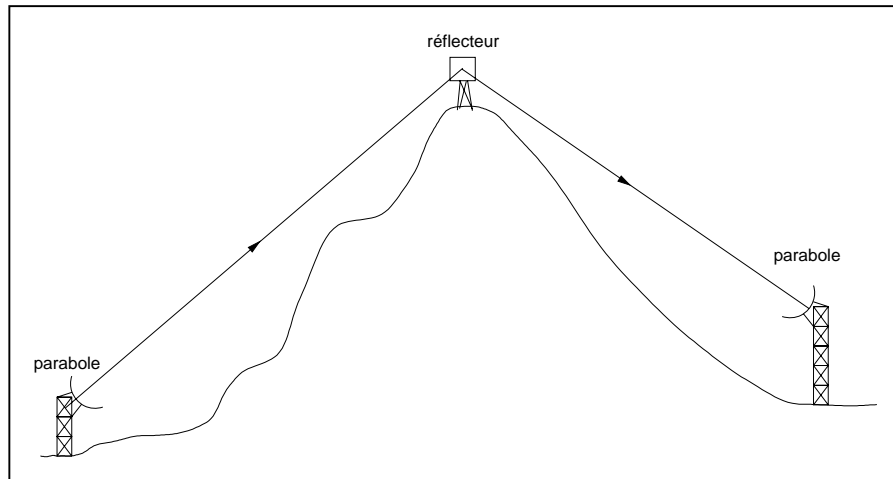
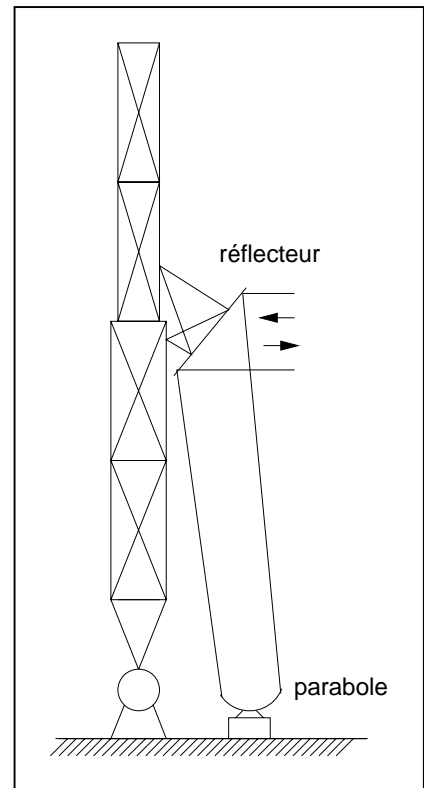




Dans une antenne parabolique classique, l'illuminateur peut provoquer un effet d'ombre gênant d'où l'idée d'utiliser une structure dans laquelle l'illuminateur est décalé par rapport au faisceau réfléchi, encore appelée **parabole offset**. Les trajets O-P1-Q1, O-P2-Q2 et O-P3-Q3 sont identiques. On trouve aussi ce type de paraboloïde pour la réception de la radiodiffusion par satellite.



Lorsqu'une liaison, hertzienne entre deux points se révèle impossible par suite de la configuration on peut utiliser des **réflecteurs passifs**. Par exemple, sur un pylône de radiodiffusion OM (onde moyenne), il est difficile de placer une parabole car le pylône est alimenté par une puissance importante à sa base et que les problèmes d'isolation sont difficile à maîtriser. On place alors plutôt un réflecteur passif en haut du pylône et la parabole est installée au sol.



L'autre cas typique est celui des pays montagneux où les réflecteurs passifs sont disposés de façon à contourner les obstacles naturels.



Les antennes à fente rayonnante

Les **antennes à fentes rayonnantes** sont utilisées comme antennes omnidirectionnelles dans le domaine des hyperfréquences. Les fentes ont une longueur voisine de $\lambda/2$ et leur écartement est de $\lambda_g/2$ avec λ_g égale à la longueur d'onde dans le guide d'onde (voir ce chapitre).



6.2. Caractéristiques des antennes

distribution du courant et de la tension
impédance au point d'alimentation
comportement capacitif ou inductif en dehors de la résonance
polarisation
directivité, efficacité et gain
aire de capture
puissance rayonnées (ERP et EIRP)
rapport avant arrière
diagramme de rayonnement horizontal et vertical



6.3. Influence du sol

Jusqu'à présent nous avons considéré les antennes dans un contexte très général en ne tenant pas compte du sol. Or le sol est un plus ou moins bon conducteur et il peut réfléchir une partie du signal.

L'influence du sol est fonction de la longueur d'onde et de la hauteur de l'antenne par rapport au sol. Ce phénomène est donc plus important pour les antennes décamétriques. Par exemple une antenne yagi pour les bandes décamétriques (ou λ est de l'ordre de 10 à 20 m) est généralement installées à une hauteur variant de 12 à 24 m, parfois un peu plus.

Si on considère un sol parfait, l'onde directe et l'onde réfléchie vont se combiner, et en fonction de l'angle considéré et de la hauteur de l'antenne, ces ondes pourront être en phase ou en opposition de phase. Lorsqu'elles seront en phase l'énergie sera doublée et on gagnera 3 dB. En outre aucune énergie ne sera transmise en dessous de ce plan réflecteur, on va encore gagner 3 dB.

Si nous imaginons un dipôle dont le gain était de 2,14 dBi, on aura, avec un sol parfaitement conducteur un gain de $2,14 + 6 = 8,14$ dBi.

Tout ceci est vrai pour les bandes HF, mais ne l'est plus si on considère une antenne VHF ou UHF à une dizaine de mètres du sol.

Dans le cas d'une antenne verticale ($\lambda/4$)

Dans le cas d'une antenne yagi 4 éléments par exemple, avec un sol réel on a les valeurs suivantes

en espace libre	gain (dBi)	angle de départ (°)
	8,26	0
hauteur au-dessus du sol (λ)	gain (dBi)	angle de départ (°)
0,25	10,14	40
0,5	12,21	25
0,75	13,07	15
1	13,42	20
1,5	13,76	10
2	13,07	5
2,5	13,9	5
3	14,04	5
4	13,28	10
5	13,07	15
10	13,76	10



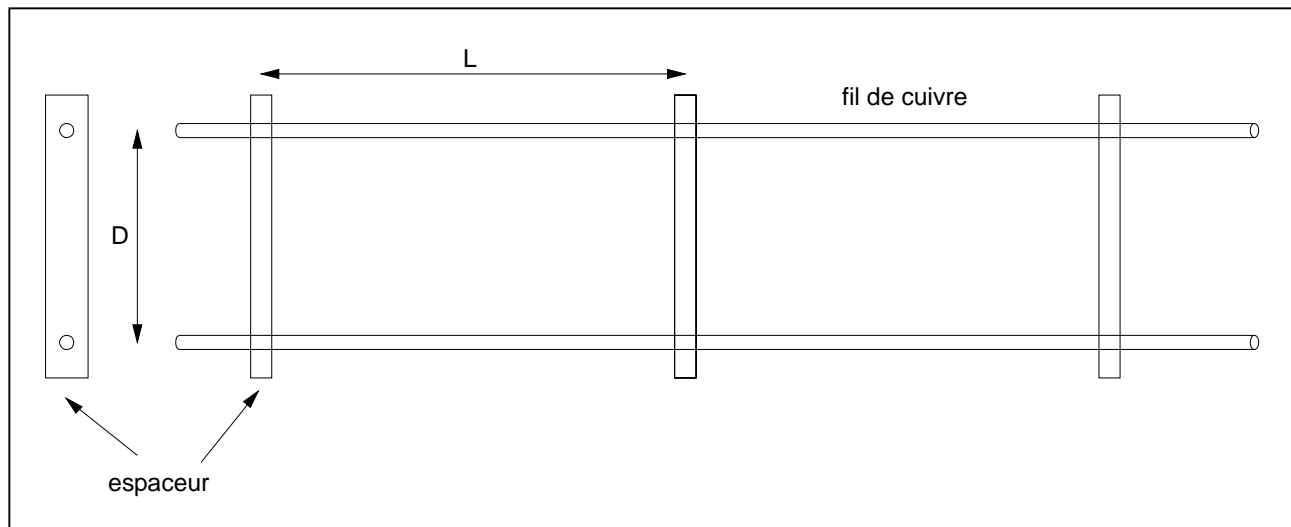
6.4. Les lignes de transmission

6.4.1. Lignes de transmissions symétriques

Une ligne de transmission symétrique est constituée de deux fils parallèles.

Les lignes de transmission à air sont utilisées pour l'alimentation des antennes OC des émetteurs de radiodiffusion. Les conducteurs sont maintenus à distance grâce à des supports céramiques qui sont eux-mêmes installés au sommet de poteaux métalliques.

La forme la plus courant de ces lignes lorsqu'elles sont utilisées par les radioamateurs est appelé "échelle à grenouille". Dans une échelle à grenouille, l'écartement entre les deux lignes est assuré par des espaceurs en bambou, en plexiglas, en plastique. Pratiquement, la distance d va de 50 à 160 mm, le diamètre s du fil de cuivre va de 1 à 3 mm et la longueur entre espaceur varie de 200 à 1500 m. L'échelle à grenouille est typiquement une réalisation de radioamateur.



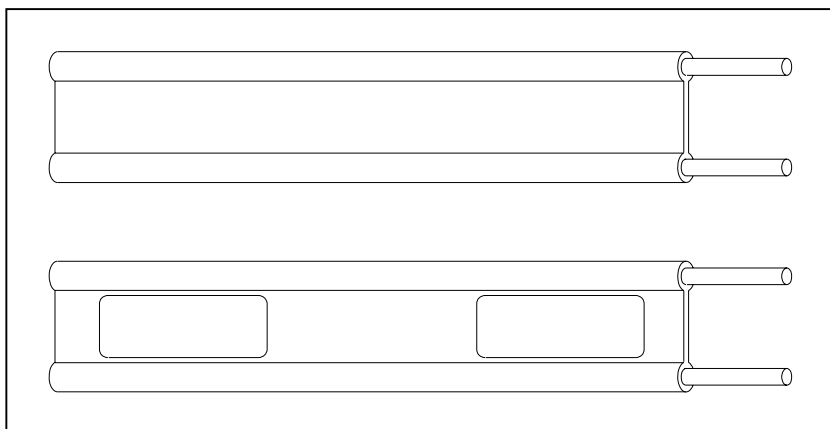
L'impédance d'une telle ligne est donnée par la relation

$$Z_c = (276 / \sqrt{\epsilon}) \times \log (2 S / d)$$

Une variante de cette ligne est le "twin" qui utilise un ruban en polytène dans les bords duquel sont noyé les deux conducteurs.

Pour des applications de réception FM/TV, on trouve des câbles twin avec des impédances de l'ordre de 240 et 300 Ω .

On peut diminuer les pertes en pratiquant des ouvertures dans le câble, il devient alors aussi moins lourd, mais aussi plus facile à être





déformé.

Pour des applications radioamateurs (dans les bandes décamétriques), on trouve des lignes dont les sections des conducteurs sont un peu plus importantes que ci-dessous. Ces lignes peuvent supporter quelques centaines de Watts (voire jusqu'à 1 kW) et on trouve des impédances caractéristiques entre 240 et 600 Ω .

Avantages

- pertes relativement faibles par rapport au câble coaxial
- certaines antennes (Lévy, G5RV, Zéppelin, etc...) utilisent ce genre de ligne

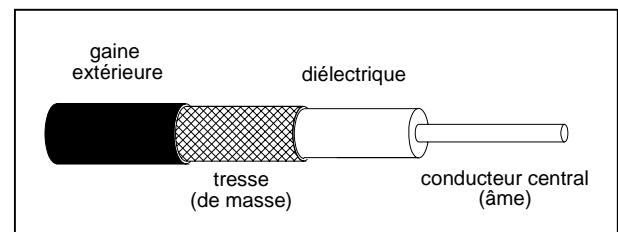
Inconvénients

- les lignes symétriques doivent être montées à une certaine distance (5 à 10 x la largeur) par rapport au sol, aux surfaces métalliques et aux murs.
- pratiquement aucun émetteur commercial ne présente une sortie symétrique, d'où la nécessité d'ajouter un coupleur d'antenne permettant le passage asymétrique/symétrique

6.4.2. Lignes de transmission coaxiale

6.4.2.1. Généralités

Un câble coaxial comprend un conducteur central (généralement en cuivre), placé à l'intérieur d'une gaine métallique formant le deuxième conducteur. Ces deux conducteurs sont séparés par un isolant (diélectrique).



Pour cette structure coaxiale, l'impédance caractéristique est donnée par la relation

$$Z_c = 138 / \sqrt{\epsilon} \log (D/d)$$

relation dans laquelle

D est le diamètre intérieur du conducteur extérieur ("la gaine" ou le "blindage")

d est le diamètre du conducteur intérieur

Au fait une impédance caractéristique de l'ordre de 50 Ω conduit à pouvoir transmettre un maximum de puissance, tandis qu'une impédance caractéristique de 75 Ω permet d'avoir des pertes minimales. Pour cette raison on trouve principalement des lignes coaxiales à 50 et à 75 Ω , et dans le temps l'industrie (allemande) a produit pendant un certain temps de lignes à 60 Ω .

Ainsi pour tout ce qui concerne les "émetteurs", tout ce qui est en "RF", pour les émetteurs-récepteurs professionnels, pour les émetteurs de radiodiffusion, ... on utilise principalement du 50 Ω , ce qui est un compromis entre l'affaiblissement et la capacité de puissance.

Pour le transport de la vidéo, pour les fréquences intermédiaires, pour la télédistribution par contre on utilise principalement du 75 Ω .

Toutefois, pour les applications radioamateurs (puissances relativement limitées), il n'existe aucune raison pour ne pas utiliser des câbles à 75 Ω , hormis que tous les appareils commerciaux ont une impédance nominale de 50 Ω . Pour des étages finaux à transistors sans coupleur d'antenne, la différence peut causer des problèmes.



6.4.2.2. Les câbles coaxiaux avec diélectrique plein

La plupart des câbles coaxiaux ont un diélectrique plein. Citons par exemple toute la série des câbles RG58, RG59, RG-8, RG213, RG59 et RG216. Ces câbles sont très robustes, ils peuvent supporter des rayons de courbure de l'ordre de 5 x le diamètre du câble

Un diélectrique particulier est le téflon : pq ?

6.4.2.3. Les câbles coaxiaux dont le diélectrique est l'air

L'air ayant le moins de pertes, on utilise ce genre de câble coaxial pour les très hautes fréquences, pour les lignes très longues et pour les fortes puissance. Toutefois le conducteur central doit être maintenu dans la position centrale et on utilise soit des disques diélectriques, soit une spirale diélectrique

H100

Héliax

6.4.2.4. Les câbles coaxiaux avec diélectrique cellulaire

Une solution intermédiaire entre le câble qui utilise l'air comme diélectrique et le câble à diélectrique plein est le câble à diélectrique cellulaire dans lequel, de petites bulles d'air sont emprisonnées dans le diélectrique formant ainsi une sorte de mousse ("foam").

CellFlex

Aircom



6.4.3. Les connecteurs pour câbles coaxiaux

Dans presque tous les cas, un câble se termine par un connecteur. Pour chaque type de câble il existe un ou plusieurs types de connecteurs. Câble et connecteurs vont donc de pairs⁴. Les connecteurs les plus fréquents sont

- le connecteur **UHF**⁵ encore appelé connecteur type M : principalement pour du câble RG-58, RG-59 et RG-213. Ce type de connecteur équipe la plupart des transceivers commerciaux en décimétrique et en VHF.

Le connecteur mâle porte l'appellation **PL-259**, la fiche châssis **SO-239** et le raccord (femelle-femelle) **PL-258**.

Théoriquement ce connecteur va jusqu'à 300 MHz. Mais l'impédance de ce connecteur dépend du soin apporté au montage et varie fortement d'un fabricant à l'autre en fonction notamment du diélectrique utilisé. La tension maximum est de 500 V crête. Un des inconvénients majeur est le fait que le point chaud (l'âme) donne contact avant la masse. Par conséquent lorsqu'on branche la fiche "à chaud" (donc sous tension), il y a un risque d'électrocution.

- le connecteur **BNC**⁶ est utilisé sur certains appareils de mesures (oscilloscopes, générateurs BF et HF, ...). Ce type de connecteur est théoriquement utilisable jusqu'à 11 GHz, mais en pratique il est garanti jusqu'à 4 GHz. Il peut supporter une tension de 500 V crête. Il existe en 2 impédances différentes (50 Ω et 75 Ω). Il est principalement utilisés pour les câbles RG-58, RG-59, RG213, ...
- le connecteur **type N**⁷ est également utilisé sur certains appareils de mesures (spectrum, générateurs HF et jusque SHF, etc ...). Dans sa version ordinaire ce connecteur va jusqu'à 11 GHz environ, et dans sa version "haute précision", ce connecteur va jusqu'à 26 GHz. Il peut supporter une tension de 1500 V crête. Il existe également en 2 impédances différentes (50 Ω et 75 Ω). Ce type de connecteur équipe la plupart des transceivers commerciaux en UHF.
- le connecteur **SMA**⁸ est utilisable jusque 18GHz, son impédance caractéristique est de 50 Ω, la tension maximum est de l'ordre de 500 V crête.
- le connecteur **7/16**⁹ est utilisable jusqu'à 5 GHz son impédance caractéristique est de 50 Ω, la tension maximum est de l'ordre de 1100 V crête. Il peut être utilisé pour des puissances maxima de 3 kW en valeur moyenne ou 13 kW en valeur de pointe.

mais on trouve également :

- le connecteur **TNC**¹⁰, c'est un connecteur BNC avec une fixation à visser,
- le connecteur **C**, c'est une version du connecteur type N mais avec baïonnette qui va jusque 11 GHz
- le connecteur **SMB** pour Subminiature B qui va jusque 4 GHz,

⁴ Pour les câbles qui ne font pas partie des séries classiques (RG58, RG213, etc ...) il est recommandé de commander les câbles et les connecteurs chez le même fournisseur pour éviter des difficultés de montage causées par quelques "0,1 mm" de différence entre les marques.

⁵ Cette appellation **UHF** vient d'une époque où tout ce qui était au dessus de 30 MHz était de l' "Ultra Haute Fréquence" ...

⁶ Selon certaines sources **BNC** signifie "Bayonet Navy Connector"

⁷ Le **N** signifie "Navy", puisque ce connecteur était utilisé par les forces armées de la marine américaine.

⁸ **SMA** signifie SubMiniature version A

⁹ Le nom de ce connecteur provient du rapport entre le diamètre extérieur du conducteur intérieur (7 mm) et le diamètre intérieur du conducteur extérieur (16 mm).

¹⁰ **TNC** pour *Threaded Navy Connector*,



- le connecteur **SMC** pour Subminiature C qui va jusque 10 GHz.
- le connecteur **APC** est probablement un des derniers à s'être ajouté à la liste, on le trouve essentiellement dans les équipements de mesure et il monte jusqu'à 40 GHz.

Outre ces connecteurs il existe également des **adaptateurs** permettant de passer d'un type à l'autre, par exemple

PL259 mâle → type N femelle	et inversement	PL259 femelle → type N mâle
BNC mâle → type N femelle	et inversement	BNC femelle → type N mâle
SMA mâle → type N femelle	et inversement	SMA femelle → type N mâle
PL259 mâle → BNC femelle	et inversement	PL259 femelle → BNC N mâle

et des **prolongations**

PL259 femelle → PL259 femelle
BNC femelle → BNC femelle
type N femelle → type N femelle

et des **Té** dans la série PL259, en type N ou en BNC.



6.4.4. Guide d'ondes

6.4.4.1. Limitation des câbles coaxiaux

Lorsqu'on travaille dans le domaine des hyperfréquences ($300 \text{ MHz} < f < 300 \text{ GHz}$), les câbles coaxiaux commencent à approcher de leurs conditions limites.

Tout d'abord les câbles coaxiaux présentent des pertes importantes à ces fréquences

Câbles coaxiaux	RG-58	RG-213	AIRCOM +	AIRCELL	CellFlex 3/8"	CellFlex 5/8"	
Diélectrique	PE	PE	air	Air			
diamètre ext. en mm	4,95	10,3	10,8	7,3			
poids en kg/100m	3,7	15,3	15	7,2			
pertes en dB/100m	à 100 MHz	16,1	6,9	3,3	6,6	2,83	1,75
	à 145 MHz	17,8	8,5	4,5	7,9	3,4	2,1
	à 432 MHz	33,2	15,8	8,2	14,1	5,9	3,63
	à 1000 MHz	54,6	25,7		22,5		
	à 1296 MHz	64,5	30	15,2	26,1	10,1	6,3
	à 4 GHz	102	44				
à 10 GHz	161	69					

Pour rappel : dans la plage de travail normal, et en dessous de la fréquence de coupure, on a

$$\text{atténuation à une fréquence } f_2 \text{ en dB} = \text{att. à la fréquence } f_1 \text{ en dB} \times \sqrt{f_2 / f_1}$$

Bien sûr on peut prendre des câbles plus soignés, à double tresse, on peut prendre du RG-214 au lieu du RG-213 ou du RG-233 au lieu de RG-58, mais tout compte fait, on ne gagne pas beaucoup. Il faut retenir qu'à diamètre égal et pour un même diélectrique, les pertes sont sensiblement du même ordre de grandeur quel que soit le numéro du câble ou les lettres qui suivent.

Ensuite, plus on monte en fréquence, plus le VSWR du câble devient mauvais. Il faut ainsi prendre beaucoup de soin pour réaliser un câble de mesure genre RG-213 pour travailler à 4 GHz. Et même en apportant un maximum de soin on arrive à peine à un VSWR de 1,25 (soit un RL de 19 dB).

Enfin un câble coaxial présente une fréquence de coupure qui est donnée par la relation

$$f_c = (2 c / \pi \sqrt{\epsilon_r}) (1 / D + d)$$

où c est la vitesse des ondes électromagnétiques ($\approx 300.000 \text{ km/s} = 3 \cdot 10^{11} \text{ mm/s}$)

ϵ_r est la constante diélectrique

D et d les diamètres des conducteurs extérieur et intérieur

ainsi pour un câble genre RG-213, le ϵ_r du PE est de 2,28, $D = 8,1 \text{ mm}$ et $d = 2,25 \text{ mm}$, on peut calculer une

$$f_c = (2 \times 3 \cdot 10^{11} / 3,14 \times \sqrt{2,28}) (1 / 8,1 + 2,25) = 12,22 \text{ GHz}$$

Cette formule montre aussi que plus le câble est gros plus sa fréquence de coupure sera basse !

On arrive ainsi à cette conclusion : si on veut une fréquence de coupure élevée, il faut que le diamètre soit petit et si on veut que les pertes soient faibles il faut que le diamètre soit grand !

Nous avons vu plus haut que les connecteurs avaient aussi des fréquences limites d'utilisation au-delà desquelles les pertes deviennent importantes.



Mais, il existe des situations où on doit utiliser un câble coaxial pour transporter le signal sur une petite distance (de l'ordre de 5 à 50 cm), dans ce cas on utilise des câbles coaxiaux semi-rigides avec un isolant au Téflon qui ont un assez bon VSWR jusqu'à des fréquences de 22 GHz. Ces câbles sont généralement munis de connecteurs SMA. Les deux câbles semi-rigides les plus utilisés sont :

Câbles semi-rigides	EZ-141	EZ-250
diamètre ext. en mm	3,58	6,35
perte en dB/m à 1 GHz	0,38	0,23
à 4 GHz	0,85	0,52
à 6 GHz	1,02	0,65
à 10 GHz	1,50	0,90

6.4.4.2. Principe de base des guides d'ondes

Le terme **guide d'onde** désigne une enveloppe conductrice sans pertes (donc un conducteur parfait) dans lequel se propage une énergie électromagnétique. Il y a des guides d'ondes rectangulaires, circulaires, elliptiques, etc...

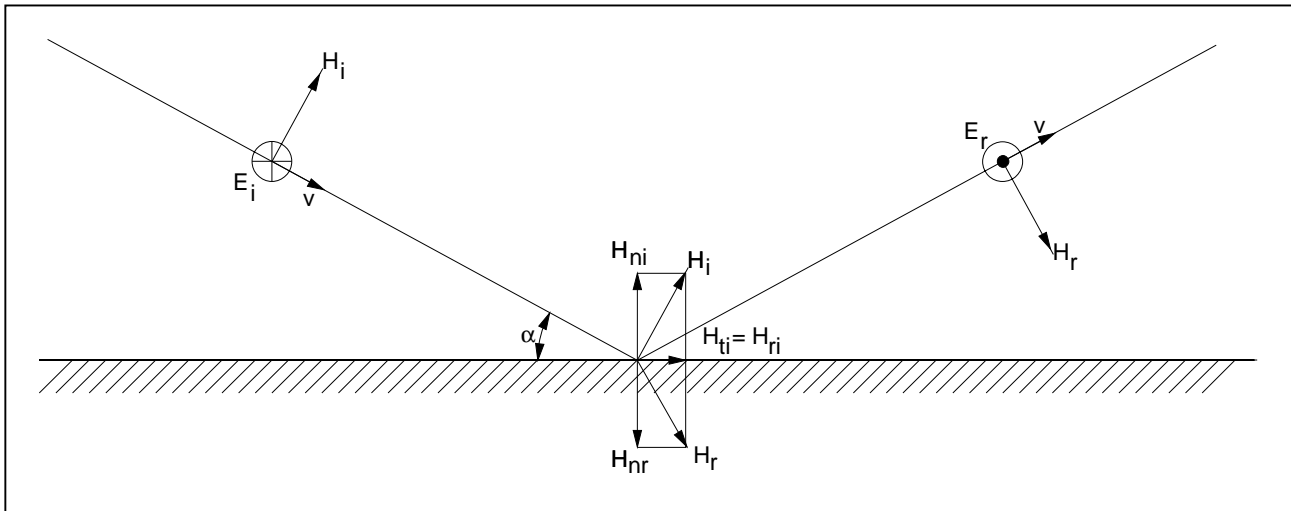
Etudions d'abord comment se comporte une onde électromagnétique au voisinage d'un conducteur parfait.

Dans un conducteur parfait, il ne peut y avoir de différence de potentiel entre deux points quelconques. Par conséquent :

1. la composante tangentielle du champ électrique le long du conducteur doit toujours être nulle. S'il n'en était pas ainsi il y aurait une différence de potentiel entre deux points d'un conducteur, ce qui est absurde.
2. la composante normale (perpendiculaire) du champ magnétique doit être nulle. S'il n'en était pas ainsi, le champ magnétique créerait une force contre-électromotrice dans le conducteur, ce qui entraînerait une différence de potentiel entre deux points, ce qui ne peut-être.

Que se passe-t-il lorsqu'une onde électromagnétique se dirige vers sur un plan conducteur parfait sous un angle α (voir figure ci-après) ? Nous allons décomposer cette onde en un champ électrique incident E_i et un champ magnétique incident H_i :

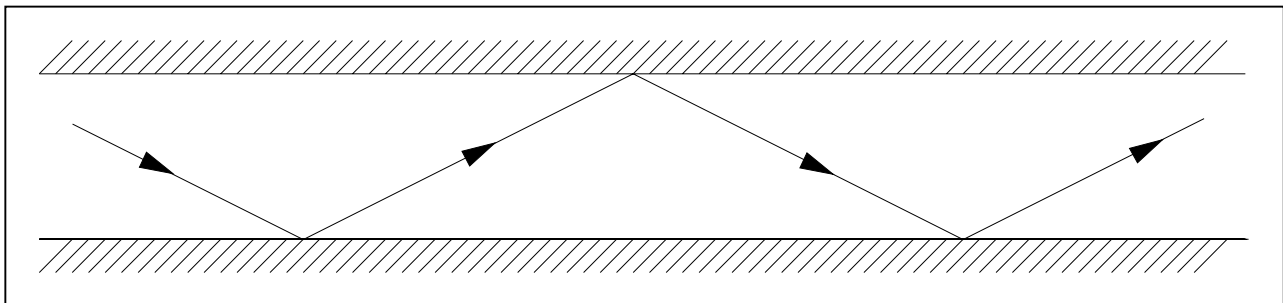
1. le vecteur champ électrique E_i incident est parallèle à la surface. Il est représenté par le cercle avec la croix (imaginez-vous l'arrière d'une fléchette...). Ce vecteur donnera par réflexion un vecteur E_r tel que la somme vectorielle $E_i + E_r$ soit nulle. C'est la 1ère condition énoncée ci-dessus. Par conséquent le vecteur E_r sera représenté par un cercle avec un point (imaginez-vous la pointe de la fléchette...).
2. le vecteur champ magnétique peut être décomposé en deux parties. D'une part la composante tangentielle H_{ti} qui ne sera pas perturbée donc $H_{ti} = H_{ri}$. Et d'autre part la composante normale H_{nr} qui donnera par réflexion une composante normale H_{nr} telle que la somme vectorielle $H_{ni} + H_{nr}$ soit nulle. C'est la 2ème condition énoncée ci-dessus.



Par conséquent, on peut dire qu'une onde électromagnétique qui arrive sur un conducteur parfait va être réfléchie, et,

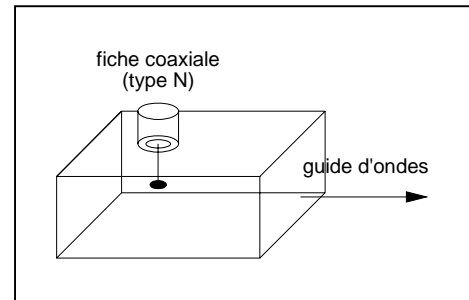
1. cette réflexion se fera sans perte,
2. la direction de propagation de l'onde incidente et la direction de propagation de l'onde réfléchie sont dans un même plan perpendiculaire au plan du conducteur,
3. l'angle d'incidence est égal à l'angle de réflexion.

Si on place l'un en face de l'autre, deux plans conducteurs, l'onde va être réfléchie d'un plan sur l'autre et elle va se propager. C'est le principe du guide d'onde.





La question est alors de savoir comment on va créer l'onde au départ. La solution la plus simple consiste à placer une petite antenne dans le guide d'onde et de réaliser ainsi la transition coax/guide d'ondes.



6.4.4.3. Fréquence de coupure d'un guide d'onde

Un guide d'onde possède une fréquence critique au-dessous de laquelle l'énergie ne peut se propager dans le guide. La fréquence de coupure est déterminée par les dimensions du guide d'ondes.

Représentons un guide d'onde, avec deux lignes qui représentent les fronts d'onde. L'une étant un front d'onde positif, l'autre un front d'ondes négatif. Ces deux fronts d'ondes sont séparés par $\lambda/2$.

Mais on définit aussi la longueur d'onde dans le guide soit λ_g d'après la figure ci-contre nous avons

$$\lambda = \lambda_g \cos \theta .$$

D'autre part dans le triangle MNO on a

$$a/2 = \lambda_g/4 \tan (90^\circ - \theta)$$

A partir de ces deux équations on peut déduire $\lambda = 2 a \sin \theta$. Si $\theta = 90^\circ$ il n'y a plus de propagation, par conséquent la longueur d'onde critique au-dessus de laquelle il n'y a plus de propagation. Cette longueur d'onde critique vaut

$$\lambda_c = 2 a$$

Les guides d'ondes agissent en quelques sortes comme des "**filtres passe-haut**" !

Exemple: Un guide d'onde rectangulaire mesure 58,17 x 29,08 mm, quelle est sa fréquence maximum ?

$\lambda_c = 2 a = 2 \times 58,17 = 116,34$ mm soit 0,116 m donc $f = 300 / 0,116 = 2586$ MHz. Le guide d'onde ne pourra transmettre d'énergie en dessous de 2,586 GHz. Au fait ce guide d'onde est un guide commercialisé sous l'appellation R40 et nous verrons plus loin que la fréquence minimale d'utilisation (donnée par le constructeur de ce type de G.O.) est de 3,22 GHz !

Un guide d'ondes donné est utilisé normalement dans une gamme de fréquence où seul le mode le plus bas peut se propager. En général on utilise un guide d'onde dans une plage allant de 1,25 à 1,9 fois la fréquence de coupure. Au-delà de 2 fois la fréquence de coupure, des modes de propagation plus complexes peuvent apparaître.

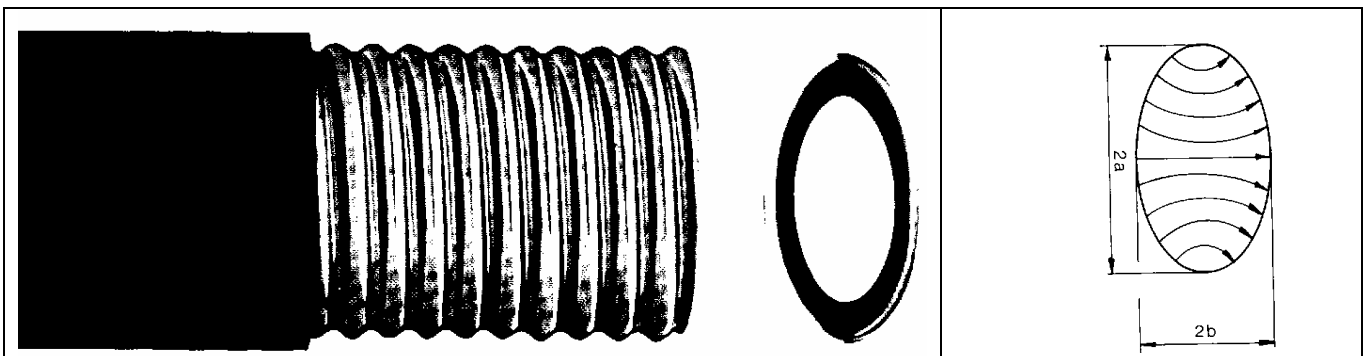


6.4.4.5. Réalisations de guides d'ondes

Les guides d'ondes peuvent présenter plusieurs sections :

- les **guides d'ondes circulaires** sont en principe ceux qui présentent le moins de pertes. Les guides d'ondes circulaires permettent également de faire véhiculer deux signaux à polarisation orthogonale dans le même guide. Toutefois la maîtrise requise pour garder les champs électriques et magnétiques bien perpendiculaires est très délicate. C'est pourquoi on leur préfère les guides rectangulaires ou elliptiques.
- les **guides d'ondes à section rectangulaire**, permettent de réaliser tous les raccordements à l'intérieur d'un équipement (à l'intérieur d'un émetteur ou d'un récepteur), et de raccorder plusieurs équipements ensemble.
- les **guides d'ondes à section elliptiques** avec une ondulation longitudinale ("corrugués") permet de réaliser des guides faciles à poser sur des distances importantes, à l'intérieur des bâtiments ou sur des tours de télécommunications. Le guide est recouvert d'une couche de caoutchouc de protection. Ce type de guide d'ondes se laisse assez facilement couder et "tordre", ce qui permet d'arriver exactement à la sortie d'un émetteur ou d'un récepteur ou en face du connecteur de l'antenne.

La figure ci-dessous montre un bout de guide d'onde elliptique qui a été dénudé. On a aussi représenté le champ électrique pour le mode $TE_{1,1}$, qui est le mode le plus fréquemment utilisé.



Lorsque nous avons expliqué le fonctionnement des guides d'ondes, nous avons parlé de "conducteur parfait". En fait les guides d'ondes sont habituellement en cuivre électrolytiquement pur (> 99,5%) et parfois en aluminium.

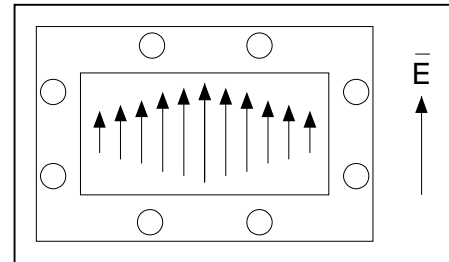
A titre d'exemple voici quelques caractéristiques de guides d'ondes:

Guides d'ondes rectangulaires	R40	R70	R100	R220
	WR229	WR137	WR90	WR42
	WG11A	WG14	WG16	WG20
fréquences en GHz	3,22 - 4,90	5,38 - 8,18	8,2 - 12,5	18 - 26,5
dimensions int. en mm	58,17 x 29,08	38,85 x 15,80	15,80 x 7,90	10,6 x 4,3
pertes max. en dB/100m	3,2	7,5	14,3	
poids en kg / m	2,46	1,5	0,750	

Vous remarquerez qu'il y a trois désignations par exemple : R40 est la désignation IEC, WR229 est la désignation EIA (USA) et WG11A est la désignation RCSC (UK), mais peu importe ces guides sont équivalents.



La répartition du champ électrique dans ces guides d'ondes est représentée ci-contre.



Guides d'ondes elliptiques	E38	E40	E65	E70
fréquences en GHz	3,1 - 4,2	3,6 - 4,2	5,9 - 7,15	6,4 - 7,75
dimensions ext. en mm	84 x 51	72 x 51	51 x 33	48 x 30
pertes dB/100 m	2,9 - 2,1	3,05 - 2,45	4,9 - 4,3	6,9 - 6,3
poids en kg /m	2,1	1,6	1	0,9

Les guides d'ondes sont assemblés aux moyens de **flasques** ("flange") qui sont normalisées. Outre la forme et les dimensions, on distingue aussi les flasques pour guides d'ondes "pressurisés" ou "non-pressurisés".

Les guides d'ondes sont utilisés pour des fréquences supérieures à 2 GHz et se présentent sous forme de tube de section rectangulaire ou elliptique.

Impédance caractéristique
facteur de vélocité
Taux d'ondes stationnaires
pertes
balun
adaptation d'impédance (coupleur d'antennes).



6.4.5. Les lignes quart d'onde et demi onde

Les lignes quart d'onde et demi onde présente des caractéristiques particulières.

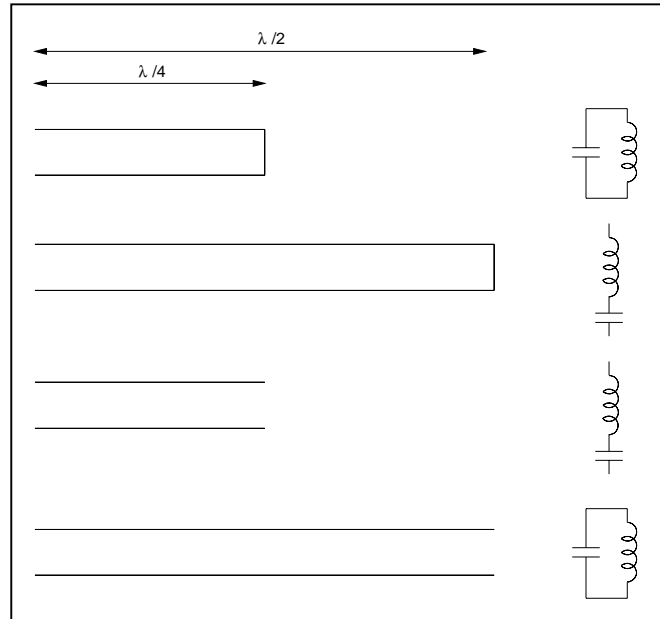
Ainsi une ligne quart d'onde court-circuitée se comporte comme une impédance infinie, c-à-d comme un circuit oscillant parallèle.

Par contre, une ligne demi onde court-circuitée se comporte comme une impédance presque nulle, c-à-d comme un circuit oscillant série.

Une ligne quart d'onde ouverte se comporte comme une impédance presque nulle, c-à-d comme un circuit oscillant série.

Par contre, une ligne demi onde ouverte se comporte comme une impédance infinie, c-à-d comme un circuit oscillant parallèle.

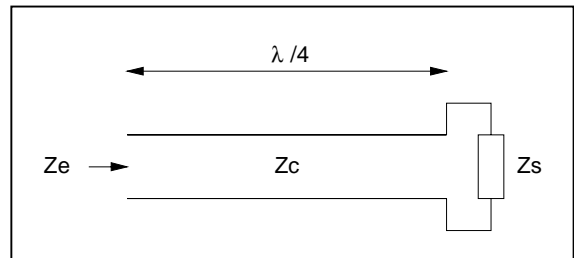
Ci-contre, les lignes sont représentées comme des lignes bifilaires. Il est bien évident que cela vaut également pour des lignes coaxiales.



Une ligne quart d'onde joue de plus le rôle de transformateur. Son impédance de sortie Z_s et l'impédance d'entrée Z_e sont liées par la relation

$$Z_s = Z_c^2 / Z_e$$

où Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne.



Exemple: Soit un système dont l'impédance est de 75Ω , et une antenne verticale dont l'impédance est de 36Ω . Pour adapter ces deux impédances, on peut utiliser une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique $Z_c = \sqrt{Z_e Z_s} = \sqrt{36 \times 75} = 51,96 \Omega$, il suffira donc d'un morceau de câble égal à $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique égale à 50Ω .



Antennes élémentaires

L'antenne à plan réflecteur

L'antenne à ondes progressives

L'antenne isotrope

L'antenne isotrope est une antenne théorique, de référence qui rayonnerait également dans toutes les directions. Cette antenne n'existe pas physiquement¹¹, c'est simplement une approche théorique.

¹¹ Il existe en acoustique des sphères pulsantes qui sont assimilables à l'antenne isotrope.



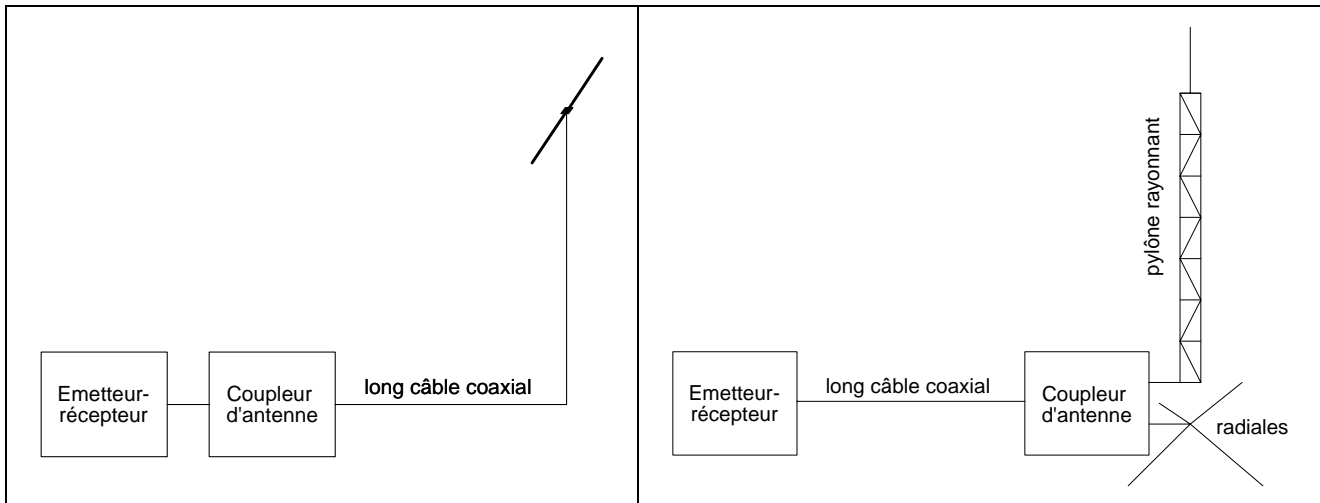
6.5. Les coupleurs d'antennes

Nous avons déjà vu au chapitre "Electricité" que la puissance dans la charge était maximale lorsque la valeur de la charge est égale à celle de la résistance interne du générateur. Ici, il faudra obtenir une impédance d'antenne égale à l'impédance de la ligne de transmission et égale à l'impédance de l'émetteur (ou du récepteur) pour obtenir un transfert maximal.

Dans la plupart des cas, on essaie aussi d'avoir l'antenne **en résonance** c'est-à-dire que la partie imaginaire $\pm j X$ de son impédance ($Z = R \pm j X$) soit nulle ou très faible.

Dans certains cas on n'arrive pas à cette optimisation, on utilise alors un **coupleur d'antenne** encore appelé **boîte de couplage** ou en anglais **antenna tuner unit**¹² ou **ATU**.

Pour des raisons de facilité, les radioamateurs ont l'habitude de mesurer le TOS à la sortie de l'émetteur alors qu'il serait plus correct de le mesurer au niveau de l'antenne. Ils ont aussi pris la mauvaise habitude de mettre le coupleur d'antenne à la sortie de l'émetteur (figure de gauche), alors qu'il serait plus correct de corriger le ROS au niveau de l'antenne (figure de droite).



De plus les fabricants d'émetteurs-récepteurs intègrent dans leurs modèles "haut de gamme" des coupleurs d'antennes automatiques. Ceci ne facilite donc pas le fait qu'il faut "corriger" l'impédance là où elle ne correspond pas à l'impédance de la ligne de transmission avant de connecter celle-ci.

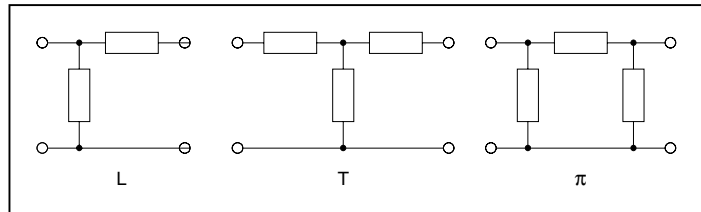
¹² Cette expression pourrait faire croire que l'on accorde l'antenne comme on accorde un circuit oscillant : ceci n'est évidemment pas correct, on adapte l'impédance et le terme "matching" est donc plus correct !



6.5.1. Règles générales

Réaliser un coupleur c'est passer d'une impédance $Z_{in} = R \pm jX$ (généralement quelconque) à une impédance caractéristique des lignes coaxiales généralement utilisées et/ou à celle de nos émetteurs-récepteurs, c-à-d à $Z_{out} = 50 \Omega$.

Les circuits LC se présentent sous forme de L, de T, de Pi ou parfois de combinaisons plus complexes.

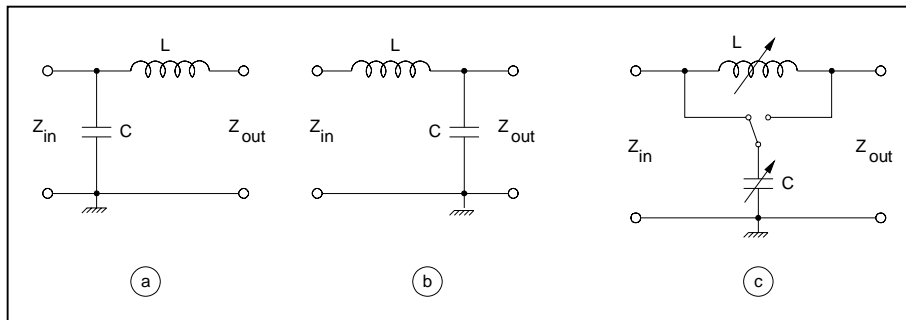


En général :

- une partie résistive ou imaginaire **faible** entraîne toujours des courants élevés et des pertes en RI^2 élevées
- une partie résistive ou imaginaire **élevée** entraîne toujours des tensions élevées et des problèmes d'isolation (formation d'arc, claquage, etc ...)
- une partie imaginaire faible ou nulle n'est jamais un problème puisque c'est ce que nous voulons obtenir
- le plus facile est d'avoir des parties réelles et imaginaires sensiblement du même ordre de grandeur par exemple $15 \pm j 30$ ou $600 \pm j 200$ et à l'opposé, le plus difficile est d'avoir des impédances telles que $1 \pm j 2000$
- le plus facile est d'avoir des parties réelles et imaginaires voisines de 50Ω , disons entre 5 et 500, au-delà de cette fourchette l'adaptation est encore possible mais posera probablement quelques problèmes



6.6.2. Coupleurs en L

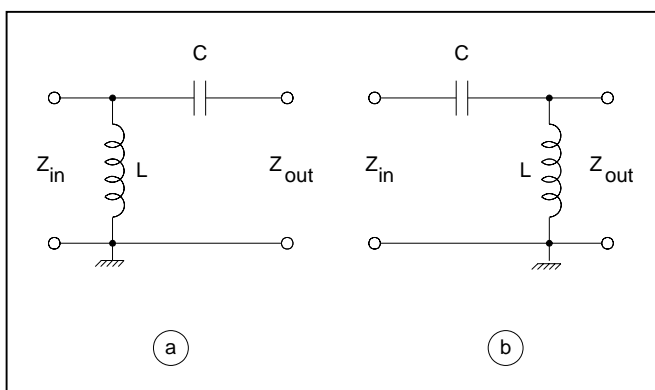


Le montage de la figure a est utilisé lorsque $Z_{in} > Z_{out}$, le montage de la figure b est utilisé lorsque $Z_{in} < Z_{out}$ et dans la figure c, un inverseur permet d'avoir les 2 possibilités.

Ce dernier schéma est adopté dans le "Automatic Antenna Tuner AT-11". Dans cette réalisation, la self L est composée de 8 selfs que l'on peut mettre en série ou non à l'aide de relais commandés par un microprocesseur ces selfs ont les valeurs théoriques de 0,08, 0,16, 0,32, 0,64, 1,25, 2, 5, 5 et 10 μH . La plus grande self possible est donc 20 μH Ces selfs sont faites sur des tores T106-2 (de la marque Amidon) et comporte respectivement 1, 2, 3, 4, 7, 11, 17 et 25 spires.

De façon similaire le condensateur C est réalisé par des condensateurs de 5, 10, 20, 40, 80, 160, 320, 640 pF que l'on peut mettre en parallèle grâce à des relais. La plus grande capacité est donc 1275 pF. Ces condensateurs sont mis en circuits par des relais commandés par un microprocesseur.

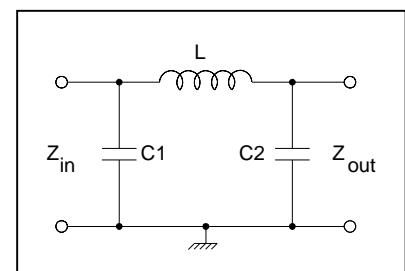
Mais il est évident que l'on peut aussi réaliser un tel coupleur avec une self variable ("self à roulette") de 34 μH et un condensateur variable de 500 pF sur lequel on peut encore un condensateur fixe de 500 pF en parallèle pour les bandes basses par exemple.



Mais on peut également inverser la self et la condensateur. Dans ce cas, le montage de la figure a est utilisé lorsque $Z_{in} > Z_{out}$ et le montage de la figure b est utilisé lorsque $Z_{in} < Z_{out}$

6.5.3. Coupleur en pi

La plupart des boîtes de couplage utilisent un circuit en pi



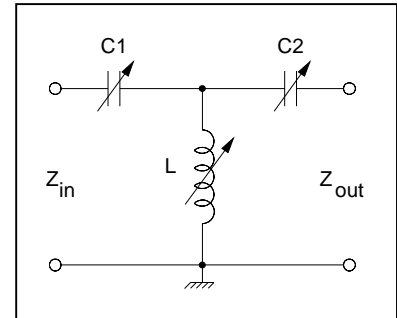


6.5.4. Coupleur en T_é

Le problème consiste à isoler les condensateurs C1 et C2. Les condensateurs variables sont en effet prévus pour avoir un coté à la masse et l'axe est aussi généralement à la masse.

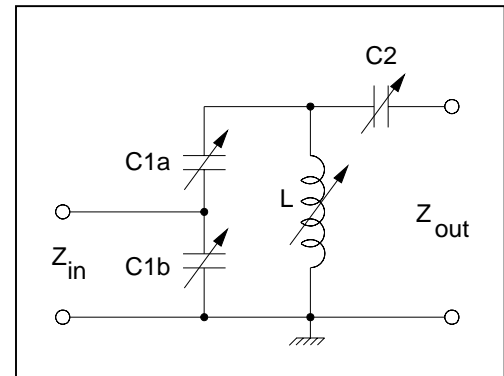
Pour une réalisation pratique :

- C1 et C2 : 2 x 250 pF toutefois pour les bandes basses (160 et 80 m) il peut s'avérer nécessaire de mettre des condensateurs de 250 pF en parallèle pour obtenir grande valeur
- L peut être constitué d'une self à roulette de 34 μ H, mais on peut aussi réaliser une self commutable en utilisant deux bobines :
 - une self de 6 spires sur un diamètre de 18 mm avec une ou deux prises intermédiaires
 - une self de 18 spires sur un mandrin de 40 mm avec plusieurs prises intermédiaires



6.5.5. Le coupleur "transmatch"

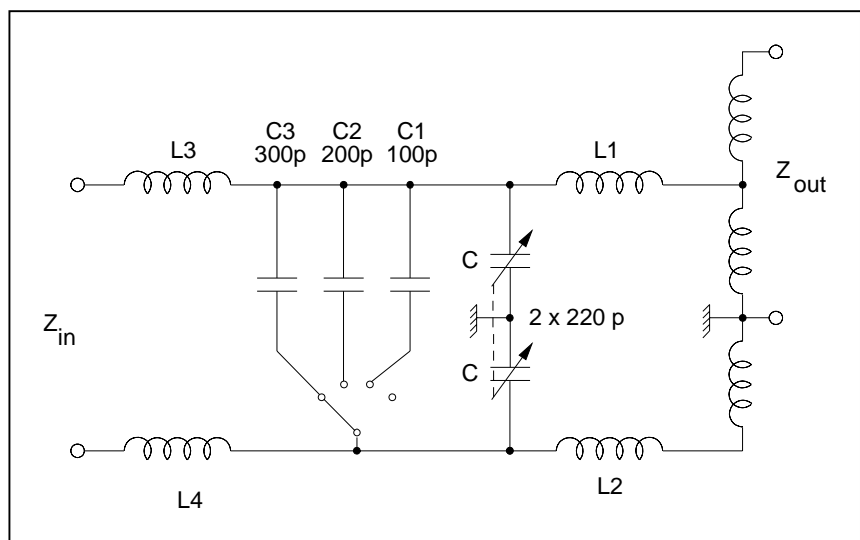
On pourrait dire qu'il s'agit d'un coupleur en T_é un peu spécial. Le condensateur C1 est un condensateur différentiel constitué de C1a et C1b.



6.5.6. Le coupleur pour antenne asymétrique

Le coupleur ci-contre permet non seulement d'adapter des impédances de 50 à 3000 Ω vers 50 Ω , mais aussi de réaliser la transformation symétrique/asymétrique.

Chaque self (L1 à L4) est en fait réglable par commutation (11 positions). Selon la bande, on peut encore ajouter des condensateurs en parallèle sur le condensateur variable C.





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence complète

(HAREC +)

Dans l'annexe consacrée aux "Autres antennes", nous aurons l'occasion de compléter tout ceci par quelques cas particuliers, notamment en ce qui concerne le cas de l'antenne Lévy.



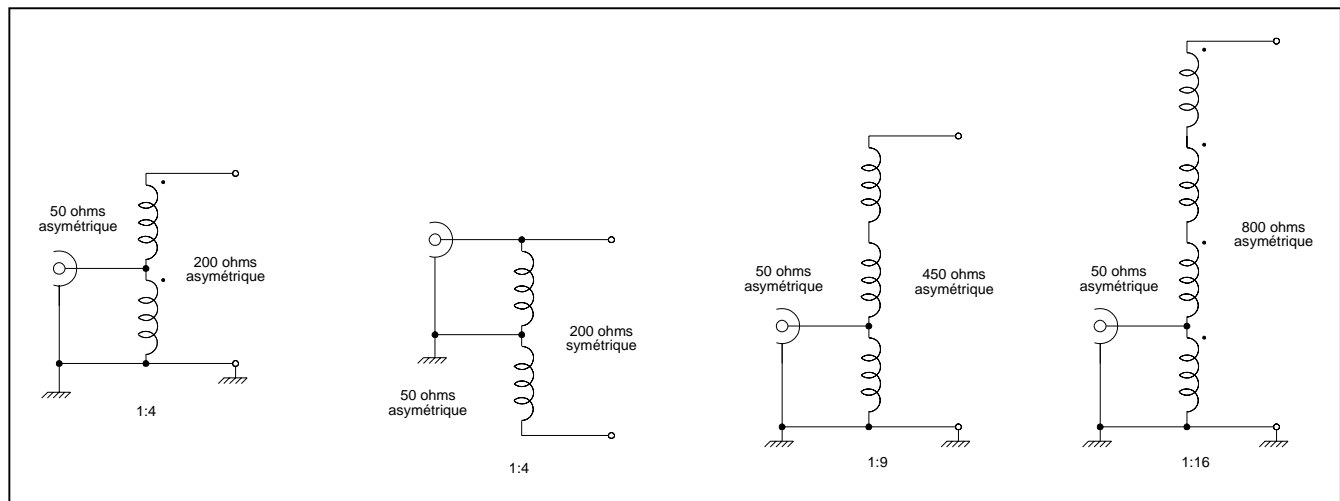
6.6. Les baluns

Le mot balun est la contraction de **balanced** to **unbalanced**.

Lorsque nous avons un dipôle, le courant dans chacun des brins est de même amplitude et en opposition de phase. Il en va de même avec un câble coaxial où le courant dans l'âme est exactement de même amplitude, mais de phase opposée à celui qui passe dans le blindage (la tresse). Il en est encore de même avec une ligne symétrique. Tous ces systèmes sont dit être équilibrés ou "**balanced**".

6.5.1. Utilisation de baluns

Considérons un système où l'impédance de sortie du transceiver est de 50 Ω . Si l'antenne à une impédance voisine de $200 \pm j0$ ou $450 \pm j0$ ou $800 \pm j0$ alors il est plus facile d'utiliser un balun dont le rapport (du nombre de spires) est de 1:2, 1:3 ou 1:4





Annexe 1: Les antennes en pratique

Le programme HAREC ne reprend que quelques antennes élémentaires. Nous allons à présent examiner d'autres antennes utilisées dans le domaine radioamateur. Certaines d'entre elles portent l'indicatif ou le nom de leur inventeur. On peut trouver sur Internet des centaines de sites expliquant en détails les réalisations pratiques. Cette liste n'est pas exhaustive, nous n'avons repris ici que quelques "idées".

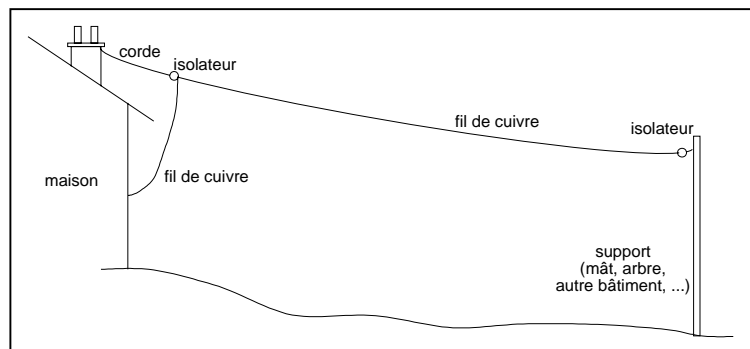
1. Autres antennes filaires

Nous allons regrouper ici toutes les antennes filaires que l'on ne sait pas classer dans une autre catégorie !

1.1. L'antenne long fil

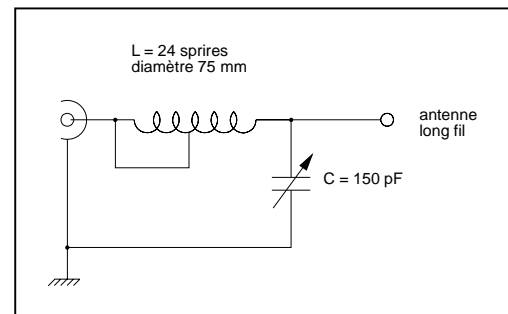
L'antenne la plus simple est certainement constitué par un simple fil dont la longueur est quelconque par rapport à la longueur d'onde. On appelle souvent cette antenne "long fil".

Une antenne long fil ne nécessite pas de ligne de transmission, car l'extrémité du fil entre directement dans la maison et est directement connectée à l'émetteur ou au récepteur.



Toutefois si l'antenne long fil est utilisée en émission, la désadaptation entre son impédance et celle de l'émetteur pourra nécessiter l'emploi d'un coupleur d'antenne tel que celui représenté ci-contre. Il s'agit d'un circuit en L avec une self ajustable et un condensateur variable.

Par contre si l'antenne long fil est utilisée comme antenne de réception radio et dans ce cas on peut se passer de coupleur d'antenne.



1.2. L'antenne en L inversé

Cette antenne est similaire à l'antenne long fil. Sa longueur est égale à $\lambda/2$ et les parties verticale et horizontale ont à peu près la même longueur.

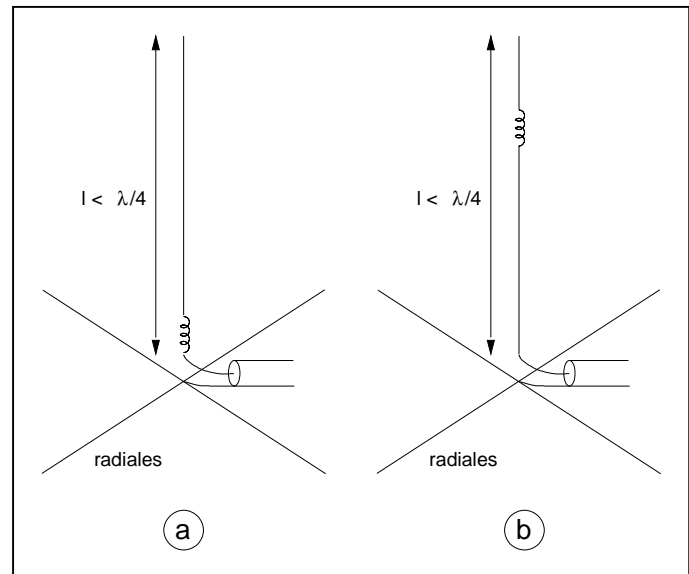


2. Variantes d'antennes dérivées de l'antenne verticale

2.1. Antenne verticale avec self

Les antennes verticales ne doivent pas nécessairement avoir une hauteur de $\lambda/4$.

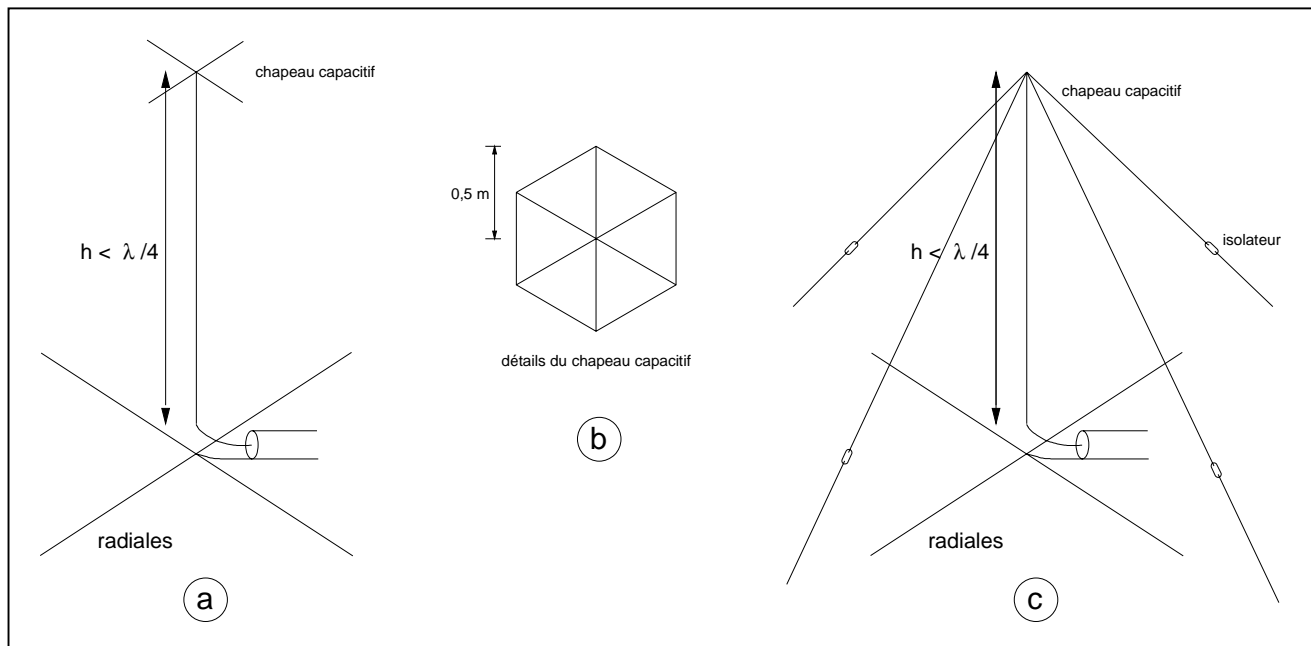
Particulièrement pour les bandes basses (160, 80 et 40 m) la place (la hauteur) dont on dispose peut être relativement limitée et on peut souhaiter réaliser des antennes verticales plus courtes que des $\lambda/4$. Une solution consiste à "rallonger" l'antenne à l'aide d'une self. Cette self peut être mise à la base de l'antenne, mais alors comme le courant est important, les pertes (en Rl^2) sont également importantes. C'est pourquoi, on préfère insérer la self plus haut que la base de l'antenne et il est courant de la voir au dernier tiers ou dans le dernier quart de la hauteur.



2.2. Antenne verticale avec chapeau capacitif

Antenne verticale avec un "chapeau capacitif". Le chapeau capacitif peut être réalisé par 3 ou 4 tiges (ou tubes) métalliques en haut de l'antenne (figure a). Le rallongement n'est pas très élevé.

On peut ainsi réaliser une antenne pour la bande 40 m constituée d'un tube vertical de 30 mm et de 7,13 m de haut et un chapeau capacitif constitué de 6 branches de 0,5 m en tube de 12 mm. Ces branches sont reliées par un fil périphérique qui rigidifie la structure (voir détails à la figure b).



Le chapeau capacitif peut aussi être réalisé avec 4 haubans qui redescendent fort bas (presque au sol). On peut ainsi réaliser une antenne pour la bande des 160 m qui est constituée d'un mat de 20 m et de 4 fils de 18 m. Les

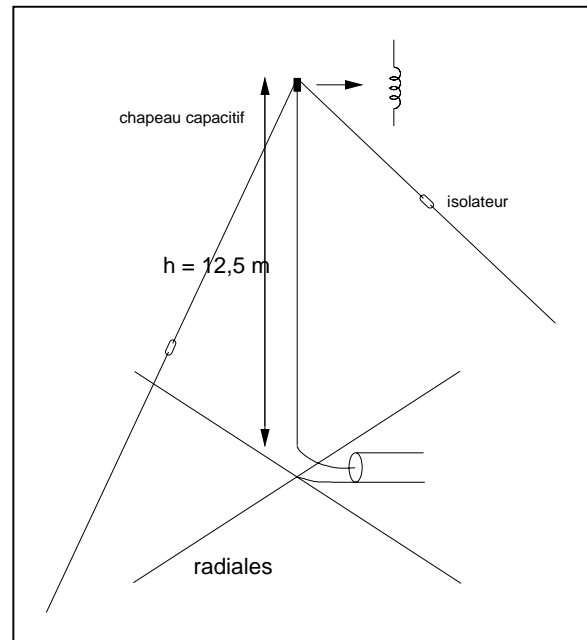


fils du chapeau capacitif sont prolongés par des haubans (voir figure c).



2.3. Antenne verticale avec self et chapeau capacitif

On peut évidemment combiner l'effet d'une self et d'un chapeau capacitif. L'antenne ci-contre fonctionne dans la bande de 160 m, elle est constituée d'un mât de 12,5 m en aluminium avec 5 sections de tubes (50, ... et 30 mm). Au sommet de ce mât se trouve une self de 165 μH (47 spires de fils de 1,5 mm sur un mandrin de 50 mm) et deux fils de 9 m qui forment le chapeau capacitif.



2.4. L'antenne "Battle Creek"

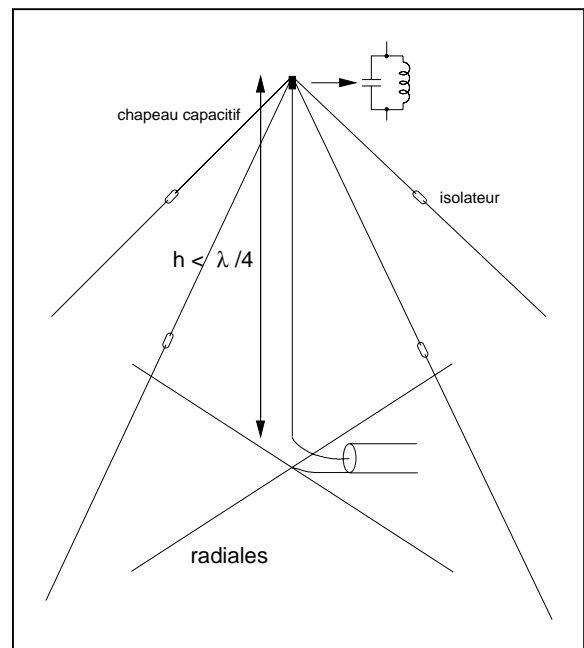
L'antenne **Battle Creek** est une antenne pour deux bandes.

Dans l'exemple ci-contre, la partie verticale fonctionne comme un simple quart d'onde sur la bande des 40 m, elle mesure donc 10,15 m. Au sommet de cette antenne se trouve un circuit accordé sur 7,05 MHz. Sur cette bande tout se passe donc comme si les 4 fils du chapeau capacitif n'étaient pas présents.

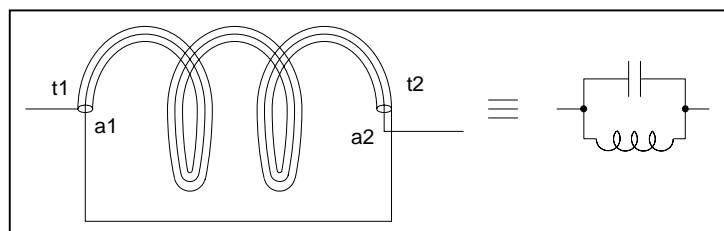
Par contre pour la bande des 80 m, ce circuit accordé se comporte essentiellement comme un self et les 4 fils du chapeau capacitif qui mesurent 4,40 m viennent "rallonger" l'antenne. Le "rallongement" sur 80 m est donc double : d'une part l'effet de self du circuit bouchon accordé sur 7,05 MHz et d'autre par le rallongement produit par le chapeau capacitif.

Le mat est réalisé en 4 sections de diamètre 45 x 41 , 40 x 36 , 35 x 31 et 30 x 26 mm

A la base se trouve un isolateur en matière synthétique.



Le circuit bouchon résonne sur 7,050 MHz. Il est réalisé avec du câble coaxial téflon RG142 (\varnothing 5 mm) sur un mandrin d'un diamètre de 40 mm. L'âme (a1) d'un côté est reliée à la tresse (t2) de l'autre côté.

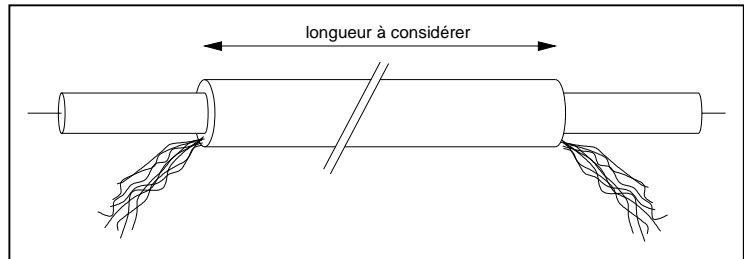


La self correspond à la self équivalente au même nombre de tour et au même diamètre. La capacité est celle du câble.



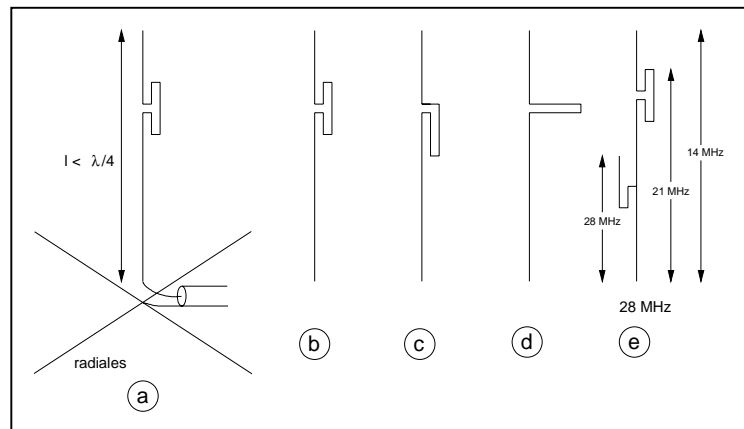


Pour la reproduction de ce circuit bouchon, il est plus important de tenir compte de la longueur du câble coaxial (et du diamètre du bobinage) plutôt que du nombre de spires. La longueur à considérer est de 1670 mm. Dans la réalisation, la partie la plus délicate réside dans cette jonction a1-t2 et dans la connexion aux extrémités t1 et a2.



2.5. Antenne verticale à charge linéaire

Antenne verticale avec charge linéaire. En fait on plie une partie de l'antenne sur elle-même. Cette charge peut prendre différentes formes (voir figures b, c et d). La figure e représente le cas d'une antenne à 3 bandes.



2.6. Antenne verticale à trappes

Les antennes verticales à trappes : Pour réaliser une antenne verticale multi bande (par exemple 10, 15 et 20 m) on peut mettre des trappes c-à-d des circuits accordés qui isolent les sections.

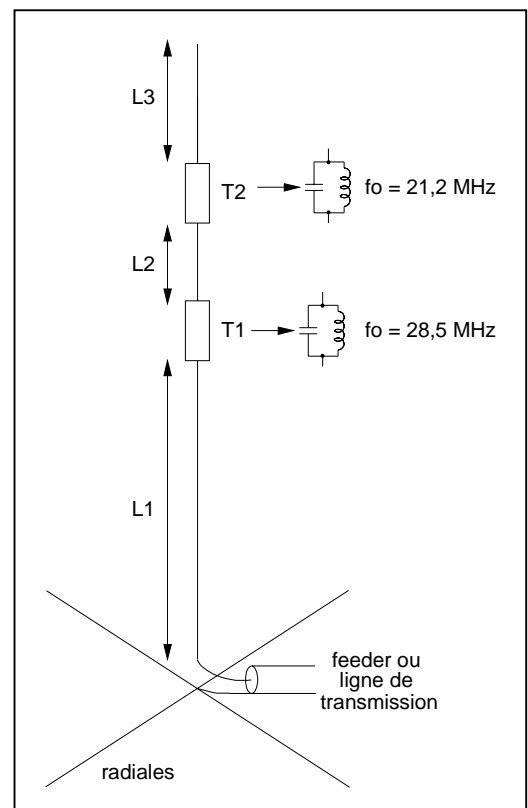
Dans la figure ci-contre la trappe T1 est accordée sur 28,5 MHz et la longueur L1 donne la résonance de l'antenne pour la bande des 10 m.

La trappe T2 est accordée sur 21,2 MHz et donc pour 15 m, la trappe T1 constitue une prédominance selfique, dont la valeur, ainsi que la longueur L1 et la longueur L2 détermineront le fonctionnement sur la bande de 15m.

Et, de manière similaire, les selfs équivalentes des trappes T1 et T2 et les longueurs L1, L2 et L3 détermineront le fonctionnement sur 20 m.

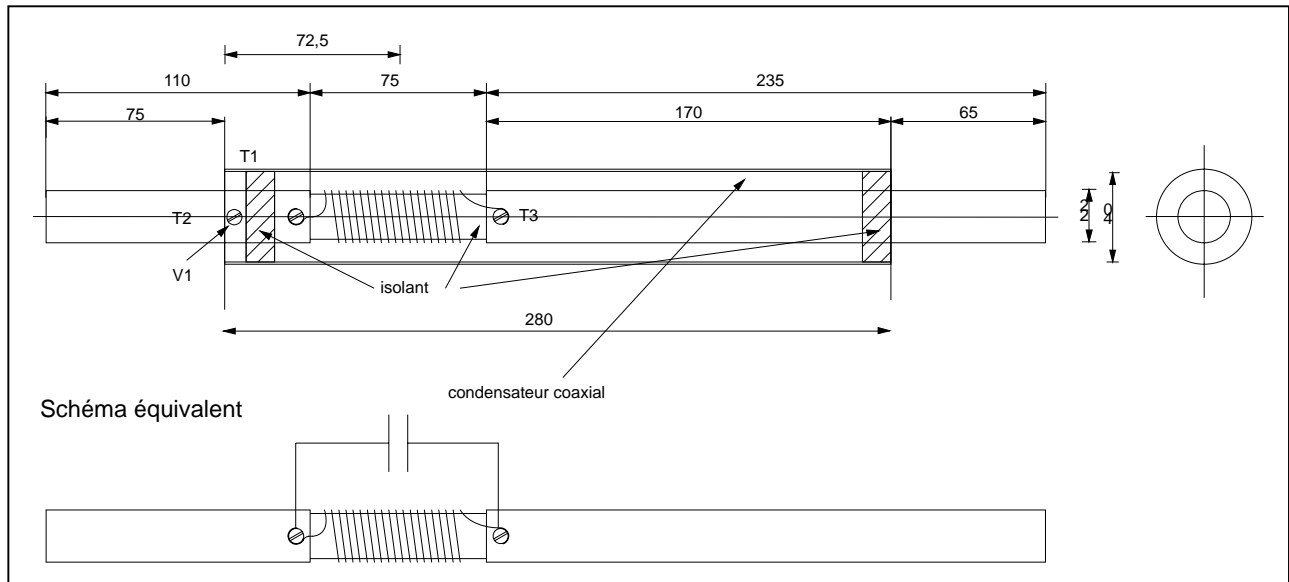
Dans une réalisation pratique : L1 = 2317 mm , L2 = 270 mm et L3 = 330 mm

Les détails d'une trappe sont donnés ci-dessous. La self est réalisée en fil d'aluminium de 2 mm de diamètre et le condensateur est en réalité un condensateur coaxial constitué entre le tube interne T3 (Ø 22 mm) et le tube externe T1 (Ø 40





mm) qui sert aussi de "protection" à la trappe. Il est évident que les longueurs de ces trappes et les selfs équivalentes qu'elles représentent, entrent aussi en ligne de compte pour l'accord de cette antenne.

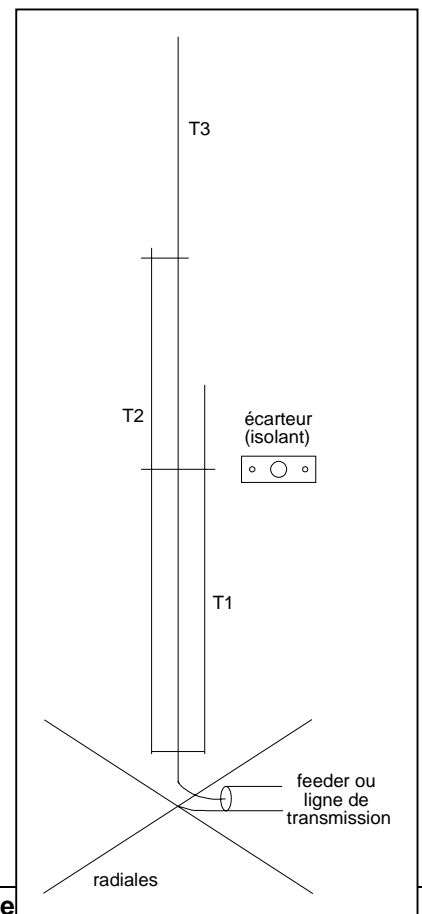


En se basant sur ce principe, on peut aussi réaliser des antennes avec plus que 3 bandes.

2.7. Antenne verticale à éléments pilotés

Autre antenne multi bande verticale : Une autre façon de réaliser une antenne verticale pour les bandes 10, 15 et 20 m est d'ajouter à une antenne verticale pour la bande des 20m, deux éléments couplés. La longueur de l'élément T1 donne la résonance sur 10 m, la longueur de T2 donne la résonance sur 15 m et la longueur de T3 donne la résonance sur 20 m.

Le tube de T3 est évidemment l'élément qui "porte" mécaniquement l'antenne. Les éléments T1 et une distance d'environ 10 cm de T3 par des écarteurs en matières isolante.



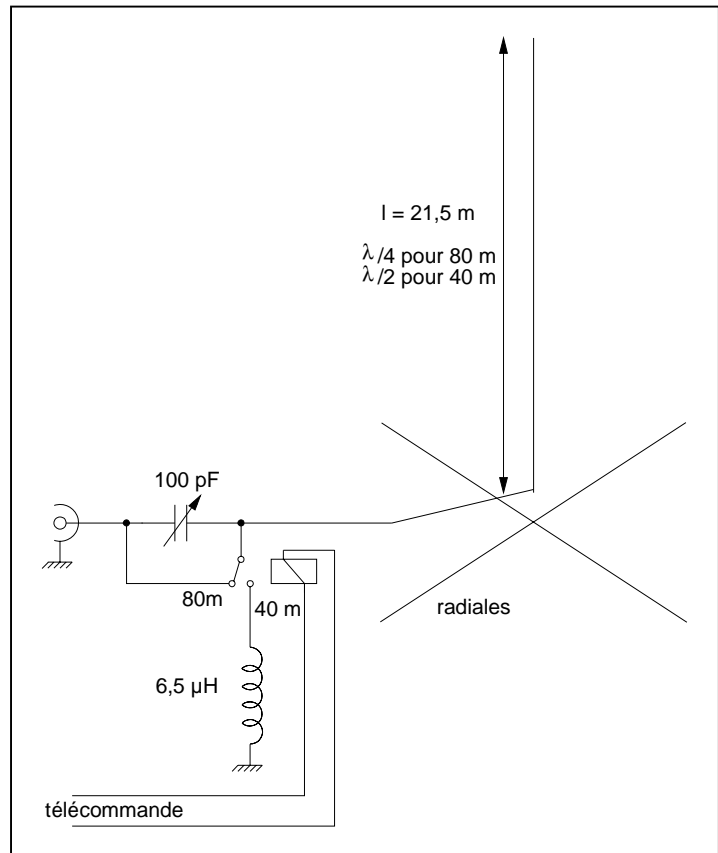




2.8. Antenne verticale en $\lambda/4$ et en $\lambda/2$

L'antenne peut aussi être plus longue que le quart d'onde. Par exemple, si on réalise une antenne quart d'onde pour la bande des 80 m, cette antenne aura une hauteur de 21,5 m, ce qui représente pratiquement une demi onde en 40 m.

Pour utiliser cette antenne sur les 2 bandes, il faut un coupleur qui n'entre en action que pour la bande des 40 m. Le coupleur est situé très près de la base de l'antenne et est télécommandé par une tension de 13,5 V par exemple. Les réglages de la self et du condensateur sont fait une fois pour toutes.



2.9. Mise en phase d'antennes verticales

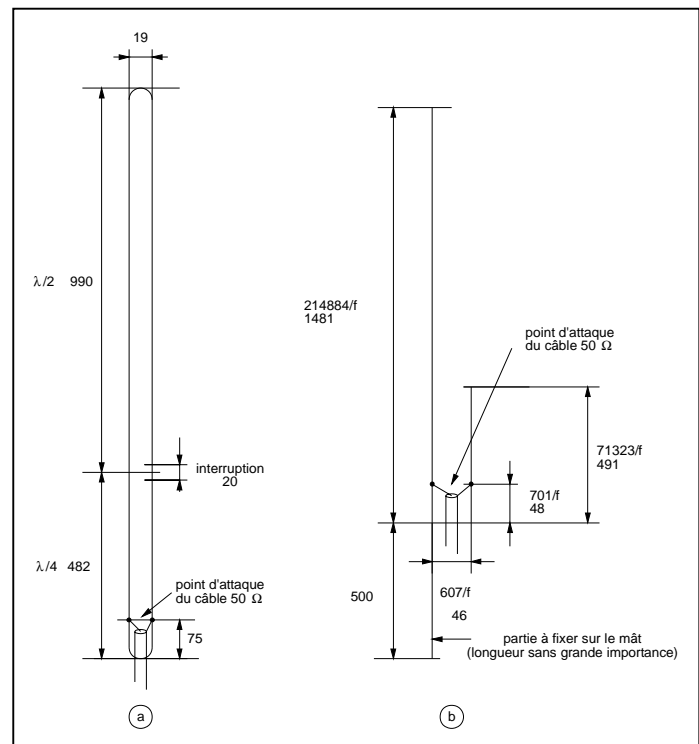
Deux antennes verticales peuvent être alimentées simultanément. En fonction des déphasages, on obtient deux types de diagrammes de rayonnement :

1. Alors qu'en HF, les antennes verticales se trouvent généralement au sol, en VHF et en UHF elle se trouvent généralement montées sur un mât ou sur un pylône. Dans ce cas, le plan de masse est constitué par 3 ou 4 radiales qui se présentent sous formes de tiges ou de tubes rigides. Ces 4 radiales peuvent être disposées à 90° ou peuvent être rabattues vers le sol. Ceci entraîne que l'impédance théorique de 36Ω augmente et se rapproche des 50Ω .
2. En VHF-UHF, on peut avoir une antenne verticale repliée ("un demi trombone"). Cette antenne présente l'avantage d'être à la masse au point de vue du courant continu. Elle est surtout utilisée dans les zones avec un risque d'orage (en montagne par exemple) car, dans ce cas, elle réduit les tensions induites.



2.10. Slim Jim et J-pole

Ces deux antennes se ressemblent fort. Elles sont essentiellement utilisées pour les bandes 145 et 435 MHz, mais rien n'empêche de les utiliser sur d'autres bandes.





3. Variantes d'antennes dérivées de l'antenne dipôle

3.1. L'antenne Windom¹³

L'antenne Windom est une antenne multi bandes (ou plus exactement une antenne qui peut travailler sur des bandes harmoniques). Sa longueur totale celle d'un dipôle sur la plus basse fréquence (par exemple 3,5 MHz), mais elle est alimentée à $\lambda/6$ de l'extrémité (au lieu de $\lambda/4$ pour un dipôle "normal").

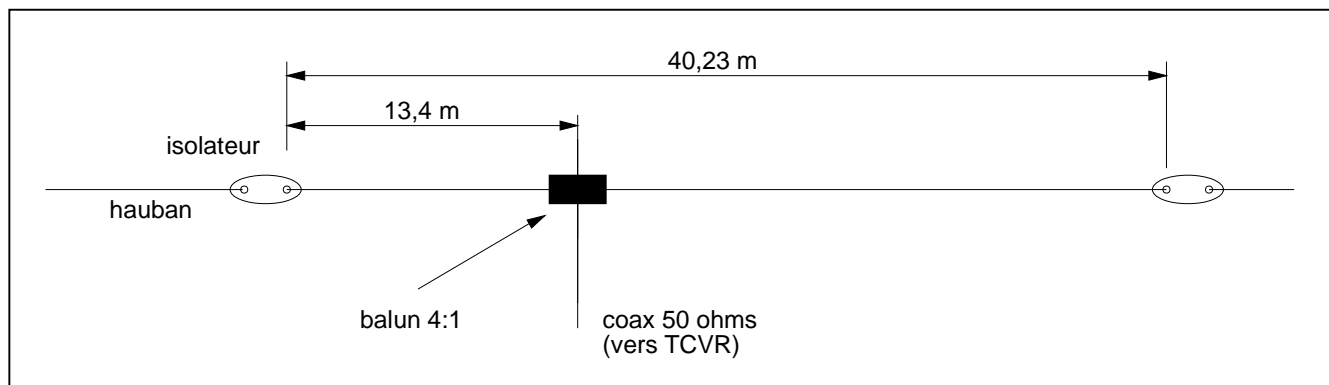
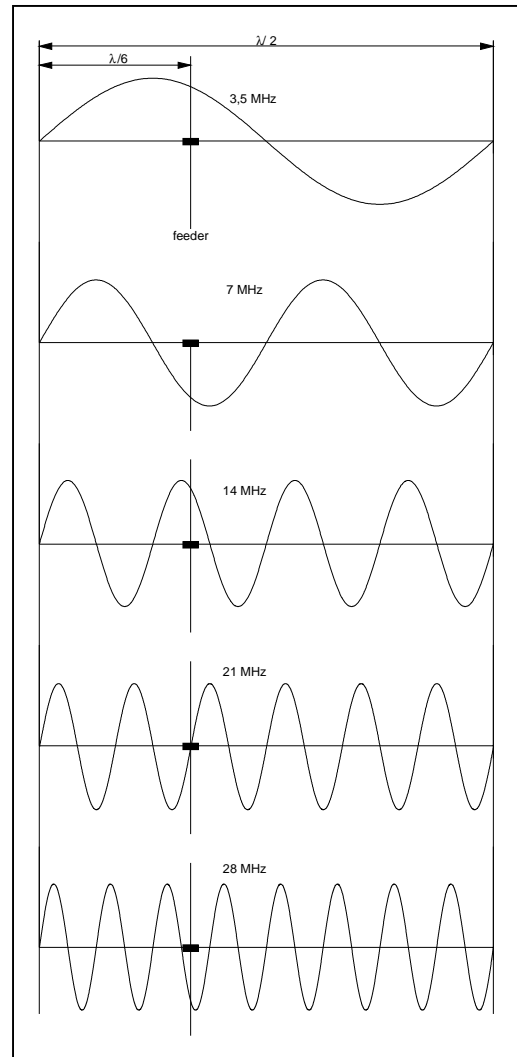
A cet endroit on obtient une impédance relativement élevée (environ 600 à 800 Ω). On peut observer que cette impédance est constante sur les bandes harmoniques. Cette antenne pourra donc être utilisée sur 3,5 MHz, 7 MHz, 14 MHz et 28 MHz.

On remarquera toutefois que pour 21 MHz, on obtient une tension minimale (donc une basse impédance). Cette antenne malgré qu'elle soit dite "multi bandes" ne fonctionnera pas correctement (TOS élevé) sur 21 MHz.

Toutefois elle nécessite donc un balun 4:1 pour ramener l'impédance à 50 ou 75 Ω du câble d'alimentation.

Pratiquement la longueur totale sera donc de 40,23 m ($\lambda/2$) et le point d'alimentation sera à 13,4 m ($\lambda/6$) de l'extrémité.

Si on désire suspendre le balun et obtenir une structure en V inversé, il faudra veiller à isoler correctement cette antenne et à l'écartier des pièces métalliques, car étant donné l'impédance élevée, il apparaît des tensions très importantes au niveau du balun.

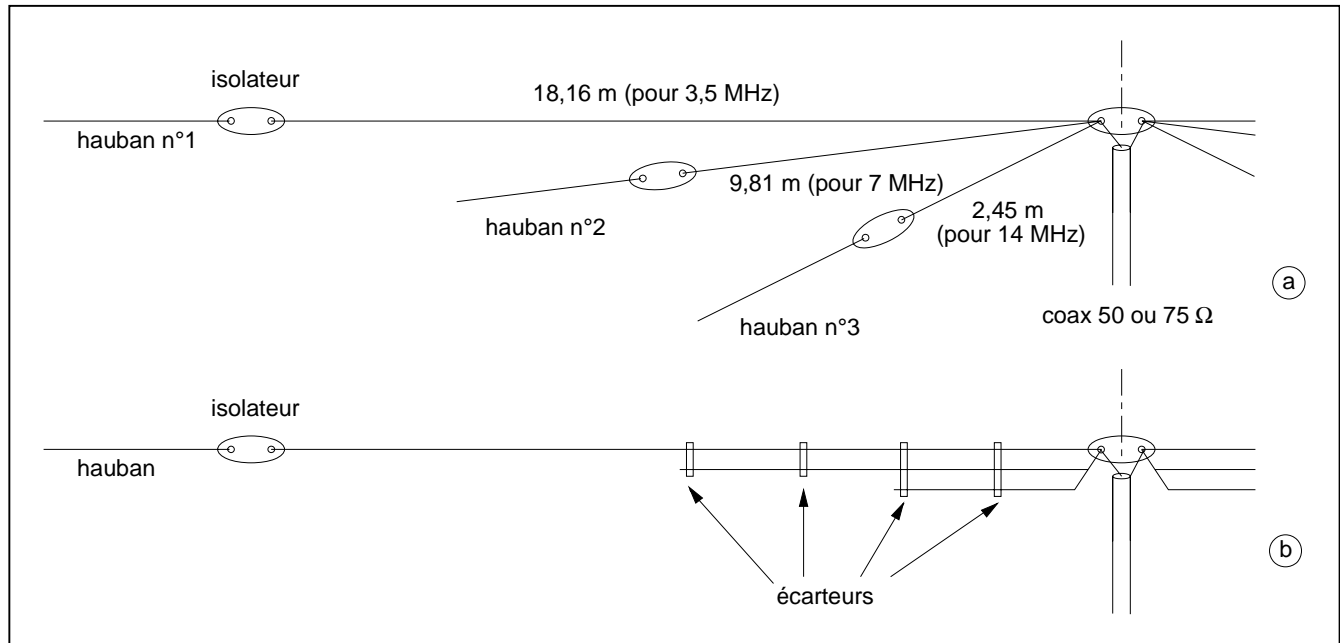


¹³ Cette antenne doit son nom à son inventeur Loren G. Windom W8GZ et elle fut décrite dans le QST de septembre 1929, mais elle est encore appelée antenne Hertz ou antenne Conrad.



3.2. Le dipôle multi bandes

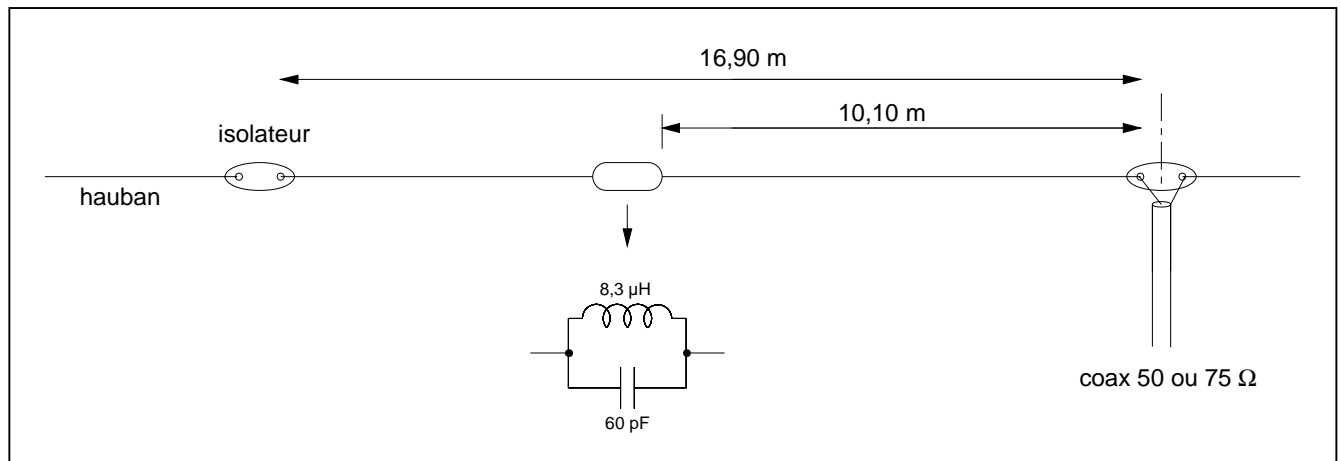
On peut grouper plusieurs dipôles, et les alimenter par un seul câble coaxial comme indiqué ci-dessous. Notez que l'on a représenté qu'un demi dipôle ! Dans la figure a, les 3 dipôles sont maintenus par des haubans différents. Dans la figure b, les dipôles sont maintenus par des écarteurs.



2.3. L'antenne W3DZZ

Sur 40 m cette antenne fonctionne comme un dipôle. Les deux trappes "isolent" virtuellement la section a de la section b. Sur 80 m, la trappe ne résonne plus et se comporte comme un circuit essentiellement selfique, l'ensemble réagit donc comme un dipôle "raccourci". Le circuit d'accord peut être réalisé à l'aide d'une self et d'une capacité ou à l'aide d'une trappe en câble coaxial (voir plus haut 6.6.2.4).

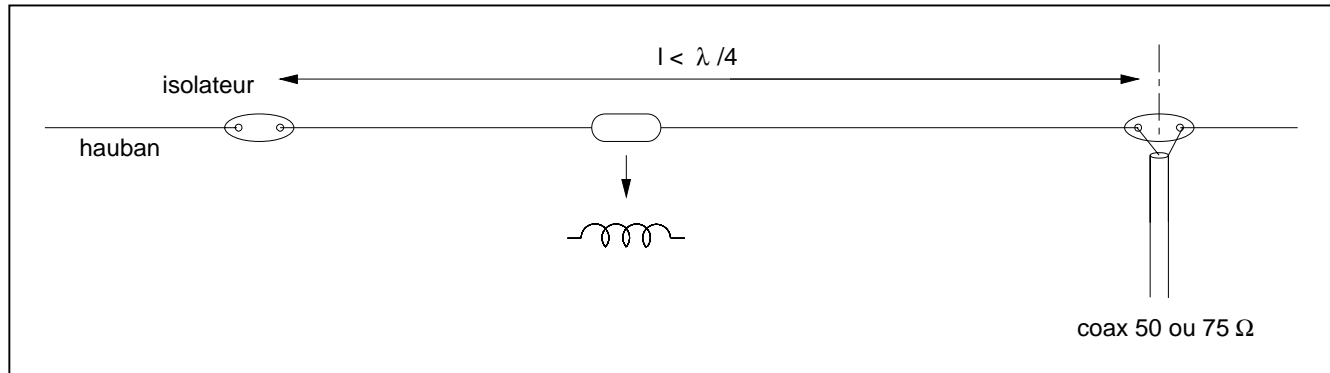
On peut aussi mettre plusieurs trappes de façons à obtenir un dipôle qui fonctionne sur 40, 20, 15 et 10 m par exemple.





3.4. Le dipôle raccourci

Par manque de place, et pour les bandes basses, on peut aussi construire un dipôle raccourci.

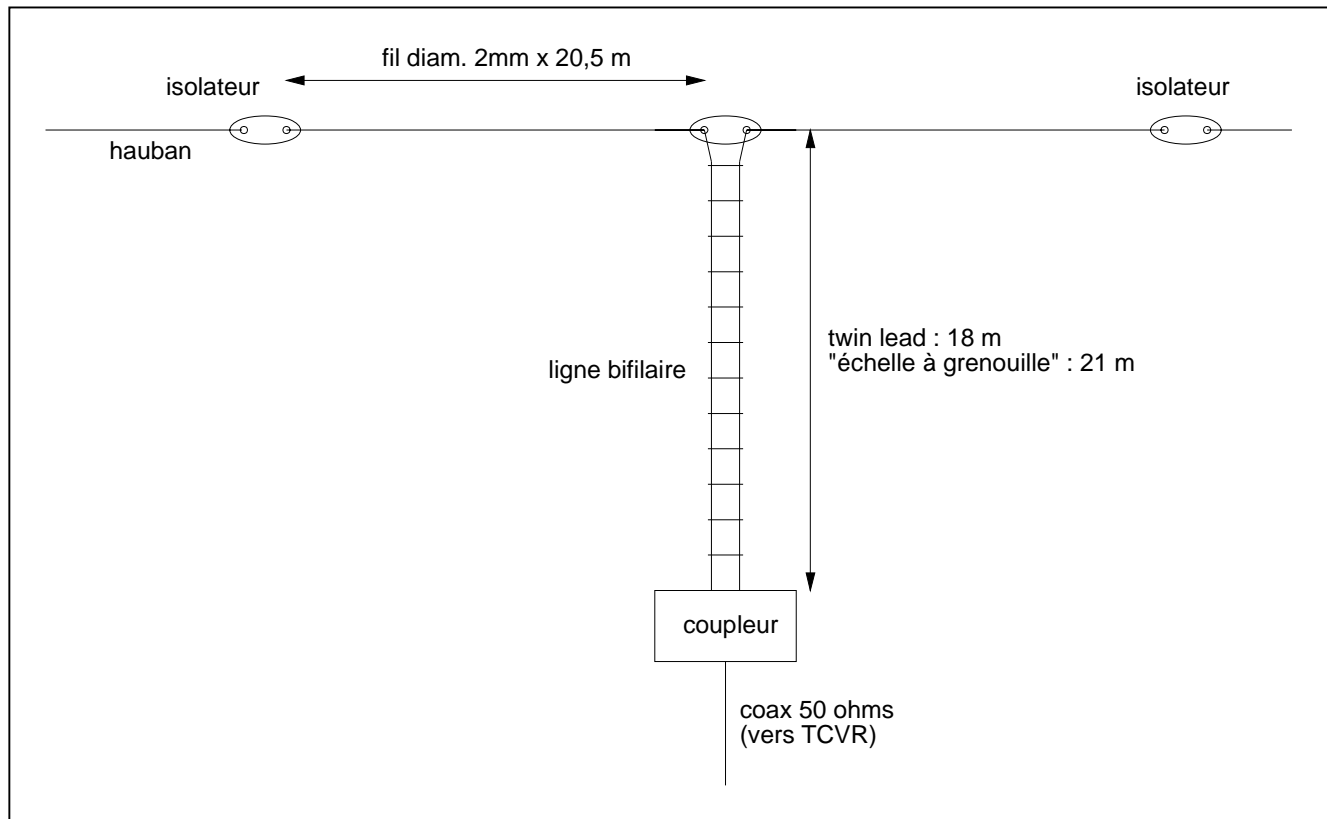


3.5. L'antenne Lévy¹⁴ ou "center-fed Zepp"

Pour cette antenne, il faut non seulement considérer la longueur du brin rayonnant, mais aussi celle de la ligne d'alimentation.

On peut l'utiliser sur plusieurs bandes de fréquences (par exemple 1,8 à 30 MHz) à condition d'utiliser une boîte de couplage.

¹⁴ L'antenne Lévy est l'antenne favorite des radioamateurs français, elle est décrite dans presque tous les magazines, et l'article le plus ancien remonte à 1930 ...

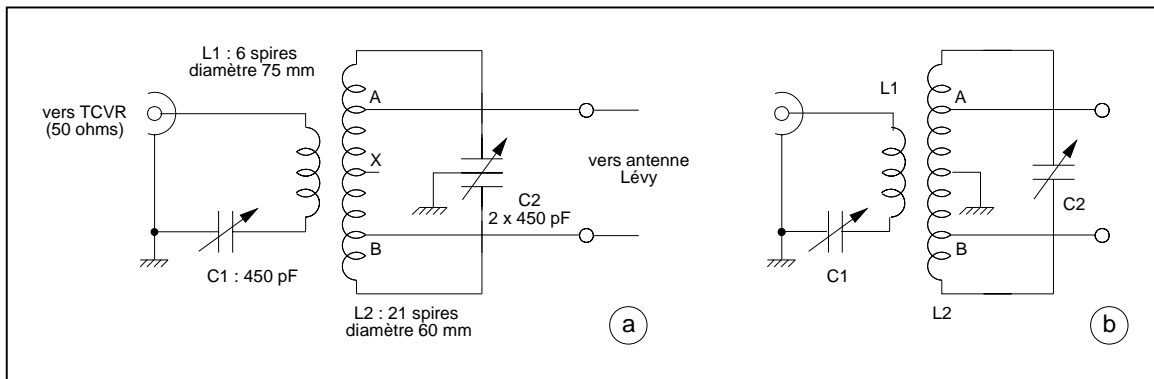


Le brin rayonnant peut avoir une longueur quelconque, mais pour un résultat maximum, il est souhaitable que le brin rayonnant soit égal à un demi longueur d'onde pour la fréquence la plus basse. Il faut que la longueur du brin plus celle du feeder doit être égal à la longueur d'onde sur la fréquence la plus basse.

Si la fréquence la plus basse est 3,5 MHz, la dimension du brin rayonnant sera de 2 x 20,5 m, la ligne d'alimentation bifilaire aura une longueur de 21 m si elle est du type "échelle à grenouille", et 18 m seulement, si elle est en twin lead¹⁵.

Cette antenne nécessite un coupleur, qui réalise le passage symétrique/asymétrique et l'adaptation d'impédance. On peut prévoir plusieurs points de raccords (marqués "A" et "B" ci-dessous) en fonctions des bandes que l'on veut utiliser.

¹⁵ Ce rapport 21 m / 18 m est dû au facteur de raccourcissement (facteur de vitesse) dans le twin lead.



La réalisation pratique de la bobine est expliquée à l'annexe 2

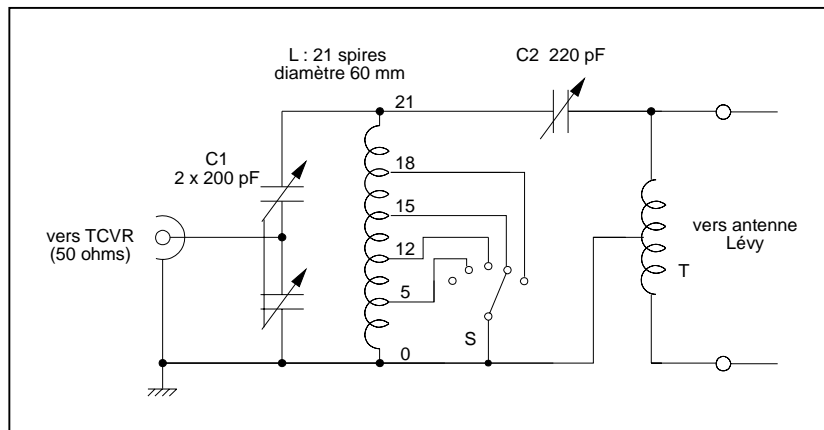
L'ensemble peut être monté dans un boîtier métallique de 220 x 170 x 85 mm.

Dans certaines descriptions, le point "X" est également à la masse.

Dans la variante b, au lieu d'utiliser un condensateur C2 symétrique, on met la masse au milieu de la bobine. Etant donné que la réalisation des condensateurs variables, ce montage perd un peu de sa symétrie, la commande du rotor du CV doit être isolée et les capacités parasites par rapport à la masse ne sont plus symétriques.

Pour de faibles puissances, il est encore possible de simplifier le montage et d'utiliser une seule bobine avec un montage fonctionnant en "auto transfo".

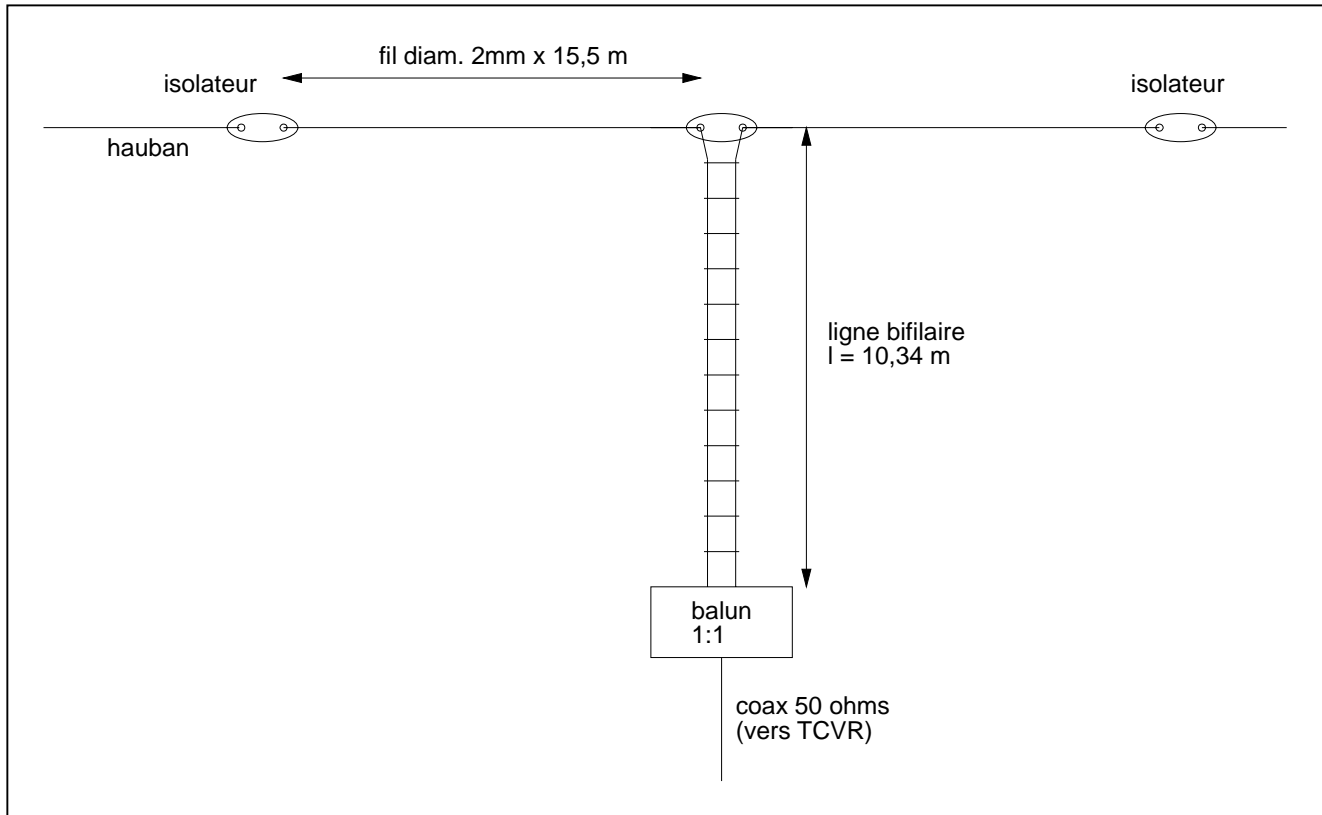
Enfin, on peut aussi utiliser le montage classique avec un balun T (1:4) réalisé par exemple avec un tore Amidon T-200 et 2 x 10 spires de fil de Cu.





3.6. L'antenne G5RV¹⁶

Il s'agit d'une combinaison d'un dipôle et d'une ligne symétrique que l'on peut faire fonctionner sur "toutes les bandes"¹⁷. Le dipôle travaille en $3/2 \lambda$. Par conséquent sa longueur est donnée par $L_{(m)} = 149,96 (n-0,5) / f_{(MHz)}$, avec n qui vaut ici 3



Si nous voulons faire une antenne sur 14,15 MHz, la longueur sera $149,96 (3-0,5) / 14,15 = 31,26$ m (soit ≈ 102 feet).

Quelques variantes :

	longueur totale de la partie horizontale	ligne de 450 Ω	longueur minimale du câble coaxial	
1,8 à 30 MHz	62,2 m	19,5 m	42,6 m	
3,5 à 30 MHz	31,10 m	10,34 m	21,33 m	version originale décrite par G5RV
7 à 30 MHz	15,54 m	5,20 m	10,6 m	

La différence avec l'antenne Lévy tient dans les dimensions et le fait qu'on n'utilise pas de coupleur d'antenne, mais un balun. Ce balun 1:1 peut être réalisé en bobinant 8 à 10 tours du câble coaxial d'alimentation sur un diamètre de 15 cm.

¹⁶ Cette antenne doit son nom à son inventeur Louis Varney G5RV. Et si beaucoup de radioamateurs français parlent de la Lévy, beaucoup de radioamateurs anglais parlent de le G5RV !

¹⁷ "toutes bandes" ne signifie pas que cette antenne présente un TOS de 1:1 sur toutes les bandes ! Sur certaines bandes il faudra très probablement utiliser un coupleur d'antenne.

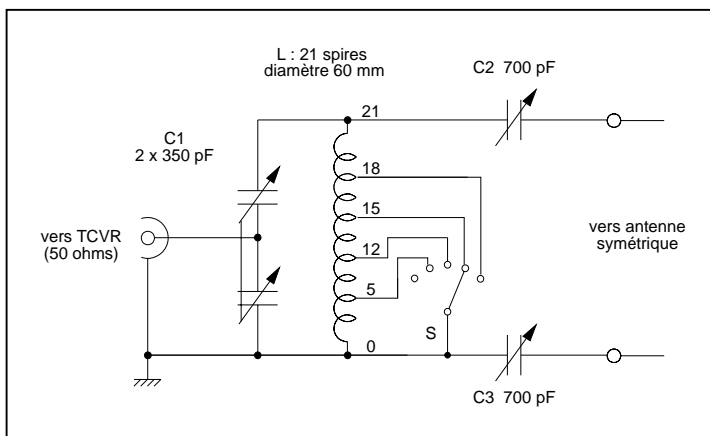
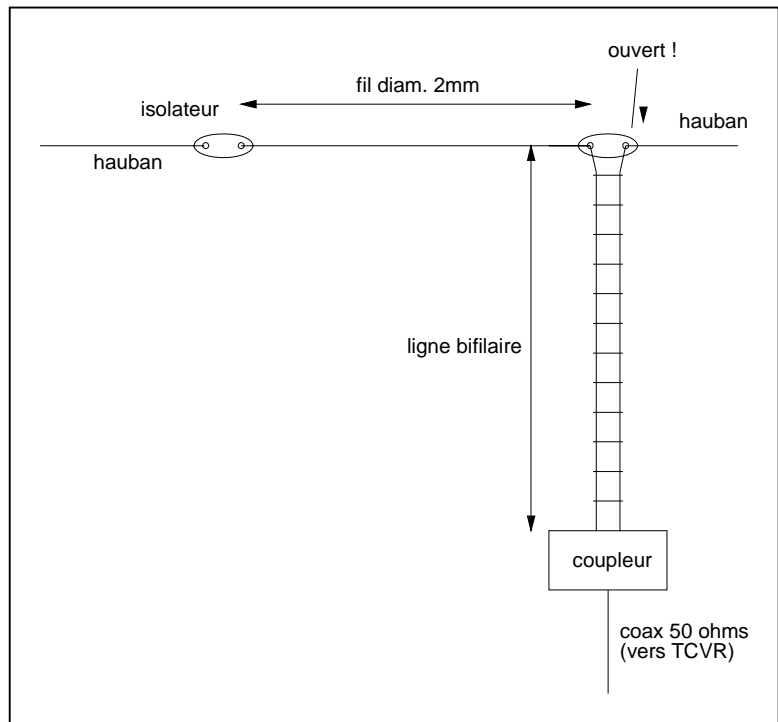


3.7. L'antenne Zéppelin¹⁸

C'est une variante de l'antenne Lévy, qui n'aurait qu'un seul brin rayonnant. Un côté de la ligne bifilaire reste donc ouvert. La longueur de la ligne bifilaire est choisie proche de $\lambda/4$ tandis que celle du brin rayonnant est voisin de $\lambda/4$.

Etant donné la dissymétrie, la ligne bifilaire est parcourue par des courants différents et cette ligne rayonne également. Ce rayonnement peut être la cause d'interférences aux autres installations (RFI).

On peut utiliser le même genre de coupleur que pour l'antenne Lévy. Toutefois à cause de la dissymétrie, on préfère un coupleur à 3 condensateurs, tel que représenté ci-dessous. Remarquez le montage particulier de C1 (du côté 50 Ω) qui est un condensateur double mais à commande unique. Le commutateur S permet sélectionner la valeur de L en fonction de la bande.

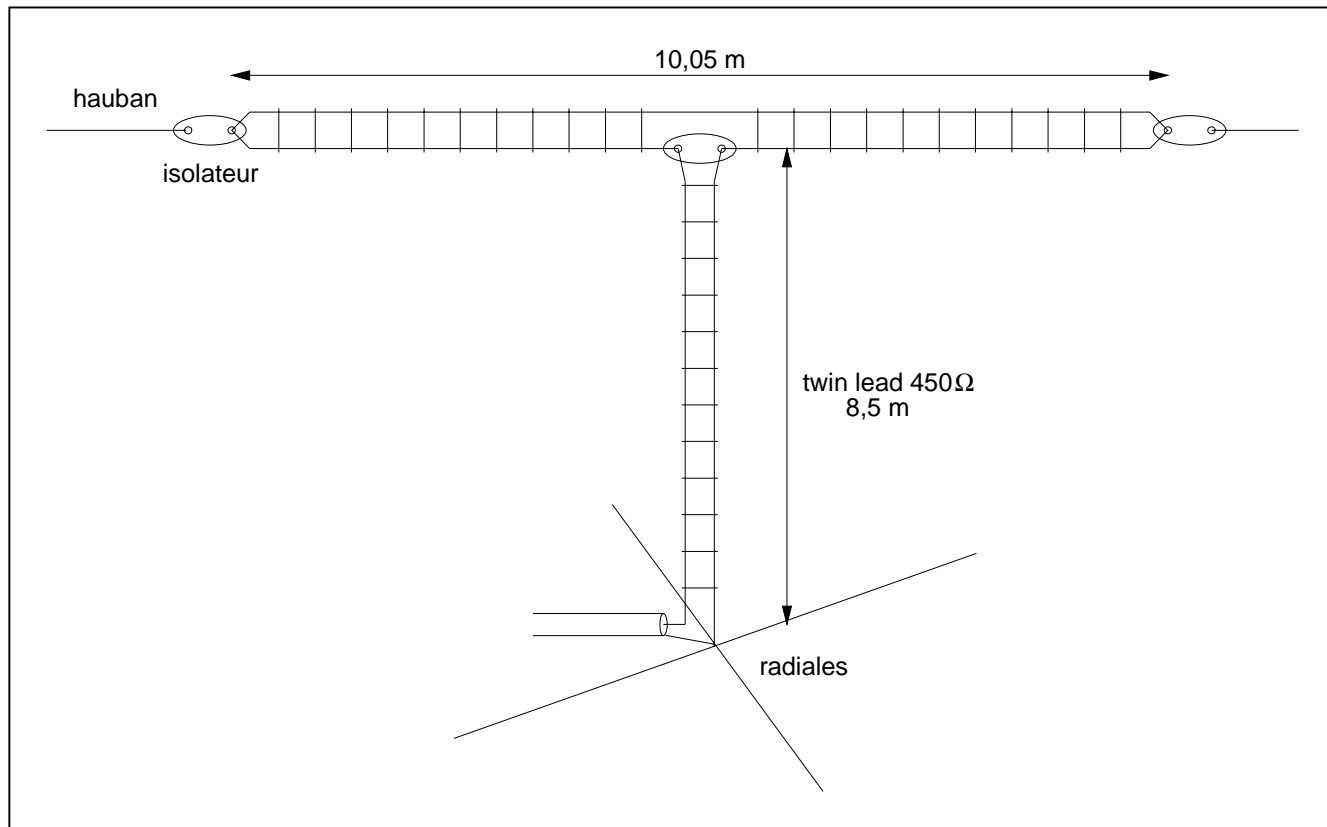


¹⁸ Le nom de cette antenne provient des fameux dirigeables où elle était utilisée.



3.8. L'antenne Twin-T

Avec les dimensions données, cette antenne fonctionne comme un dipôle replié sur la bande des 40 m, et comme une verticale avec un chapeau capacitif pour 80 m. La ligne horizontale supérieure est réalisée comme une "échelle à grenouille" avec un espacement de 5 cm.

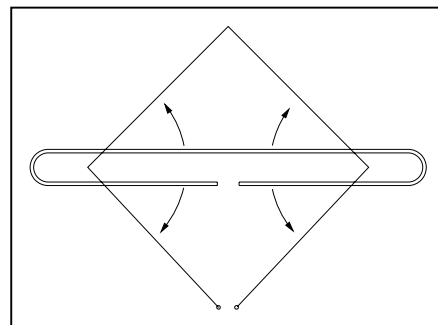




4. Antennes loop , delta-loop et quad

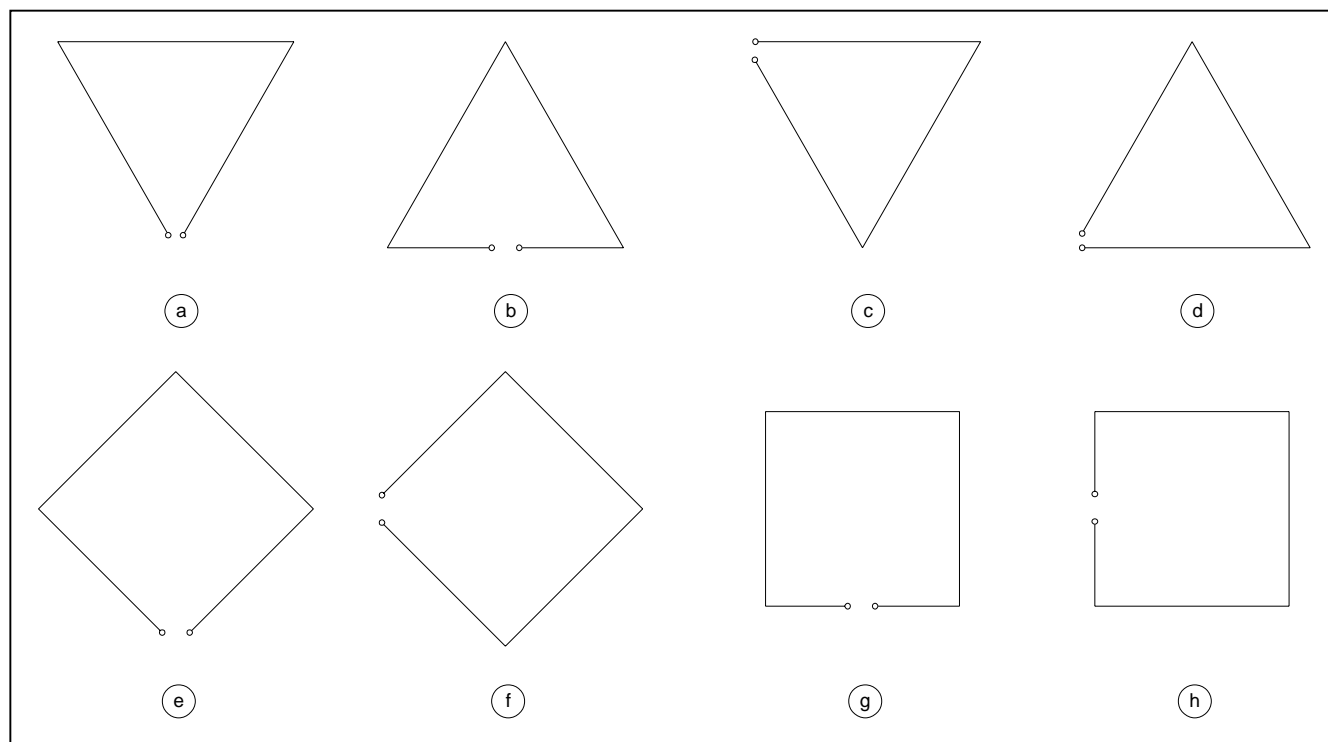
Une antenne loop a la forme d'une boucle. On parle de **delta-loop** pour les formes triangulaires et de **quad** pour les formes carrées.

Une façon d'arriver au concept de la loop est d'imaginer un dipôle replié ("trombone") que l'on écarte pour obtenir un losange! Si on continue notre exercice d'écartement, on arrive à une ligne de longueur $\lambda/2$ terminée par un court circuit. L'impédance du dipôle replié étant comprise entre 240 et 300 Ω , celle de la ligne $\lambda/2$ court-circuitée à 0 Ω , on peut imaginer que l'impédance de la quad sera "entre les deux" soit aux environs de 150 Ω .



Une quad donne un gain de 1,4 dB par rapport au dipôle. Le gain est donc égal à 3,45 dBi.

On obtient plusieurs configurations, selon que la loop est sur pointe ou non, selon son point d'alimentation.



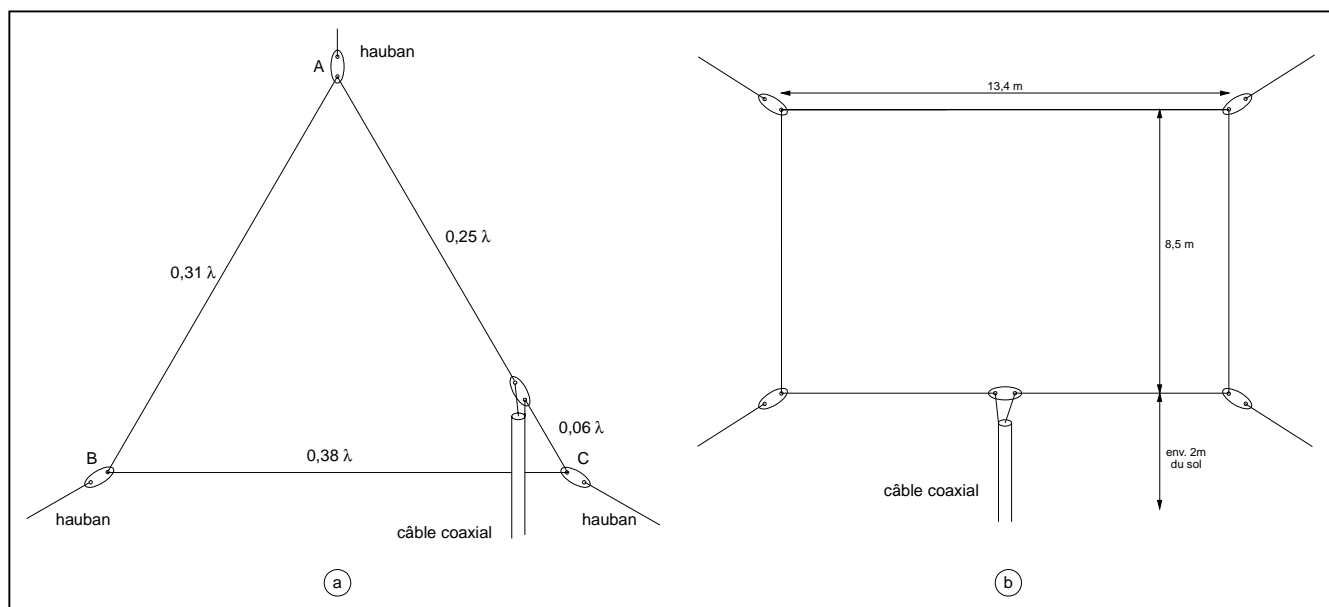
	pol			
figure a				
figure b				
figure c				
figure d				
figure e	H			
figure f	V			
figure g	H			
figure h	V			



Pour les bandes basses (160, 80 et 40 m), on peut réaliser des loop avec du simple fil de câblage électrique (monobrin ou multibrin). On peut installer cette loop

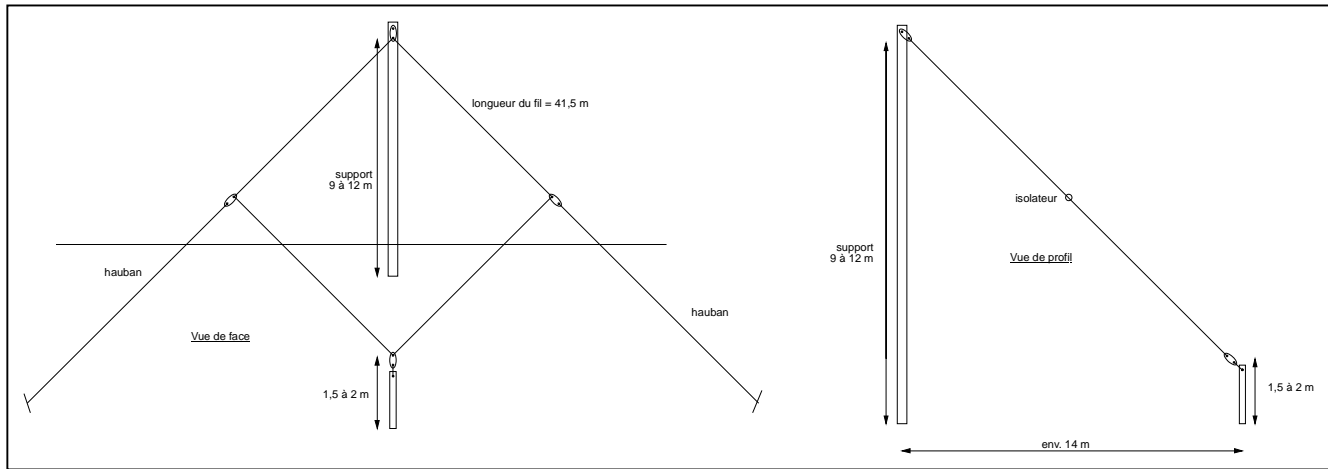
- dans le plan vertical (comme ci-contre). Elle est alors par exemple suspendue par le point A. Aux points B et C viennent deux haubans qui tendent correctement l'antenne. Pour les bandes basses, le conducteur inférieur sera au minimum 2 m au dessus du sol. En attaquant l'antenne comme indiquée on obtient alors un TOS acceptable. La forme triangulaire est facile à mettre en place si on dispose par exemple d'un pylône avec une autre antenne. Il n'est pas absolument nécessaire d'avoir un triangle "isocèle" et on peut aussi obtenir de bons résultats d'autres formes (carrés, rectangles, ...). L'essentiel étant d'avoir une boucle dont la longueur est de 1λ . L'alimentation au point indiqué permet d'avoir une impédance de l'ordre de 50Ω .

La figure b représente une quad pour la bande 40 m.



- dans le plan horizontal. Une loop dont le périmètre est de (l'ordre de) 83 m, et installée à une hauteur de l'ordre de 10 à 15 m, permet de travailler sur toutes les bandes entre 80 m et 10 m. La loop peut être suspendue à des arbres, à une maison ou à d'autres supports existants. Si on veut utiliser cette antenne sur 160 m, il faudrait qu'elle ait environ 166 m de périmètre. Pour la fréquence dont la longueur d'onde est égale à la longueur physique, l'impédance se situe entre 100 et 200 Ω environ, et le diagramme de rayonnement est en forme de "patatoïde"¹⁹. Bien que cette antenne fonctionne aussi sur les fréquences harmoniques, l'impédance sera fort variable. Il faudra un coupleur (semblable à celui décrit pour l'antenne Lévy) pour pouvoir l'utiliser et le diagramme de rayonnement présentera de nombreux lobes.
- dans un plan oblique. La réalisation ci dessous permet de couvrir les bandes 40 m, 20 m, 15 m et 10 m. Un seul point haut est nécessaire. Le plan de l'antenne est en oblique à 45° environ. La longueur totale de la boucle est de 41,5 m. L'alimentation de l'antenne se fait par le haut.

¹⁹ C'est-à-dire une forme pas très bien définie mais ressemblant à une pomme de terre !



Comme point de départ, les longueurs suivantes sont proposées

bande	80 m	40 m	20 m	15 m	10 m
longueur de la loop (m)	83,5	43,8	21,75	14,57	10,84

Pour les bandes hautes (20, 17, 15, 12 et 10 m) on peut utiliser des antennes quad à 2 éléments. Ces antennes sont supportées par des structures en fibre de verre. Outre le fait qu'elle puisse être mise sur pointe ("diamond") ou avec un côté parallèle au sol, on distingue encore deux formes, la première (figure a) porte le nom de "cubical quad", la deuxième (figure b) s'appelle "**spider-quad**". L'inconvénient de la première forme (figure a) est que le rapport écartement entre élément / lambda n'est pas constant. Cet inconvénient disparaît dans la spider-quad.

L'antenne comporte en général 2 éléments : un élément rayonnement et un élément réflecteur.

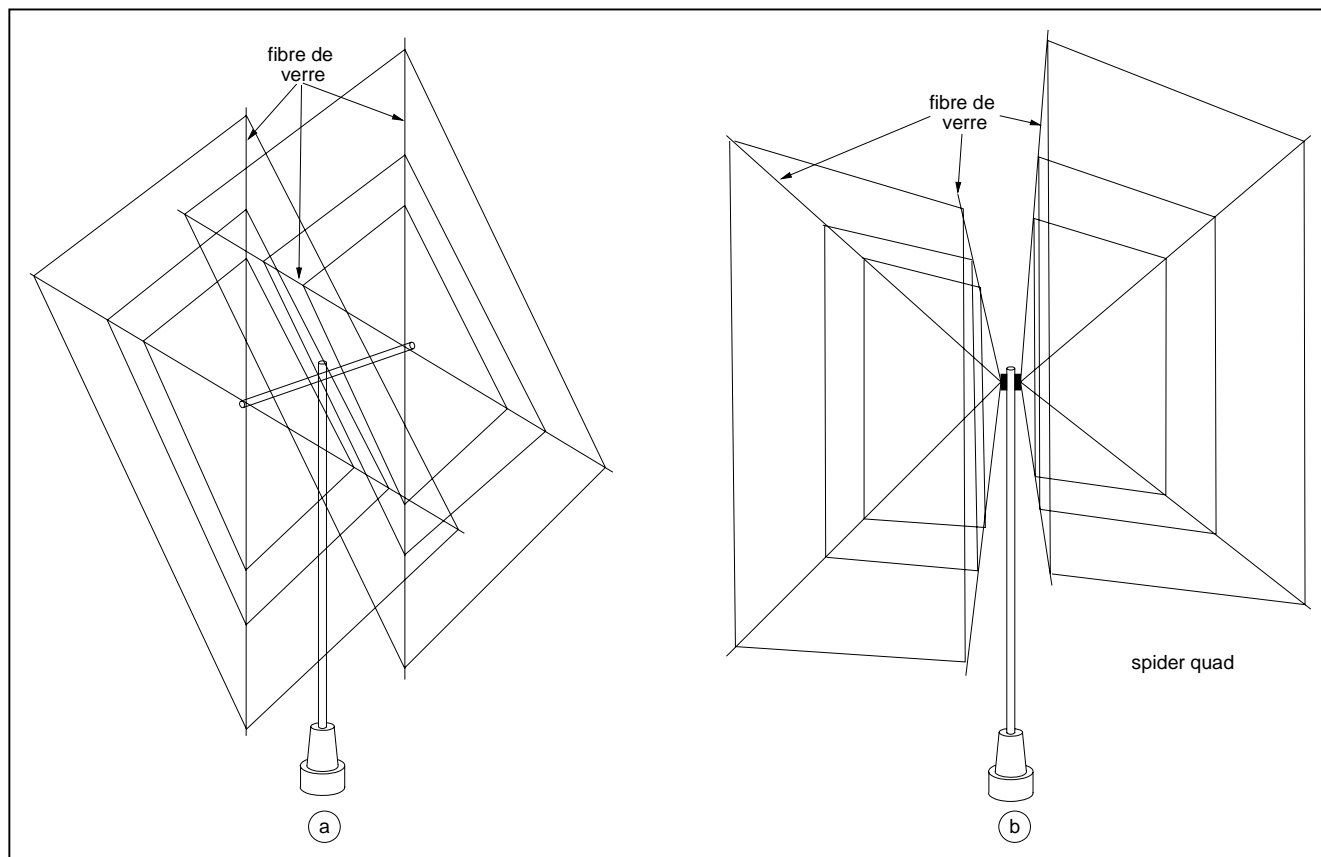
Comme point de départ, les longueurs suivantes sont proposées pour des cubical quad mono bande

bande	40 m	30 m	20 m	17 m	15 m	12 m	10 m	6 m	2 m	
côté de l'élément rayonnant (m)	10,7	7,56	5,40	4,22	3,61	3,07	2,68	1,53		
côté de l'élément réflecteur (m)	11,0	7,77	5,55	4,34	3,71	3,15	2,75	1,57		
distance entre les 2 éléments (m)	4,15	2,85	2,09	1,64	1,40	1,19	1,04	0,59		≈ 0,1λ

On obtient ainsi un gain de 7,3 dBd ou 9,45 dBi et un rapport AV/AR de 20 dB. Avec la distance entre élément rayonnant et réflecteur on obtient une impédance voisine de 50 Ω.

Dans une cubical-quad multi bande, les éléments interagissent l'un sur l'autre et les dimensions données ci-dessus devront être corrigées.

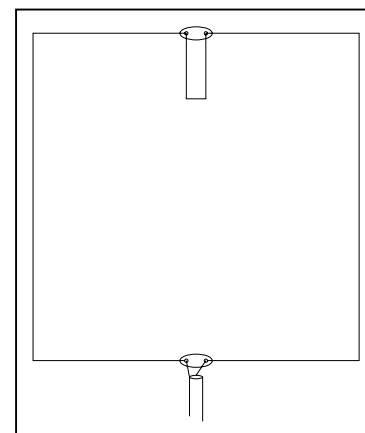
La figure ci-après montre les deux types. Il s'agit de versions tri bande (20,15 et 10 m). Le réflecteur est plus grand de quelques % par rapport à l'élément rayonnant.



Le point d'alimentation peut se faire au milieu de l'élément, mais il se pose alors des problèmes mécaniques dus au poids du câble. Une solution consiste à faire l'alimentation près des supports en fibre de verre.

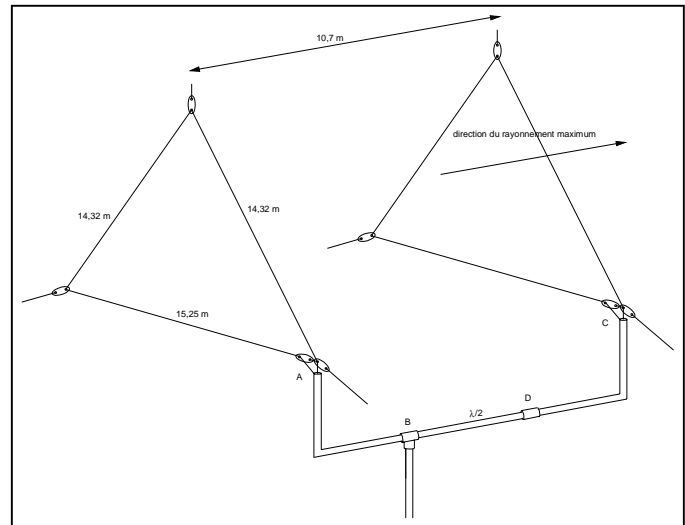
On peut encore ajouter un élément directeur (qui sera quelques % plus court que l'élément rayonnant) et on obtient ainsi une cubical quad à 3 éléments qui donne un gain de 8,1 dBd . Avec un directeur de plus on obtient une 4 éléments qui donne 9,3 dBd.

Une façon de régler facilement la longueur des éléments est de prévoir une boucle.





Pour les bandes basses on peut aussi utiliser deux delta loop en phase. Ci-contre une réalisation pour 40 m. Les deux delta loop sont suspendues. Elles sont à environ 2 m du sol. Etant donné que ce dispositif n'est pas rotatif, la direction privilégiée est fixe.. Les distances AB et CD sont égales. Le câble entre B et D a une longueur électrique de $\lambda/2$. Par commutation de la section $\lambda/2$ on pourrait obtenir 2 directions privilégiées à 180° l'une de l'autre.



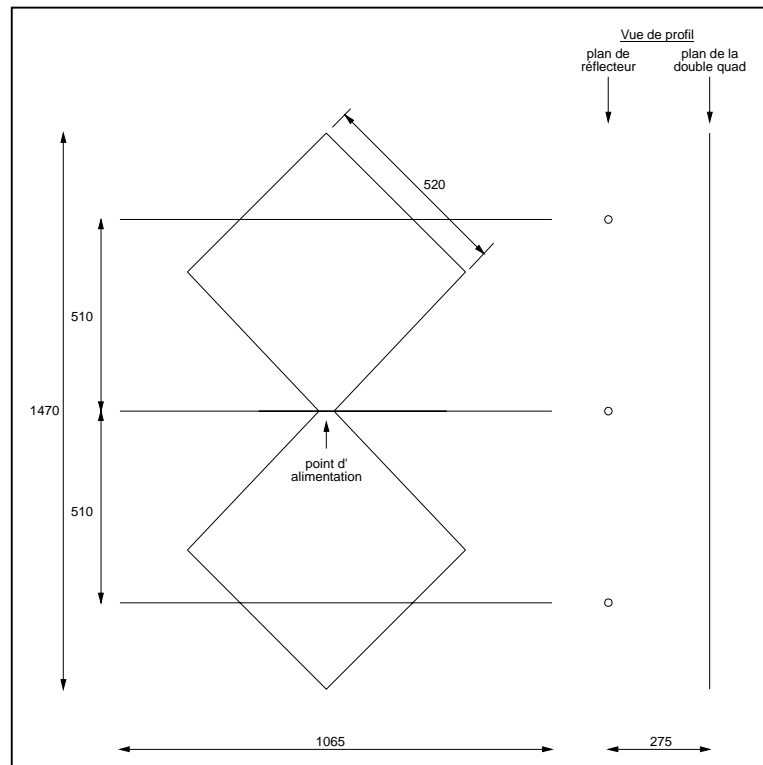
Pour les bandes VHF et UHF, on peut réaliser des **double quad**, et y ajouter un réflecteur.

Pour la bande de 2m par exemple, la boucle mesure 4160 mm, elle est faite par un fil de cuivre de 5 mm de diamètre. Les 3 réflecteurs ont 1065 mm et sont éloignés de 510 mm du centre. L'écart entre le plan du réflecteur et le plan de la double quad est de 275 mm.

Cette antenne procure un gain d'environ 10 dBi et un rapport AV/AR de 25 dB.

Dans une variante, on peut mettre 5 réflecteurs. La distance entre réflecteur passera alors de 510 à 380 mm.

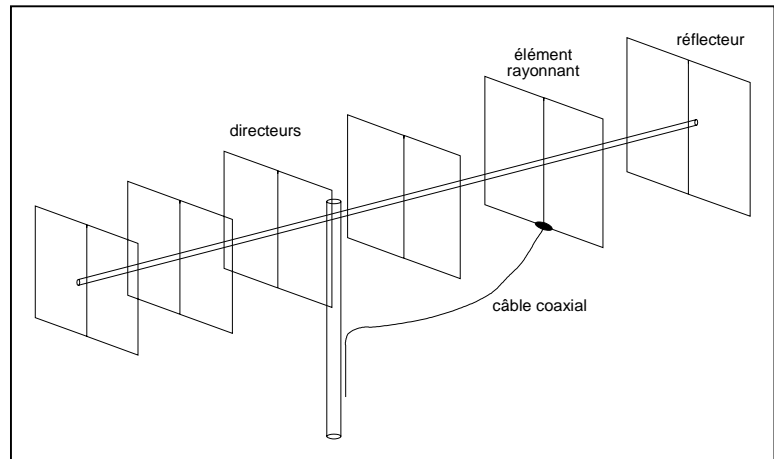
Dans la représentation ci-contre, elle est en polarisation horizontale.





Encore pour les bandes VHF et UHF, on peut aussi réaliser des quad multi-éléments. La figure ci-contre représente une quad 6 éléments pour la bande des 2 m. Etant donné la position du point d'alimentation, cette antenne est en polarisation horizontale.

Pour ces fréquences, mais surtout à partir de 435 MHz, on peut utiliser la forme circulaire.





4. La loop magnétique

On pourra pratiquement toujours accorder cette antenne si la circonférence est comprise entre $0,12$ et $0,25 \lambda$. Il est important d'avoir une résistance aussi faible que possible

diamètre	1m avec du tuyau de cuivre de 22 mm		
accord possible	de 14 à 29 MHz		

5. Antennes utilisées en réception

En première approximation, il n'y aurait pas de différence entre les antennes d'émission et les antennes de réception car le principe de la réciprocité suppose que tout ce qui est vrai en émission est également vrai en réception. Tant qu'on ne considère que l'impédance caractéristique et le diagramme de rayonnement cela semble évident.

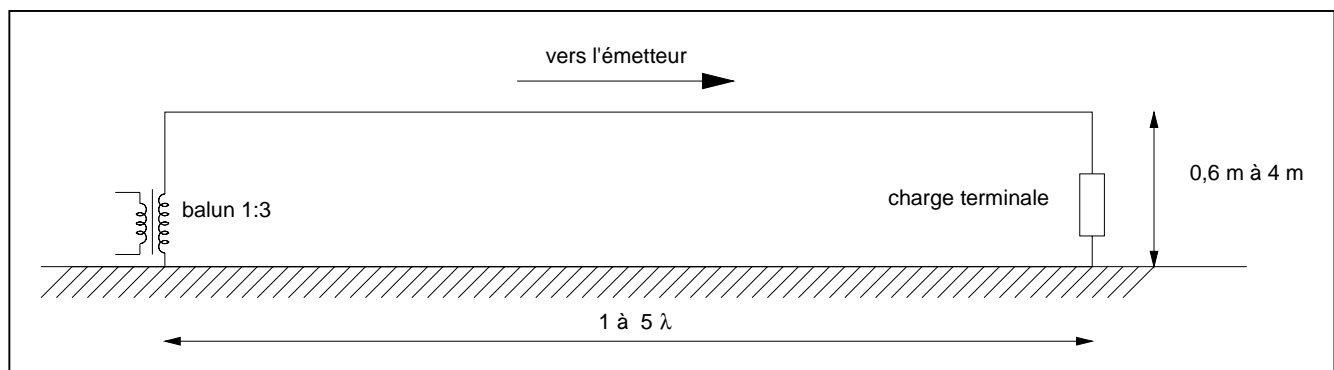
Mais nous oublions alors un élément important c'est qu'une antenne de réception ne capte pas seulement le signal souhaité, mais aussi bien d'autres signaux et notamment le bruit. Ceci est particulièrement vrai pour les bandes basses (160, 80 et 40 m) mais aussi pour la radiodiffusion (OM et OC jusque 10 MHz environ). Quelques antennes sont particulièrement intéressantes à ce point de vue et offrent des performances de réception très intéressantes pour la réception des bandes basses (et même parfois au delà).

Le phénomène est à tel point admis que les transceivers "haut de gamme" possèdent une entrée spéciale en RX uniquement !.

Nous allons donc examiner quelques unes de ces antennes maintenant ...

5.1. L'antenne Beverage²⁰

L'antenne Beverage est une antenne directionnelle pour la réception, elle est constituée d'un long fil typiquement 1 à 5λ et elle est installée parallèlement au sol à une distance de $0,6$ à 4 m. D'un côté ce fil est terminé par une résistance, de l'autre côté le fil va au récepteur.



Une antenne Beverage a une plus grande sensibilité pour le signal polarisé verticalement que pour le signal polarisé horizontalement. L'antenne Beverage fonctionne sur le principe des ondes progressives

²⁰ Harold Beverage W2BML a donné son nom à cette antenne en 1921



Etant donné que le sol joue le rôle de conducteur de retour, cette antenne fonctionne d'autant mieux que le sol est bon conducteur. L'angle d'ouverture pour $1 \lambda = 90^\circ$, pour $2\lambda = 55^\circ$

L'impédance de cette antenne est de l'ordre de 300 à 600 Ω d'où la nécessité d'utiliser un balun 1:3 pour attaquer la câble coaxial 50 Ω

Réalisation du balun:

Comme il s'agit de réception, le balun ne véhiculera (presque) pas de puissance, on peut donc utiliser des modèles relativement petits. La préférence va aux tores de 0,50 à 1,14" (env. 12 à 30 mm)

Le matériau doit être adapté à la plage de fréquence et comme son coefficient de perméabilité (μ) va influencer le nombre de spires, on choisira plutôt un matériau tel que les n° 43, 61 ou 75 de la marque Amidon.

Pour réaliser le bobinage proprement dit, il existe plusieurs méthodes :

- enroulements séparés : avantage moins de couplage capacitif surtout aux fréquences plus élevées
- enroulements imbriqués : Avantage : meilleur couplage magnétique d'où moins de pertes
- enroulement bi- ou trifilaire: améliore encore le couplage entre les enroulements

Calcul du balun

La self présentée par un enroulement devra être égale ou supérieure à $L = X_L / 2 \pi f$ ou f est la fréquence la plus basse.

On pourra ensuite calculer le nombre de spires grâce à la formule $N = 1000 \sqrt{L_{(mH)} / A_I}$ où A_I est un coefficient donné pour chaque type de ferrite et exprimé en mH pour 1000 tours

type de matériau (Amidon)	43	61	75
perméabilité (μ)	850	125	5000
fréq. d'utilisation (MHz)	0,01 à 50	0,2 à 10	0,5 à 20
FT-50	523	68	2750
FT-82	557	73.3	2930
FT-114	603	79.3	3170

Pour un rapport 1/4 ou 1/9, on préfère souvent réaliser des bobinages bi- ou trifilaires.

Exemple : Pour 3,5 MHz $L > 50 / 2 \pi f = 2,27 \mu H$

Si on prend un tore FT-50-75 alors $n = 1000 \sqrt{0,00227 / 1100} = 1,4$ tours on prendra donc 6 tours pour l'enroulement du côté 50 ohms.

La charge terminale sera non inductive, théoriquement elle ne dissipe pas de puissance, mais étant donné la proximité des antennes d'émission, il convient de choisir une résistance pouvant dissiper au moins 1 Watt si la puissance d'émission est de 100 W et plus si on utilise un amplificateur de forte puissance.

Le fil d'une antenne Beverage doit être maintenu à une distance d'environ 1m à 1,5 m (théoriquement 0,6 à 4 m). Pour cela on utilise supports isolants, on peut utiliser des bambous (cf magasins de jardinage), ou des tubes électriques en PVC. On peut aussi utiliser un seul support assez élevé (2 à 4 m par exemple) et aller en oblique au moins de départ et vers la charge terminale.

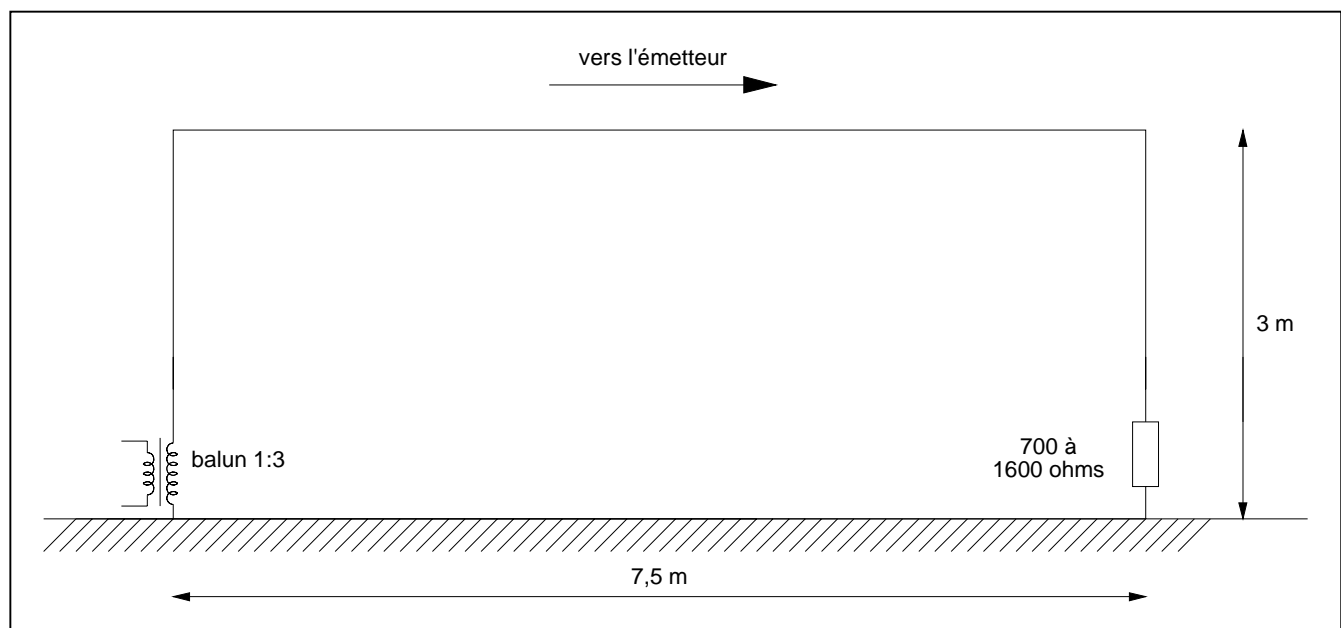


5.2. L'antenne EWE²¹

L'antenne EWE est construite selon la figure ci-jointe. Elle nécessite donc 13,5 m de fil. On pourrait dire que l'antenne EWE est une Beverage "raccourcie et élevée". Les dimensions de cette antenne s'accroissent un peu plus avec les tailles des jardins ordinaires ... Cette antenne travaille selon le principe d'ondes progressives, elle est donc "large bande" et couvre de 150 kHz à 10 MHz environ. Elle est utilisée pour les bandes basses (160, 80 et 40 m) et aussi pour l'écoute des stations de radiodiffusion (OM et OC).

Il s'agit d'une antenne directive qui nécessite une résistance de charge de l'ordre de 700 à 1600 Ω selon les caractéristiques du sol, mais à défaut d'informations précises, 900 Ω semble être une bonne valeur.

L'antenne nécessite aussi un balun 1:3 pour l'adaptation à un câble coaxial de 50 Ω . Voir réalisation du balun ci-dessus.



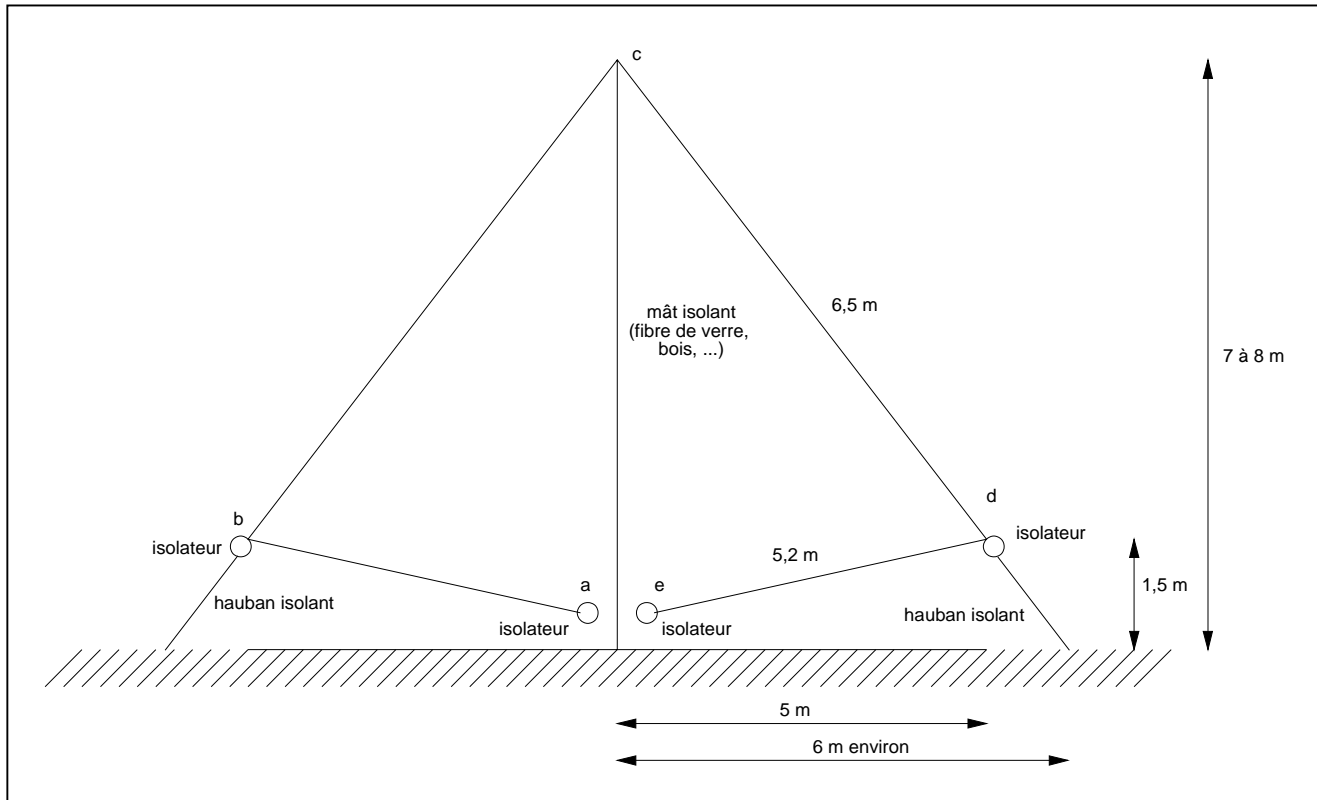
Certains auteurs ont comparé les résultats obtenus comme similaire à une antenne Beverage de 90 m.

²¹ En anglais "ewe" signifie brebis, et se prononce comme la lettre "u" en anglais toujours et en fait la EWE est une antenne en forme de U inversé !



5.3. L'antenne KA9Y

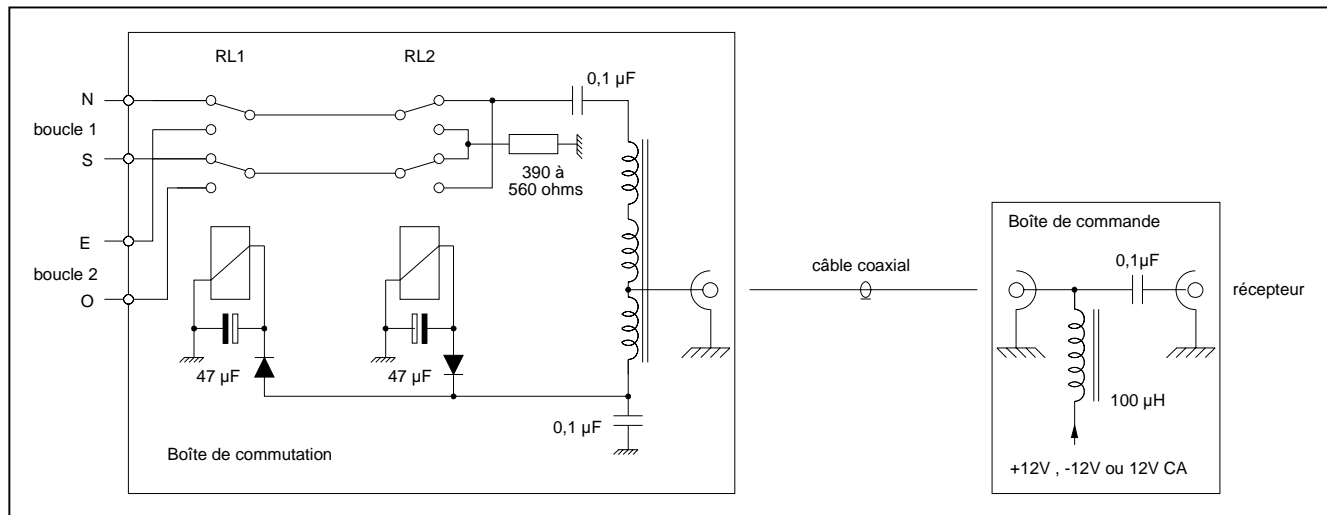
Au centre on trouve un mât en fibre de verre sur lequel est suspendu l'antenne. Il s'agit en fait de 2 boucles de fil, accrochées d'une part à une hauteur de 8 m sur le mat et allant à une distance de 5 m. Les boucles sont isolées l'une de l'autre et chaque boucle fait environ 23,4 m de long.



Une boîte de commutation est placée au pied du mât et permet de choisir la direction. Le circuit montre le schéma de cette boîte, en supposant que les boucles sont disposées NE/SO et NO/SE par exemple, alors

tension sur l'âme du câble coaxial	relais	direction
pas de tension		NS
+	RL1 activé	EO
-	RL2 activé	SN
tension alternative	RL1 et RL2 activés	OE

L'antenne est reliée par un câble coaxial à une boîte de commande qui permet de fournir les tensions nécessaires aux relais.

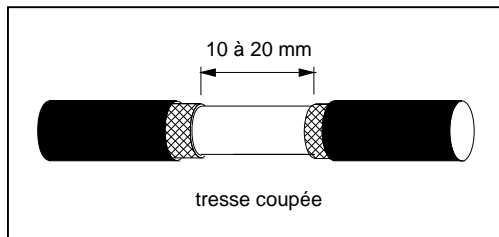




5.6. L'antenne "coaxial loop"

Cette antenne est constituée d'une boucle en câble coaxial, dont la longueur est inférieure à $0,1 \lambda$. Le support de la boucle est réalisé en bois ou à l'aide de tuyaux en PVC. Le type de câble coaxial n'a pas beaucoup d'importance, et la forme non plus (carré, losange ou cercle si on utilise du câble rigide).

La tresse du câble coaxial est coupée en son milieu sur une distance de 10 à 20 mm. L'âme reste intacte sur toute la longueur de la boucle (voir détail ci-dessous). Le câble est protégé par une gaine thermo rétractable (non représenté ici).



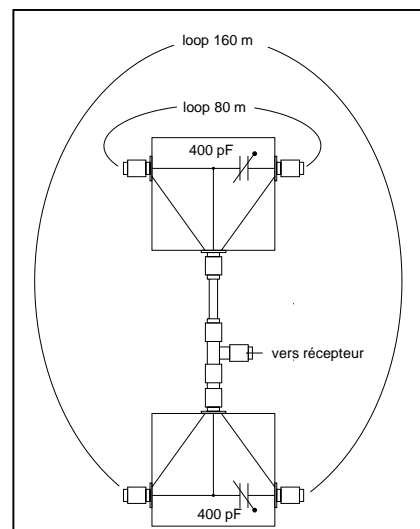
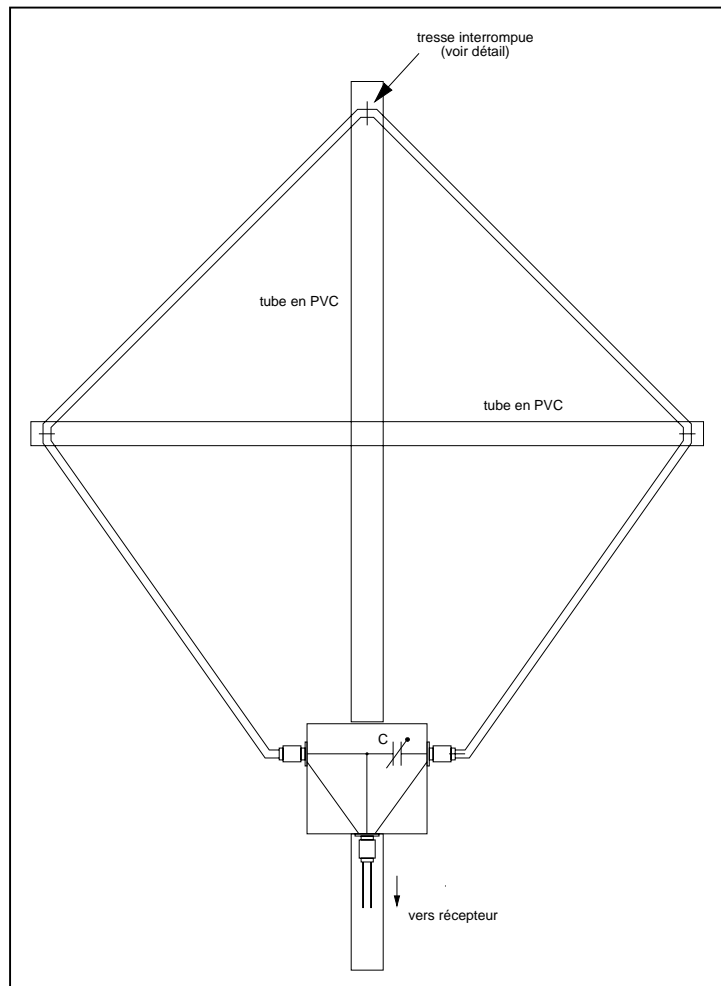
Les 2 extrémités de la boucle arrivent dans une boîte (en matière plastique par exemple), où toutes les masses sont reliées ensemble et où un condensateur C permet de faire l'accord.

Bande	longueur boucle	C
160 m	6 m	400 pF
80 m	3 m	200 pF
40 m	1,5 m	100 pF

La figure ci-contre montre comment coupler une antenne coaxial loop pour la bande 160 m avec une autre pour le 80 m.

Cette antenne fonctionne comme un circuit accordé. Le blindage du câble coaxial fait office d'écran et empêche les inductions électriques, ce qui réduit sa sensibilité par rapport aux parasites électriques industriels. Cette antenne est donc sensible au champ magnétique.

Cette antenne possède une directivité dans le plan du cadre.





Annexe 2 :

Support pour antenne dipôle

Lorsqu'on réalise un dipôle, une antenne dérivée du dipôle, ou même une quad, il se pose alors la question de la réalisation de l'isolateur central. On utilise à cet effet du plexiglass ou un autre matériau plastique

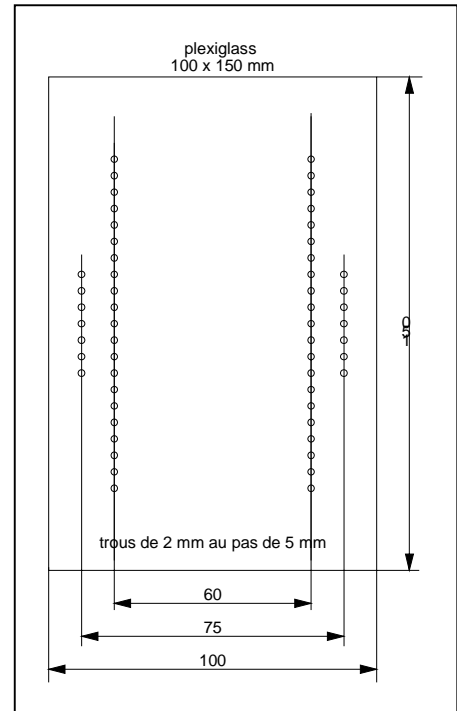
Annexe 3 :

Support de bobinage pour un coupleur d'antenne Lévy

On utilise comme support de la bobine une plaque en plexiglas trouée comme indiqué ci-contre. On réalise alors les bobines sur un support (provisoire) de diamètre légèrement inférieur, car avec l'élasticité du cuivre, la bobine aura tendance à se laisser aller et à augmenter de diamètre.

Cette bobine aura quelques tours de plus.

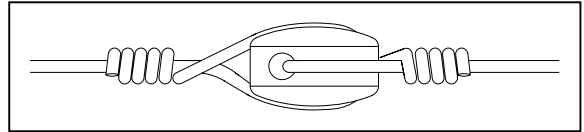
Ensuite, retirera le mandrin et on "visera" la bobine dans les trous du support en plexiglas.



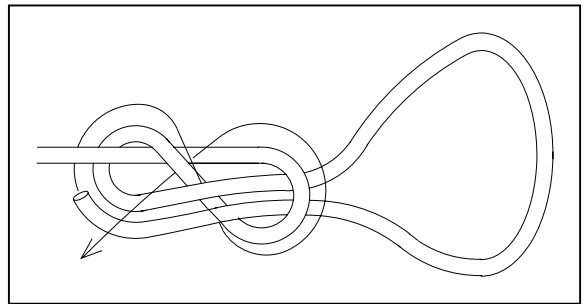


Annexe 4 :

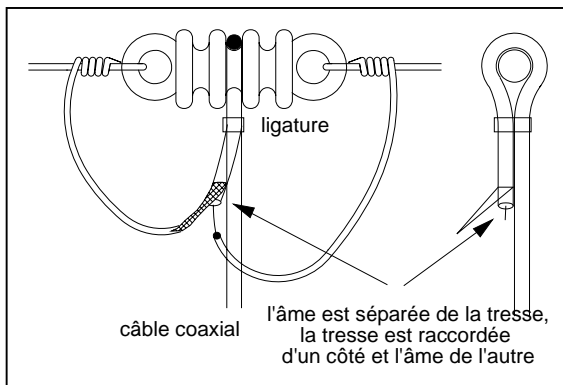
Il n'est peut être pas inutile d'indiquer comment utiliser un isolateur en porcelaine avec du fil monobrin.



Le "nœud en 8" sera utilisé pour les haubans (drisse) en matière synthétique.



Quand à la partie centrale elle peut soit être réalisée avec un isolateur en porcelaine un peu spécial





Chapitre 7 : La propagation

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Depuis toujours, les radioamateurs ont essayé de comprendre quels étaient différents mécanismes qui pouvaient influencer la propagation des ondes.

D'une façon générale on pourrait dire que la propagation c'est tout ce qu'il y a entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception...

*Très vite les radioamateurs se sont aperçus que la hauteur de l'antenne au-dessus du sol, le type d'antenne utilisée, la fréquence utilisée étaient déterminants. Mais d'autres facteurs relatifs à la nature du terrain, aux conditions météorologiques, ainsi que la **hauteur** et la **densité** des couches de l'ionosphère peuvent aussi influencer la propagation des ondes.*

Les phénomènes sont complexes et compliqués. Si on résume parfois le chapitre propagation et à quelques notions élémentaires, on sait aussi que le sujet n'est pas aussi simple. Si la propagation était bonne hier et aujourd'hui, on sait très bien qu'on ne peut rien prévoir pour demain et si on se risque à faire une prévision ce sera toujours avec x % de chance. Par ailleurs des études ont été menées par les scientifiques, et en abordant le sujet on remarque d'emblée que la propagation est liée à une multitude de phénomènes physiques et pour chacun d'eux il existe tout au plus un "modèle" mathématique (ou physique) qui n'est qu'une ébauche. Quoiqu'il en soit nous essayerons de "faire le tour de la question", sachant bien que la réalité est bien plus compliquée.

Une fois de plus ce chapitre est décrit dans l'esprit "HAREC +", c.-à-d. que vous trouverez toute la matière de l'examen HAREC , "+" une série d'informations que nous pensons être utiles ou indispensables au radioamateur.



7.1. Eléments fondamentaux concernant les ondes électromagnétiques¹

Tout d'abord avant de parler de "la propagation des ondes", il faudrait peut être parler des **ondes** elles-mêmes. Dans nos cours de physique, nous avons rencontré

- les ondes mécaniques, rappelons nous de la corde que l'on agite, la pierre jetée dans l'eau et qui crée une onde à la surface de l'eau,
- les ondes acoustiques, rappelons nous des ondes créées par un diapason, un tuyau d'orgue ou une corde de violon...

Mais ici nous aborderons les ondes électromagnétiques.

7.1.1. Qu'est ce qu'une onde électromagnétique ?

Excellente question à laquelle on pourrait répondre "Une onde électromagnétique, c'est de l'énergie qui voyage...". Mais une façon d'aborder le sujet est de refaire les expériences de Hertz.

7.1.2. Les expériences de Hertz²

C'est Heinrich Hertz (1857-1894) physicien allemand qui a démontré l'existence des ondes électromagnétiques. On peut refaire les expériences de Hertz mais avec du matériel plus moderne, ou plus précisément avec des appareils de radioamateur³.

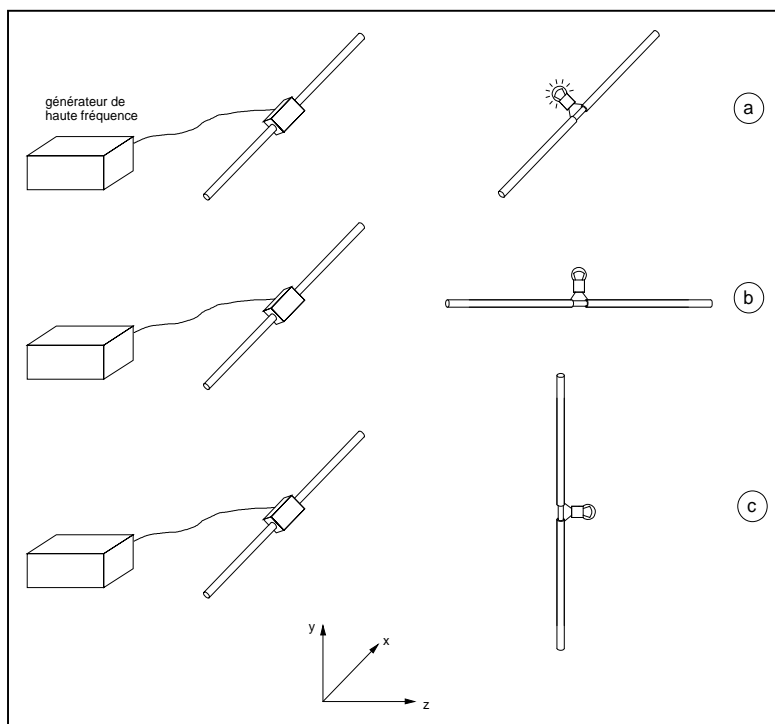
7.1.2.1. L'existence du champ électromagnétique

On utilise une antenne et un générateur de haute fréquence. A une certaine distance de l'antenne, on place un second dipôle avec une petite lampe au centre (figure a). On constate que la lampe s'éclaire ! Et pourtant il n'y a pas de connexion électrique, oh merveille ! Comment expliquer cela ?

Si la lampe s'éclaire c'est qu'il y a un courant qui traverse la lampe, c'est donc qu'il y a des électrons en mouvements.

Ces électrons ne peuvent circuler que le long du dipôle. Et pourtant il n'y a pas de générateur qui puisse mettre ces électrons en mouvements !

Il y a donc un **champ électrique induit dans le dipôle**, et celui-ci met en mouvement des électrons et ces électrons à leur tour font briller la lampe.



Si maintenant on met le dipôle avec l'ampoule perpendiculairement au dipôle d'émission (figure b) : l'ampoule ne s'éclaire pas ! Et si on met le dipôle dans le 3ème axe (figure c), perpendiculaire aux deux

¹ Bien que ce chapitre ne fasse pas partie de la matière à connaître pour l'examen HAREC, il nous a semblé intéressant de commencer ce chapitre par une approche expérimentale.

² Ce paragraphe est un intermède qui n'est pas au programme HAREC.

³ Voir Annexe 1.



autres : l'ampoule ne s'éclaire pas. Le champ électrique est donc une grandeur vectorielle et son sens est parallèle au dipôle d'émission.

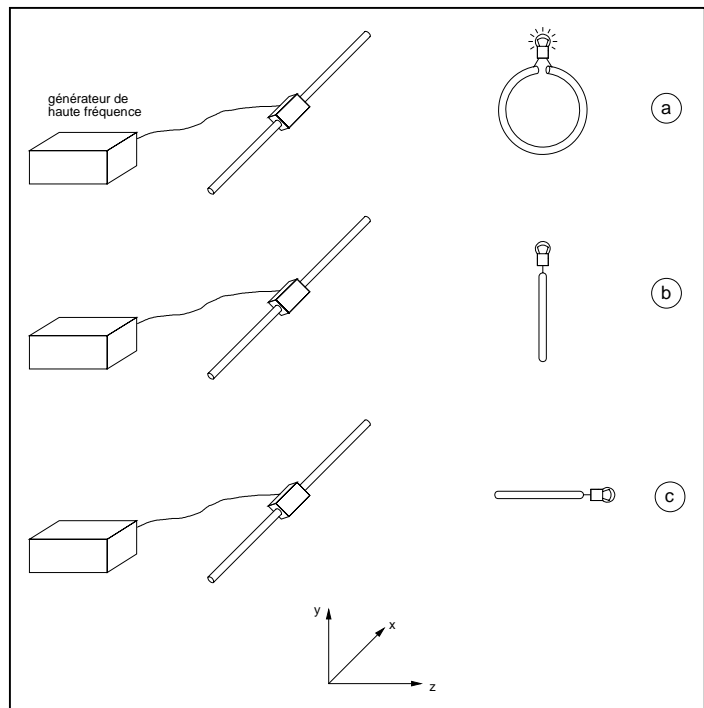
Le dipôle avec la lampe constituent un détecteur de champ électrique. On pourrait faire un détecteur de champ magnétique en faisant une boucle fermée par une ampoule électrique.

On refait la même expérience (figure a). Lorsque la boucle est perpendiculaire au dipôle la lampe s'éclaire, dans les deux autres axes la lampe reste éteinte.

Il y a donc aussi un champ magnétique est perpendiculaire au dipôle et donc ce champ est aussi une grandeur vectorielle !

Nous sommes ici en présence **d'une onde électrique et d'une onde magnétique** qui forment une onde électromagnétique.

Peut-on dissocier les phénomènes ?

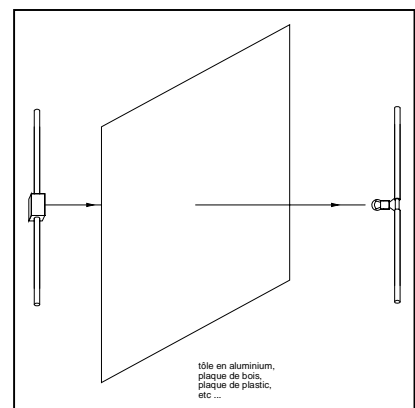


Grâce au montage décrit, on peut encore faire quelques expériences très intéressantes :

7.1.2.2. Certains matériaux laissent passer les ondes électromagnétiques et d'autres pas ...

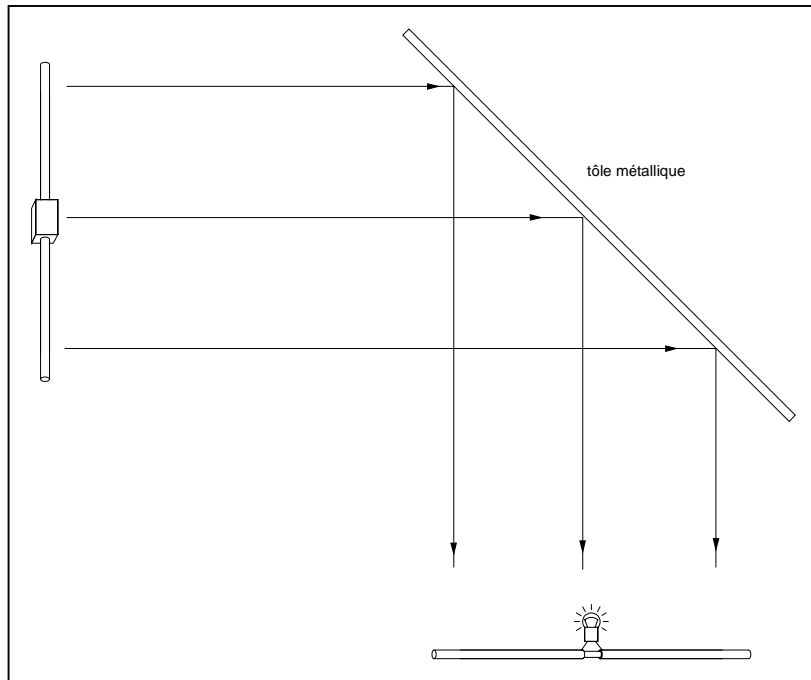
Si on utilise le détecteur de champ électrique par exemple, et si on intercale une tôle en aluminium (1 m x 0,5 m) la lampe s'éteint. Le même phénomène se produit avec une tôle en fer, et aussi avec toutes les tôles métalliques. Ce qui veut dire qu'une plaque métallique ne laisse pas passer les ondes électromagnétiques.

Si on fait la même expérience avec une plaque de bois ou de plastic on constate que les ondes ne sont pas arrêtées par ces matériaux. Il y a donc deux types de matériaux : ceux qui laissent passer les ondes électromagnétiques et ceux qui ne les laissent pas passer.



7.1.2.3. Le phénomène de réflexion

Si on met une antenne et un dipôle détecteur de champ électrique à 90°, la lampe est éteinte. Mais si on place une plaque métallique obliquement à l'antenne, on constate que la lampe s'éclaire à nouveau si le détecteur de champ électrique se trouve dans une position particulière. La plaque réfléchit donc les ondes électromagnétiques, tout comme un miroir réfléchit les ondes lumineuses.



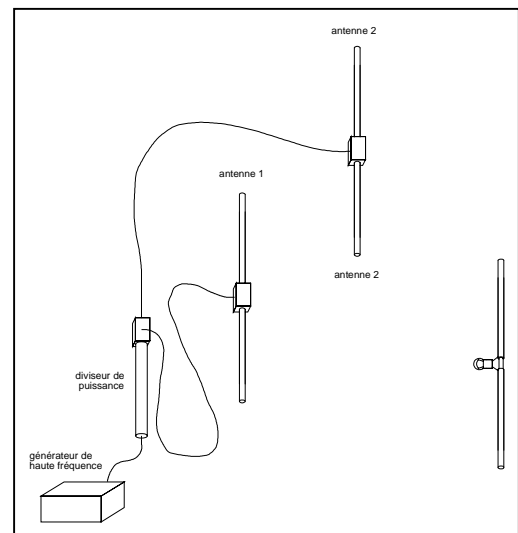
7.1.2.4. Le phénomène d'interférence

Le dispositif peut être légèrement modifié de façon à produire deux sources d'ondes électromagnétiques pour cela le signal est séparé en deux, grâce à un coupleur d'antenne. Pour cette expérience il est plus facile également de disposer les dipôles verticalement.

En promenant un détecteur on remarque des endroits où la lampe éclaire plus fort et d'autres endroits où elle est éteinte.

Ceci s'explique par la combinaison des champs, à certains endroits les champs produits par les antennes 1 et 2 se renforcent à d'autres ils s'annulent.

On peut aussi repérer les distances où la lampe est éteinte. Cette distance est égale à la longueur d'onde.

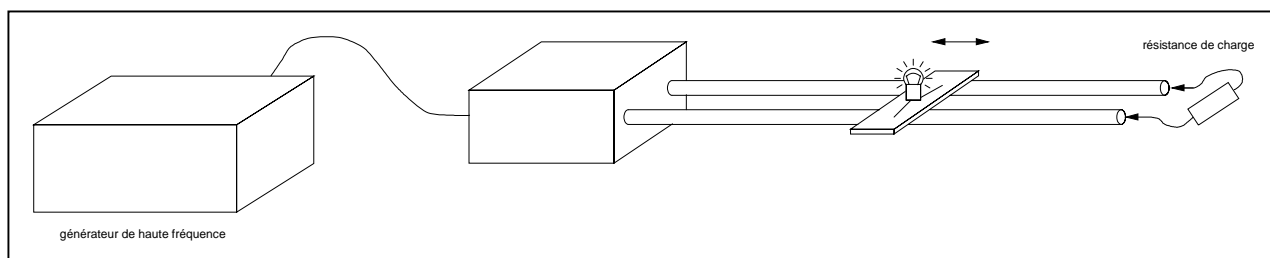




7.1.2.5. La longueur d'onde

Le dispositif suivant est différent : on utilise un générateur de haute fréquence et une ligne de transmission.

En promenant une ampoule le long de cette ligne, on remarque qu'elle s'éclaire à certains endroits et est éteint à d'autres. On trouve donc des nœuds et des ventres de tension. La distance entre deux points où l'ampoule éclaire au maximum est égale à la longueur d'onde. On peut ainsi mesurer la longueur d'onde avec un mètre ruban.



Bien sûr cette méthode n'est pas très précise car on ne peut pas déterminer le maximum d'intensité qu'à 2 ou 3 mm près. Le résultat est le même entre les minimum d'éclairement.

7.1.2.6. La vitesse de la lumière

En faisant le produit de la longueur d'onde et de la fréquence ($c = \lambda f$) on obtient la célérité. Ici aussi, quoique la précision de la mesure soit assez grossière on obtient des résultats spectaculaires.

Et si on fait la même expérience avec d'autres fréquences, on constate ("oh merveille") que le produit est constant dont $c = \lambda_1 f_1 = \lambda_2 f_2 = \lambda_3 f_3 = \lambda_n f_n$ etc ... La vitesse c est donc une constante.

7.1.2.7. Les ondes stationnaires

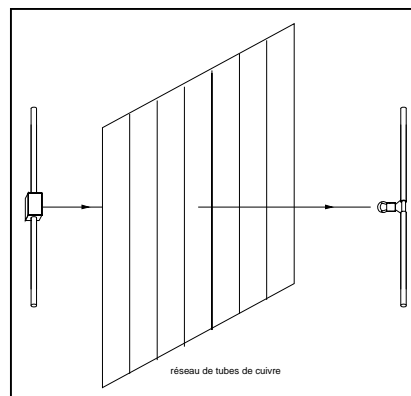
Dans le montage ci-dessus, on charge la ligne avec une résistance. Puis on promène un détecteur de tension électrique (notre ampoule) le long de la ligne. On constate que pour une "certaine" valeur de la résistance de charge il n'y a plus de maximums et des annulations ... On dit que la ligne est adaptée.

Lorsque la ligne est ouverte ou en court-circuit ou terminée par une résistance autre que celle obtenue ci-dessus, il y a des maxima et des minima. On dit que la ligne est désadaptée et qu'il y a un taux d'ondes stationnaires.

7.1.2.8. La polarisation des ondes électromagnétiques

On reprend notre premier montage avec le dipôle et le détecteur de champ électrique. On utilise ensuite un support en bois qui contient plusieurs tubes de cuivre.

Selon la position des tubes de cuivres (position verticale ou horizontale), le détecteur de champ électrique s'allumera ou non. On reproduit exactement le même phénomène que celui produit par un verre polarisé en optique.





7.1.3. Le spectre des ondes électromagnétiques

La "radio" appartient à un ensemble de rayonnements électromagnétiques, cet ensemble comporte également les infrarouges, la lumière visible, les ultraviolets et les rayons X

rayon-X	3×10^5 THz	10 Å et moins
ultraviolet	800 THz à 3×10^5 THz	4000 Å à 10 Å
lumière visible	400 à 800 THz	8.000 à 4000 Å
infrarouge	300 GHz à 400 THz	1 mm à 0,0008 mm
ondes radio	10 kHz à 300 GHz	30.000 km à 1 mm

On sait qu'un Hertz c'est un cycle par seconde⁴.

1 Hertz (Hz) = 1 cycle par seconde (c/s)

mais nous avons aussi des multiples:

$$1 \text{ kiloHertz} = 1 \text{ kilocycles par seconde}$$

$$1 \text{ MégaHertz} = 1 \text{ Mégacycles par seconde}$$

On sait aussi que la distribution de courant domestique et industriel est à 50 Hz et que nos petits émetteurs portables fonctionnent dans la bande des 144-146 MHz, mais 1 Tera Hertz est quelque chose de gigantesque en effet $1 \text{ THz} = 1\,000 \text{ GHz} = 1\,000\,000\,000\,000 \text{ Hz}$! De même pour les unités de longueurs d'onde le mètre et le millimètre tout le monde sait ce que c'est, mais l'Å c'est une mesure que nous n'avons pas l'habitude de manipuler tellement c'est petit ici aussi pour rappel $1 \text{ Å} = 10^{-10} \text{ m}$!

Une onde électromagnétique résulte de l'interaction d'un champ électromagnétique et d'un champ électrique qui sont orthogonaux.

7.1.4. Polarisation des ondes

Par polarisation d'une onde on entend le sens du champ électrique, celui-ci peut être vertical ou horizontal, on parlera de

- la **polarisation verticale** si le sens du champ électrique est vertical.
- la **polarisation horizontale** si le sens du champ électrique est horizontal.

Dans ces cas on dira aussi que l'onde a une polarisation linéaire. On obtient ces polarisations en plaçant simplement un dipôle verticalement ou horizontalement.

Mais le sens du champ électrique peut aussi varier de direction, on dit alors que la polarisation est circulaire et on considérera alors

- la polarisation en sens horlogique, ou de **polarisation circulaire droite**, ou dextrogyre ou de RHP ("Right Hand Polarisation"), ... lorsque le champ électrique tourne dans le sens horlogiqueet,
- la polarisation en sens antihorlogique, ou de **polarisation circulaire gauche**, ou lévogyre ou de LHP ("Left Hand Polarisation"), ... lorsque le champ électrique tourne dans le sens antihorlogique.

On obtient des ondes en polarisation circulaire à l'aide d'antennes hélicoïdales ou en montant 2 antennes perpendiculaires l'une à l'autre et en les alimentant au moyen d'un dispositif spécial

(Voir aussi le chapitre des antennes).

⁴ Les vieux physiciens, les vieux électroniciens et bien sûr les vieux radioamateurs parlent encore en "cycle par seconde" !



7.1.5. Relation longueur d'onde - fréquence

La fréquence f et la longueur d'onde λ sont liées par la relation

$$c = \lambda f = 300\,000\,000 \text{ m/s}$$

dans laquelle c est la vitesse de la lumière⁵ et vaut **299.792.458 m/s** ou grosso modo 300.000.000 m/s, λ est la longueur d'onde en mètre et f est la fréquence en Hertz. Pratiquement cette formule peut être mise sous la forme

$$\lambda_{(m)} = 300 / f_{(MHz)}$$

C'est la formule fondamentale que tout radioamateur doit connaître par coeur et avec laquelle il doit pouvoir jongler. C'est pourquoi nous allons proposer quelques exercices.

Cachez la colonne de droite avec les solutions, faites l'exercice, puis comparez.

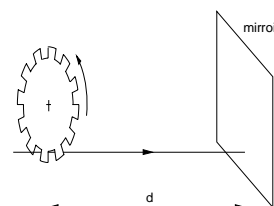
Problème :

$f = 145 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 435 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 1296 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 50 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 621 \text{ kHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 88 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 3,5 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 7 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 14 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 21 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 28 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 12 \text{ GHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 40 \text{ GHz}$, $\lambda = ?$
 $f = 50 \text{ Hz}$, $\lambda = ?$
 $f = 60 \text{ Hz}$, $\lambda = ?$
 $f = 145 \text{ MHz}$, $\lambda = ?$
 $\lambda = 1800 \text{ m}$, $f = ?$
 $\lambda = 160 \text{ m}$, $f = ?$

Solution :

$\lambda = 2,068 \text{ m}$
 $\lambda = 0,689 \text{ m}$
 $\lambda = 0,231 \text{ m}$
 $\lambda = 6 \text{ m}$
 $621 \text{ kHz} = 0,621 \text{ MHz}$ donc $\lambda = 484 \text{ m}$
 $\lambda = 3,4 \text{ m}$
 $\lambda = 85,7 \text{ m}$
 $\lambda = 42,85 \text{ m}$
 $\lambda = 21,42 \text{ m}$
 $\lambda = 14,28 \text{ m}$
 $\lambda = 10,71 \text{ m}$
 $\lambda = 0,025 \text{ m} = 25 \text{ mm}$
 $\lambda = 7,5 \text{ mm}$
 $50 \text{ Hz} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ MHz}$ donc $\lambda = 6\,000\,000 \text{ m} = 6\,000 \text{ km}$
 $\lambda = 5000 \text{ km}$
 $\lambda = 2,068 \text{ m}$
 $f = 0,166 \text{ MHz}$ ou 166 kHz
 $f = 1,875 \text{ MHz}$

⁵ Fizeau a réalisé en 1848 une expérience pour déterminer la vitesse de la lumière : il a fait tourner une roue dentée devant un miroir et il a envoyé un pinceau de lumière dans l'espace d'une dent. Si on ne voit pas la lumière revenir, c'est que le temps de parcours de la lumière est égal au temps de la rotation d'une dent. Ainsi, si la roue à 360 dents, si la distance est de 7500 m et si on observe ce phénomène pour une vitesse de rotation de 27,5 tours/ sec , cela signifie que : si une dent occupe 1/720 ième de tour et $t = \text{angle}/\text{vitesse de rotation} = (1/720)/27,5 = 5,05 \cdot 10^{-5} \text{ sec}$ et donc la vitesse de la lumière est égale à $c = 2 d / t = 2 \times 7500 / 5,05 \cdot 10^{-5} = 2,97 \cdot 10^8 \text{ m/s}$!





Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence complète

(HAREC +)

Dans la littérature on aussi la "longueur d'ondes" pour désigner une bande de fréquence. C'est une approche qui date du début de la radio. Ceci permet tout au plus de savoir de quelle bande de fréquence on parle

à la plage de fréquence ...	correspondent des longueurs d'ondes exactes de ...	mais dans la pratique on parle de la
3,500 à 3,800 MHz	85,71 à 78,94 m	bande des 80 m
7,000 à 7,100 MHz	42,85 à 42,253 m	bande des 40 m
14,000 à 14,350 MHz	21,42 à 20,90 m	bande des 20 m
21,000 à 21,450 MHz	14,28 à 13,98 m	bande des 15 m
28,000 à 29,700 MHz	10,71 à 10,10 m	bande des 10 m
144 à 146 MHz	2,08 à 2,05 m	bande des 2 m
430 à 440 MHz	0,697 à 0,681 m	bande des 70 cm
1240 à 1300 MHz	0,241 à 0,230 m	bande des 23 cm

autres nos bandes radioamateurs, il y a aussi d'autres utilisateurs. En radiodiffusion par exemple, au lieu de donner la longueur de la bande, on parle plutôt en qualifiant la longueur d'ondes de longues moyennes ou courte. Et quand est venue la télévision on a donné des chiffres romains aux bandes.

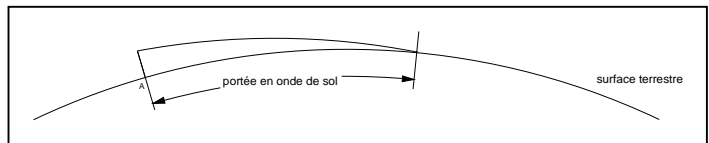
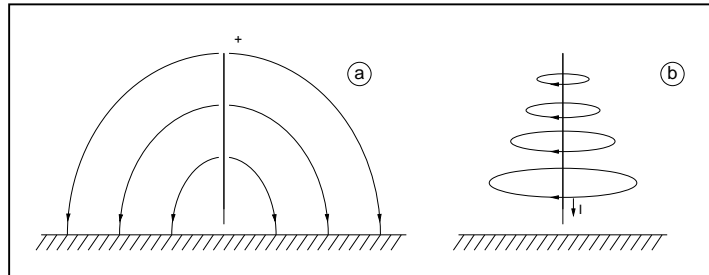
	fréquences	bande des	utilisé pour
ondes longues (OL)	150 à 275 kHz		radiodiffusion, balises, radiophares
ondes moyennes (OM)	520 à 1605 kHz		Radiodiffusion
ondes courtes (OC)	5,850 à 6,410 MHz	49 m	Radiodiffusion
	8,970 à 9,860 MHz	31 m	Radiodiffusion
	11,450 à 12,480 MHz	25 m	Radiodiffusion
	14,670 à 16,000 MHz	19 m	Radiodiffusion
	17,000 à 18,750 MHz	16 m	Radiodiffusion
	20,700 à 22,800 MHz	13 m	Radiodiffusion
télévision VHF	47 à 68 MHz	bande I	
radiodiffusion FM	87,5 à 108 MHz	bande II	
télévision VHF	174 à 230 MHz	bande III	
télévision UHF	470 à 862 MHz	bande IV-V	



7.2. Propagation par ondes de sol

Lorsqu'on examine la formation des ondes pour une antenne verticale, on distingue des lignes de force du champ électrique (fig. a), celles-ci se referment sur la terre, et des lignes de forces du champ magnétiques (fig b) qui sont concentriques à l'antenne.

Ces deux composantes donnent lieu au champ électromagnétique qui se propage en suivant le sol. Ce type de propagation est donc lié à la présence du sol, et à ses caractéristiques (conductivité et coefficient de perméabilité).



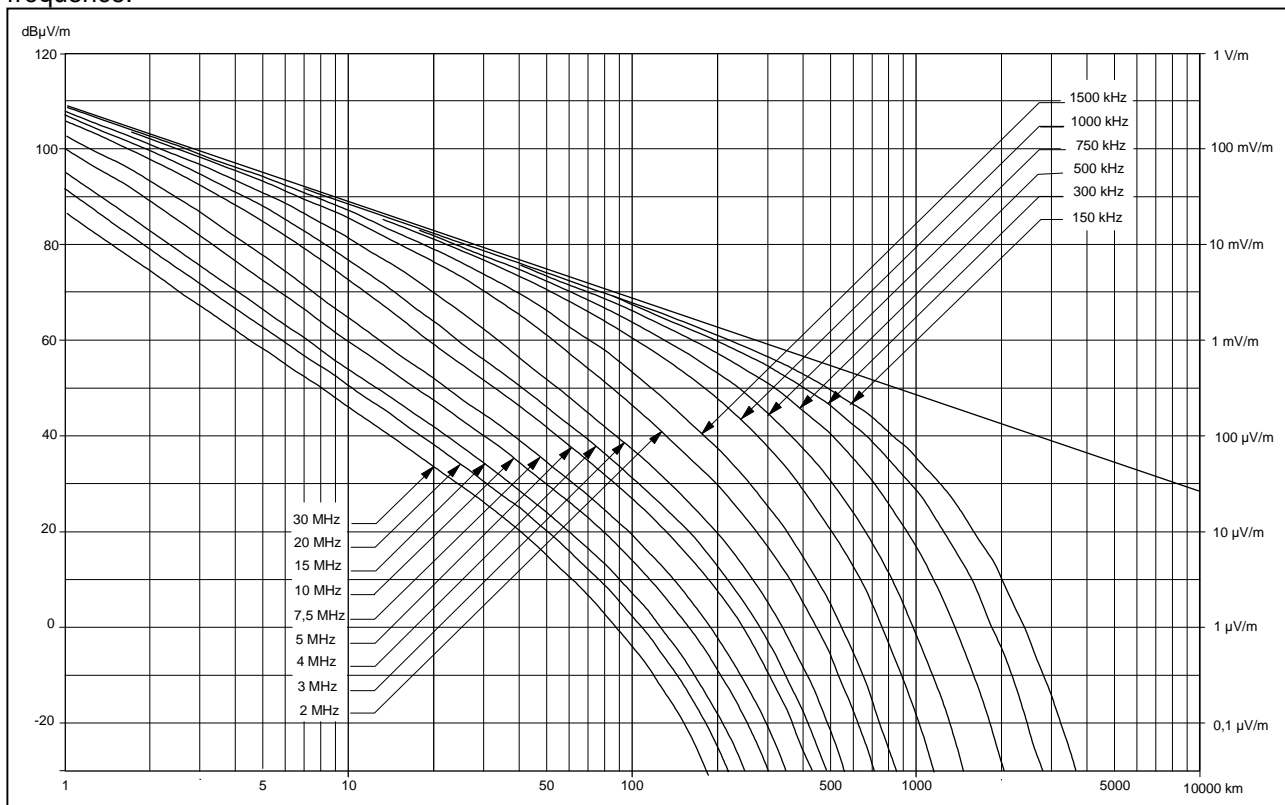
La propagation par onde de sol est produite par des antennes verticales et donc en polarisation verticale, elle n'existe pratiquement pas pour des antennes à polarisation horizontale.

La propagation par onde de sol est essentiellement utilisée en radiodiffusion, pour les OL et les OM. Elle est également utilisée en HF pour des liaisons mobiles où l'antenne la plus appropriée pour être montée sur un véhicule est une antenne verticale ("fouet").

En espace libre, le champ est égal à

$$E_{(mV/m)} = 173 \sqrt{P_e(kW)} (1/d_{(km)})$$

Mais le long de la surface terrestre, le champ diminue plus rapidement. La distance moyenne que l'onde de sol parcourt avant de s'évanouir dépend donc non seulement des caractéristiques du sol, mais aussi de la fréquence.





Il existe des courbes qui donnent le champ en fonction de la distance⁶. Nous avons retenu comme exemple, celle qui donne la propagation pour une bonne conductibilité du sol (conductivité = $\sigma = 20$ mS/m , constante diélectrique $\epsilon = 40$).

Il est important de remarquer que ces courbes donnent des valeurs de champs électriques et sont normalisées pour un émetteur de 1 kW. Un émetteur dont la puissance serait "x" dB au dessus de 1 kW donnera un champ "x" dB au dessus de la valeur du champ exprimée en dB μ V/m.

En modulation d'amplitude, le champ électrique minimum nécessaire pour obtenir un rapport S/B de 26 dB avec une profondeur de modulation de 30 % est de 66 dB μ V/m en OL , 60 dB μ V/m en OM et 40 dB μ V/m en OC⁷.

Ce type de propagation est fortement utilisé pour la radiodiffusion en ondes moyennes par exemple, pour les liaisons entre les navires, pour les liaisons entre véhicules (militaires, par exemple), mais n'est pas utilisé par les radioamateurs pour faire du "DX", la propagation par onde de sol permet tout au plus de faire des contacts "locaux" et essentiellement dans les bandes basses (40, 80 et 160 m).

⁶ Recommandation ITU-R P.368-7

⁷ Recommandation ITU-R BS.703



Applications:

1. Pour la radiodiffusion sur 620 kHz, on souhaite un niveau de 60 dB μ V/m. Quelle est la puissance de l'émetteur afin de couvrir un rayon de 200 km.

Solution

A l'intersection de la courbe 600 kHz et de 200 km on peut lire un champ de 58 dB μ V/m.

Comme il nous faut 60 dB μ V/m, il faudra donc 2 dB de plus que la puissance de référence (1 kW) soit 1,584 kW

2. Quelle est la portée d'une station de radioamateur en SSB, pour une puissance de 100 W et pour les différentes bandes radioamateurs?

Solution

Vu que nous utilisons la modulation SSB on peut ajouter 9 dB à la puissance à cause du gain de modulation (rapport entre AM et SSB). Tout se passe donc comme si nous avions donc 800 W. Arrondissons à 1 kW, ce qui nous évite d'apporter une correction en fonction de la puissance ! Le champ minimum pour les OC est de 40 dB μ V/m. A l'intersection de chaque bande de fréquence et de 40 dB μ V/m, on peut lire le résultat

3,5 MHz	80 km
7 MHz	40 km
14 MHz	24 km
21 MHz	20 km
28 MHz	15 km

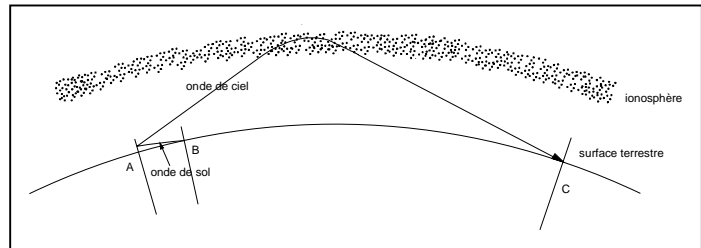
On peut considérer que ces distances sont des valeurs moyennes de la portée par onde de sol pour des stations de radioamateur.



7.3. Propagation ionosphérique en dessous de 30 MHz

Par opposition à l'onde de sol que nous avons vu au paragraphe précédent, il y a aussi la propagation par ondes de ciel, celle-ci utilise les couches ionisées de l'atmosphère.

Pratiquement les communications "DX" établies entre radioamateurs, en dessous de 30 MHz se font par ondes de ciel.



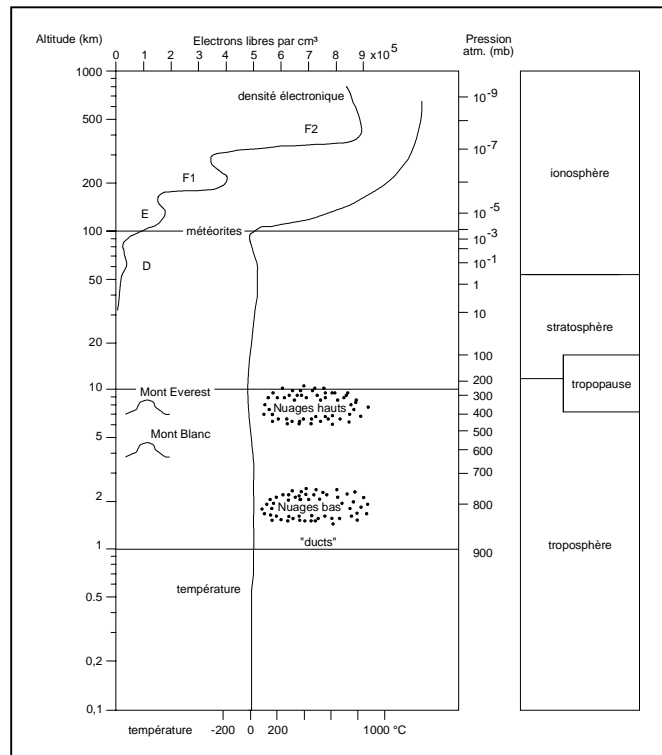
Lorsque l'onde a quitté l'antenne d'émission, elle se dirige vers le ciel où elle rencontre des couches ionisées. Cette région s'appelle l'**ionosphère**. L'ionosphère commence à environ 50 km de la terre et va jusqu'à 400 km. L'ionosphère est en fait un milieu dans lequel l'onde va être réfractée, à tel point que l'onde peut retourner vers la terre.

Les distances que l'on peut atteindre avec les ondes de ciel sont beaucoup plus grandes que celles obtenues avec les ondes de sol.

7.3.1. L'atmosphère

L'atmosphère peut être divisée en plusieurs zones :

- la troposphère qui s'étend de 0 à 10 km, et dans laquelle ont lieu la plupart des phénomènes météorologiques (nuage, pluie, ...). Le sommet du Mont Everest est encore dans l'atmosphère ... C'est cette couche qui nous intéressera plus tard pour l'étude de la propagation en VHF-UHF.
- la stratosphère
- l' **ionosphère** qui s'étend de 50 à 100 km et qui est caractérisée par une pression relativement basse (de 1 à 10^{-9} millibar), par des températures allant de 20 à 1000°C et par la présence d'électrons libres avec une densité de 1 à 10×10^5 électrons par cm^3 . C'est cette couche qui nous intéresse pour la propagation dans les bandes décamétriques.





7.3.2. L'ionosphère

L'ionosphère est la partie la plus haute de l'atmosphère, elle s'étend de 60 à 1000 km d'altitude et elle est soumise aux rayonnements solaires, ce qui a pour effet de les ioniser.

L'ionosphère se compose de couches de densités électroniques fort différentes, que l'on peut décomposer en :

- la **mésosphère** : c'est une couche composée d'ozone et qui s'étend de 50 à 85 km,
- la **thermosphère** qui est une zone qui agit principalement en absorption des rayons ultraviolets de longueur d'onde inférieure à 2000Å et
- l'**exosphère** qui s'étend entre 600 et 1000 km qui est composée presque uniquement d'hydrogène et dont la densité est très faible.

Lorsqu'une onde passe d'un milieu vers un autre, il se produit, comme en optique, un phénomène de réfraction qui répond à la loi de Descartes. Pour l'air normal, au niveau de la mer, et pour des conditions de température et de pressions moyennes $n = 1,000300$, tandis que pour l'ionosphère on peut dire que :

$$n = \sqrt{1 - \frac{81 N}{f^2}}$$

où N est la densité d'électrons par cm^3
f est la fréquence exprimée en kHz...

Cette relation montre que le phénomène de réfraction est lié à la densité électronique et à la fréquence.

L'atmosphère est essentiellement composée d'oxygène et d'azote avec des traces d'hydrogène, d'hélium et d'autres gaz. Ces gaz sont habituellement neutres, mais lorsqu'ils sont soumis aux rayonnements ultraviolets du soleil, des électrons peuvent être libérés et les atomes sont chargés positivement. Ces atomes chargés positivement sont appelés ions et le processus qui les crée est appelé **ionisation**. Les ions et les électrons libres ont par la suite tendance à se recombiner pour reformer un atome électriquement neutre.

Les différentes couches ont reçu des lettres pour les désigner.

La **couche D** est la plus basse, elle est située dans une partie relativement dense de l'atmosphère entre 50 et 88 km (= 30 à 55 miles). Les ions formés dans cette région ont une durée de vie très courte, ils se recombinent avec des électrons libres pour redevenir rapidement des atomes neutres. Le degré d'ionisation dépend fortement de la manière dont la lumière solaire frappe cette couche. A midi, l'ionisation est proche de son maximum et au coucher du soleil elle disparaît.

La couche D n'affecte pas la réfraction des ondes radio. L'effet principal de la couche D est d'absorber l'énergie des ondes radio. Lorsqu'une onde radio traverse la couche D elle libère une partie de son énergie aux ions. Les fréquences basses sont plus absorbées que les fréquences élevées. L'absorption augmente aussi avec le degré d'ionisation donc aussi, l'absorption sera plus prononcée à midi, et l'absorption est responsable pour les portées relativement courtes dans les bandes inférieures (160, 80 et 40 mètres).

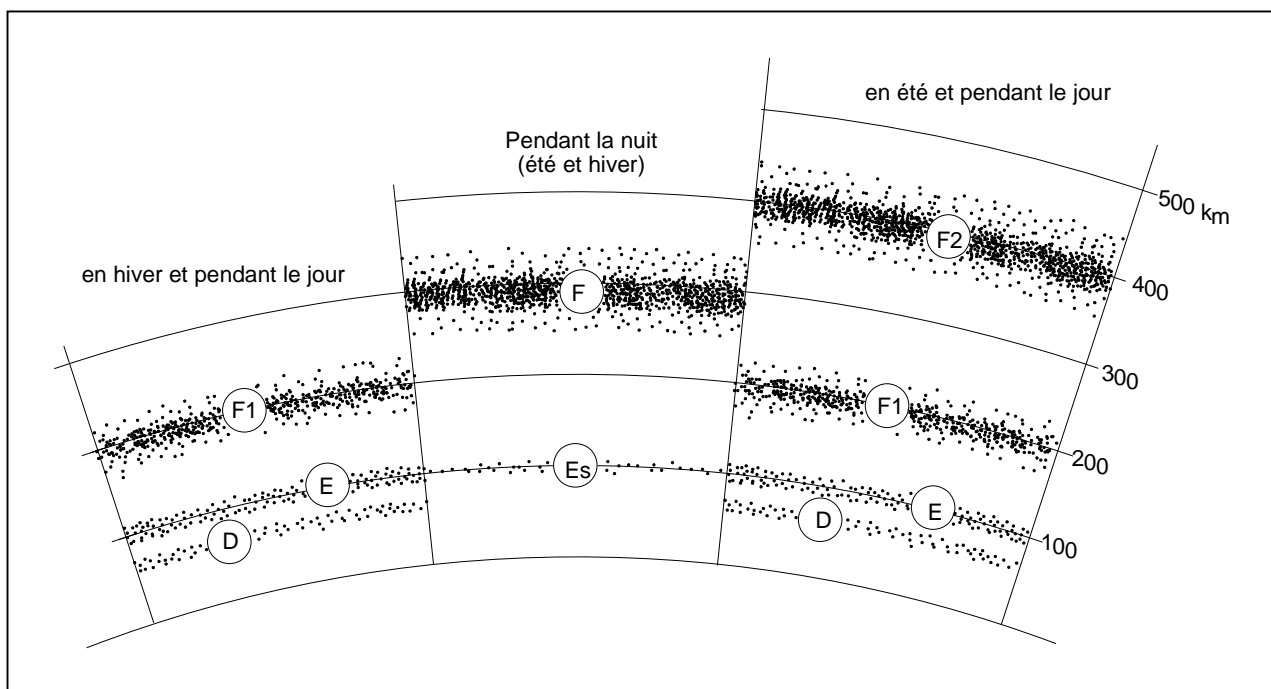
Ensuite vient la **couche E** qui apparaît à environ 100 km (= 60 à 70 miles) A cette hauteur, l'atmosphère est encore assez dense et l'ionisation produite par le soleil ne dure pas longtemps. La couche E va réfracter les ondes uniquement pendant les heures diurnes. Comme la couche D, la couche E atteint une ionisation maximum vers midi et tôt dans la soirée, l'ionisation redevient très faible. L'ionisation atteint un minimum juste avant le lever du soleil. En utilisant la réfraction sur la couche E, une onde peut atteindre au maximum 2000 km en un bond.

La **couche F** est responsable des communications à grande distance. C'est une couche très vaste qui va de 160 à 420 km en fonction de la saison de l'heure et de l'activité solaire. L'ionisation atteint un maximum juste après midi, et diminue graduellement après le coucher du soleil. A cette altitude les électrons et les ions se recombinent lentement, de telle façon que la couche F reste ionisée même pendant la nuit, atteignant un



minimum juste avant le lever du soleil. Après le lever du soleil, l'ionisation augmente rapidement pendant les premières heures, puis plus lentement pour atteindre un maximum vers midi.

Pendant la journée la couche F se divise en deux couches **F1 et F2** avec des centres respectivement aux environs de 224 et 320 km . Mais ces altitudes peuvent varier avec la saison, à midi en été la couche F2 peut se situer à 480 km. Pendant la nuit, les deux couches F se recombinent. La couche F1 n'intervient pas fortement dans les communications radioamateur à longue distance. En un seul bond, l'onde radio peut atteindre 4000 km par réfraction sur la couche F2.



Un petit tableau pour résumer :

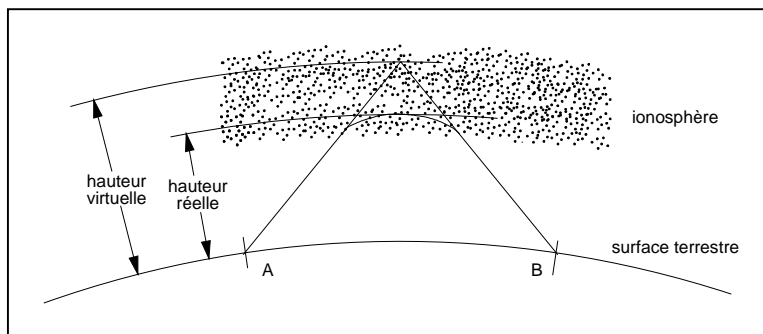
	de jour	de nuit
couche D	50 à 90 km	disparaît
couche E	env. 100 km	disparaît
couche F1	env. 250 km	se recombinent
couche F2	entre 300 et 400 km	



7.3.3. Hauteur virtuelle et fréquence critique

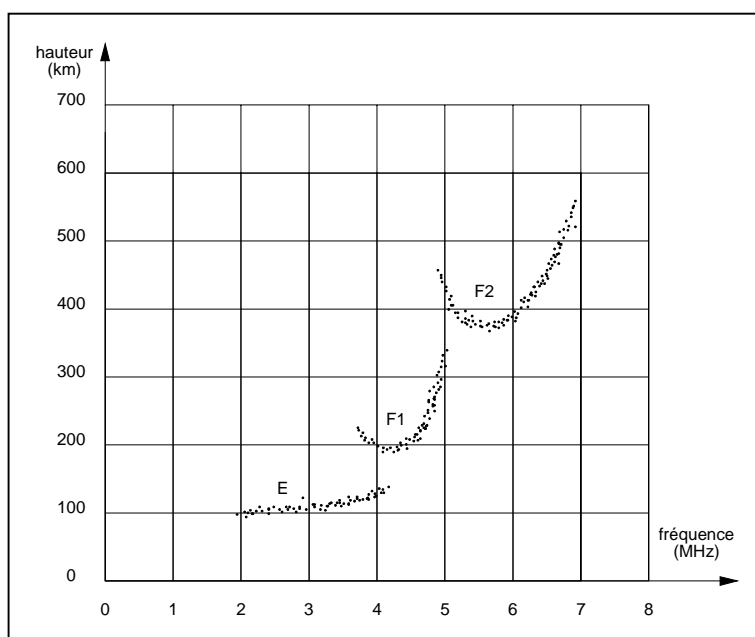
Lorsque l'onde atteint une couche ionisée elle subit une réfraction, ce phénomène est progressif.

Toutefois on considère le phénomène comme une réflexion (comme en optique) et on définit une **hauteur virtuelle**, qui serait celle où une réflexion donnerait les mêmes effets au sol (même distance).



La hauteur virtuelle peut se mesurer à l'aide d'une sonde ('ionosonde'). On envoie une série d'impulsions vers le ciel (antenne pointée vers le ciel) et on mesure le temps entre l'émission et la réception de l'onde réfléchi. Cette mesure de temps est convertie en distance, ce qui permet de mesurer la hauteur virtuelle et d'obtenir un diagramme appelé ionogramme.

Un ionogramme se présente comme indiqué ci-contre. On distingue nettement 3 niveaux de réflexions, respectivement sur les couches E, F1 et F2.



On remarque qu'il y a des réflexions entre 2 et 6,9 MHz (environ). Dans ce cas on dit que la **fréquence critique** est de 6,9 MHz.

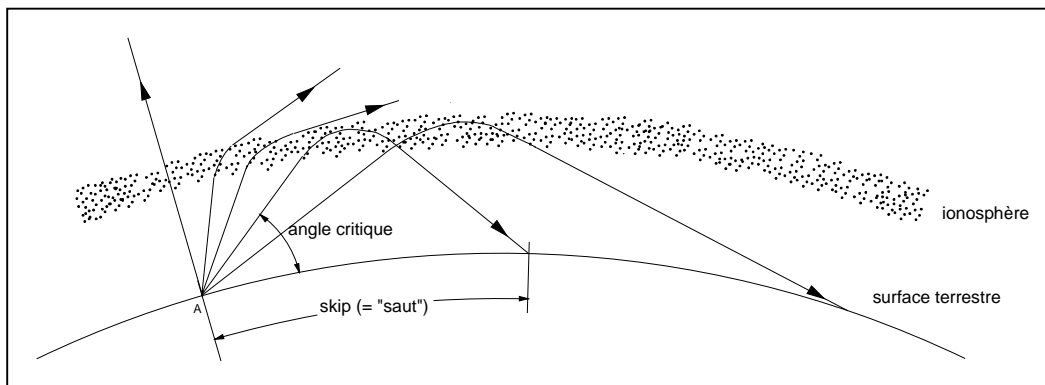
Si on dépasse la fréquence critique, l'onde n'est plus réfléchi, mais elle passera au travers des couches⁸.

⁸ Puisque ces courbes représentent des situations typiques, ce serait donc la catastrophe pour les communications à longue distance au-delà de quelques 8 MHz ! PAS DE PANIQUE ! Ce que nous venons de voir ici est une réflexion pour une onde qui part perpendiculairement à la surface de la terre (l'antenne "pointe" vers le ciel), toutefois, nos antennes ne pointent pas vers le ciel, mais plutôt à l'horizon. Et le § 7.3.4. va nous montrer qu'il est possible d'utiliser des fréquences supérieures pour réaliser des liaisons ionosphériques.



7.3.4. Angle de radiation, angle critique et distance du bond

La mesure de la hauteur des couches nécessite une antenne qui rayonne vers le ciel, toutefois, pour établir des communications on utilise des antennes polarisées verticalement ou horizontalement et au-delà de la fréquence critique et pour un certain angle il peut y avoir également des réfractions.

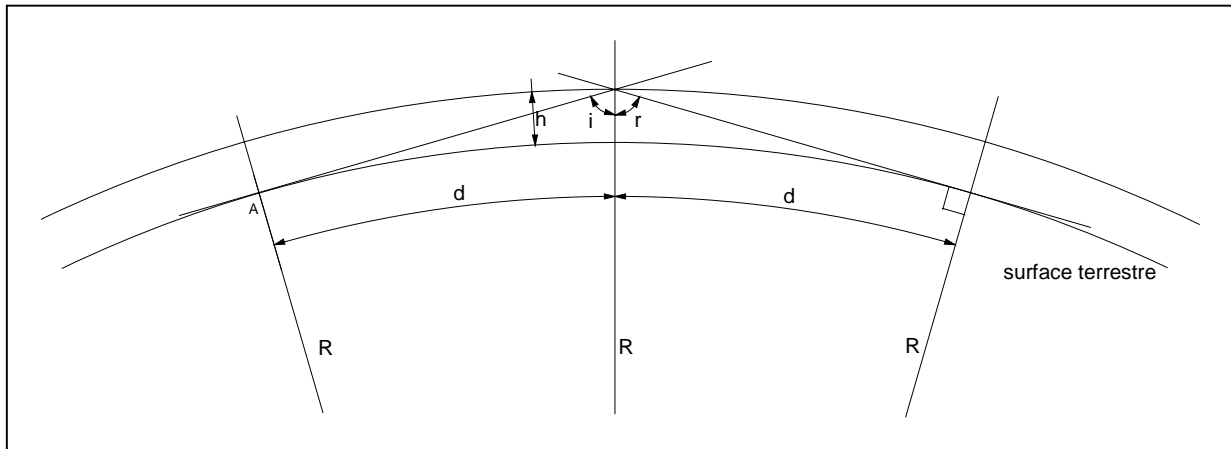


Le plus grand angle de radiation qui permet à l'onde de revenir vers la terre, pour des conditions ionosphériques données, est appelé **angle critique**⁹.

⁹ On comprend dès lors l'importance du choix de l'antenne. Il est évident que si la plus grande partie de l'énergie rayonnée est dirigée vers le ciel, cette énergie va passer au travers des couches ionisées et ne sera jamais réfléchi vers la terre. Il faudra donc, dans la mesure du possible, que l'antenne fournisse la plus grande partie de son énergie dans un angle inférieur (ou égal) à l'angle critique. D'où l'importance de l'angle de départ et de l'angle d'ouverture (dans le sens vertical) des antennes. Quelques exemples :

<p>a) un dipôle pour la bande 80 m, même s'il est monté à 18 m du sol (ce qui pour une station d'amateur semble "élevé"), n'est en réalité qu'à 0,2 λ. Cette antenne envoie pratiquement toute son énergie dans un angle qui va de +30° à +150°, elle "tire" donc plus vers le ciel que vers l'horizon.</p>	<p>b) une antenne yagi 3 éléments pour la bande 20m, installée sur un pylône de 18 m du sol et avec un sol "moyen" se trouve à un peu moins de 1 λ du sol. Cette antenne possède un angle de départ de l'ordre de 15° et un angle d'ouverture de 16°. Cette antenne n'envoie qu'une très faible partie de sa puissance au zénith.</p>	<p>c) un quart d'onde (quelle que soit la bande ...), avec un sol "moyen" est caractérisé par un angle de départ de 26° et un angle d'ouverture est de 44°. La puissance qui est envoyée vers le ciel est pratiquement nulle.</p>	<p>d) et avec une 5/8 d'onde ... l'angle de départ est de 16°, l'angle d'ouverture est de 26°. Toutefois, on voit apparaître un second lobe.</p>

Toutes ces modélisations ont été faites avec EZNEC, un sol "réel" selon le modèle "MININEC".



Il est possible de calculer la distance maximum que l'on peut réaliser en cas de réflexion sur les couches ionisées en connaissant la hauteur de la couche. Pour cette évaluation, on supposera que la hauteur de l'antenne est faible (par rapport à hauteur de la couche ionisée), que la réflexion se fait de façon parfaite en un point (comme s'il s'agissait d'un miroir...), que l'antenne est pointée à l'horizontale (c.-à-d. que son angle de départ est voisin de 0°). Dans ce cas, la résolution du triangle permet de calculer:

$$D_{\max} = 2 d = 2 R \text{ arc cos } (R / R + h)$$

avec R = rayon de la terre soit 6371 km

Lorsqu'on fait ce calcul il faut bien sûr mettre la calculatrice en mode "radian", en effet le calcul de la distance consiste à calculer la longueur de la circonférence intercepté par un certain angle !

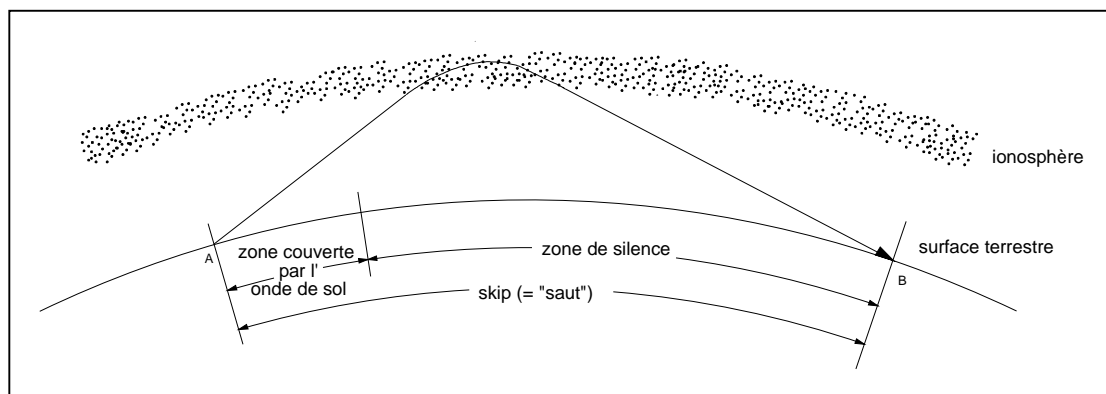
Faisons une rapide évaluation pour les couches E, F1 et F2 :

- réflexion sur la couche E à une hauteur de 100 km $D \approx 2200$. km
- réflexion sur la couche F1 à une hauteur de 224 km $D \approx 3300$ km
- réflexion sur la couche F2 à une hauteur de 320 km $D \approx 4000$ km

Il s'agit bien sûr "d'une évaluation" de la distance du bond.

7.3.5. Zone de silence

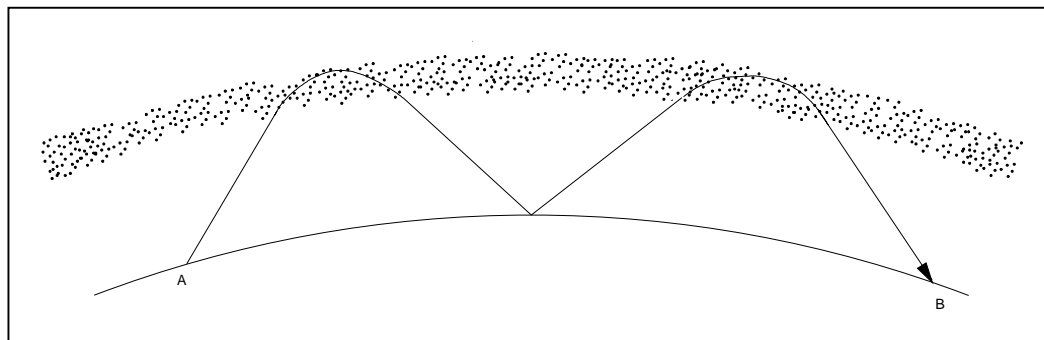
Si on considère la combinaison de la propagation de sol et la propagation ionosphérique, il y a une zone où la distance est telle qu'elle soit supérieure à la portée par onde de sol et inférieure à la distance où se produit la réception de l'onde réfléchi par l'ionosphère. Cette zone s'appelle **zone de silence**.





7.3.6. Réflexions multiples

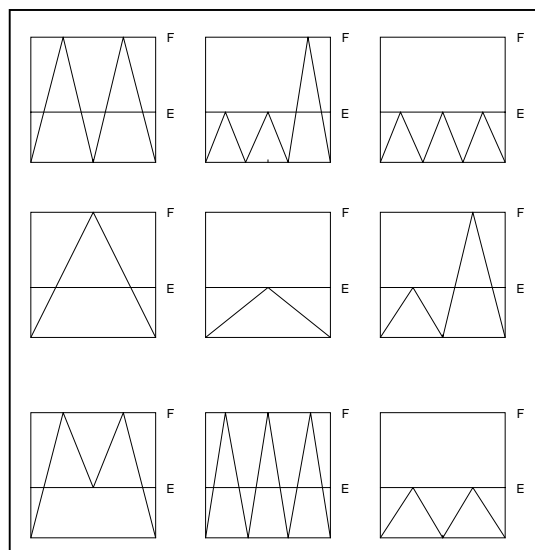
On peut bien sûr avoir une propagation avec une seule réflexion sur la couche E, ce type de propagation est désigné par **1E**, ou une propagation avec une seule réflexion en sporadique E est désigné par **1Es**.



Mais on peut aussi avoir des modes multiples, on peut avoir une propagation avec une deux réflexions sur la couche E, on désigne cette propagation par **2E**, une propagation avec trois réflexions sur la couche F par **3F**.

On peut aussi avoir la combinaison d'une réflexion sur la couche F suivit d'une réflexion sur la couche E, on parle alors de **1F1E**. Ceci s'explique simplement parce qu'à l'endroit de la première réflexion il n'y a pas de couche E, tandis qu'à l'endroit de la deuxième réflexion cette couche existe. De la même manière, la combinaison d'une réflexion sur la couche F suivit d'une réflexion sur la couche Es, elle même suivie d'une réflexion sur la couche F se désigne par **F(Es)F**, etc.

La figure ci-contre représente différentes situations typiques.





7.3.7. Fading

Le fading ou l'évanouissement est un terme utilisé pour décrire des variations du signal reçu. Le fading peut être occasionné par un phénomène naturel tel que des variations des hauteurs des couches ionisées ou des variations d'absorption.

Le fading peut aussi être occasionné par l'homme, par exemple, le passage d'un avion (dans le voisinage de l'antenne de réception) peut créer un signal qui varie rapidement.

7.3.7.1. Trajets multiples ou "multipath" :

La cause la plus commune de fading est la propagation selon des trajets multiples. A l'émission l'onde emprunte plusieurs chemins pour arriver au récepteur. Comme les trajets sont différents, les amplitudes et les phases sont également différentes. A la réception les différentes composantes reçues peuvent s'annuler ou se renforcer, d'où le fading.

Ce phénomène se rencontre en HF, l'onde émise peut par exemple être partiellement réfléchi par une couche de l'ionosphère et partiellement par une autre couche.

Le phénomène peut aussi se rencontrer en VHF-UHF et plus particulièrement en "mobile", le signal reçu peut provenir de plusieurs source différentes (voir plus loin) on appelle cela alors du "flutter".



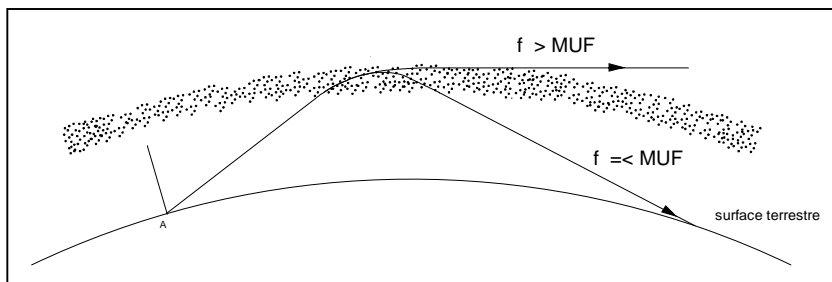
7.3.7.2. Fading sélectif

On parle de fading sélectif lorsque le phénomène affecte une fréquence particulière



7.3.8. Fréquence maximale utilisable ou MUF

La fréquence critique est certes très importante, mais les radioamateurs sont plutôt intéressés à la plage de fréquence qui permet de réaliser des liaisons. Ce que la plupart des radioamateurs désirent connaître est la fréquence maximale utilisable ou **MUF** ("Maximum Usable Frequency") pour une distance et pour une certaine heure.



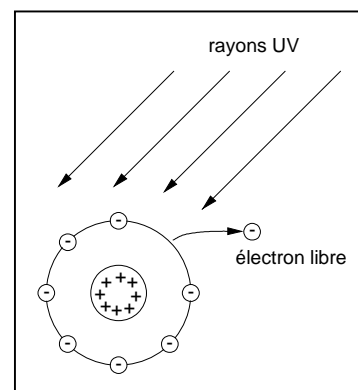
La MUF est la fréquence la plus élevée qui permet à une onde d'atteindre la destination par réflexion sur les couches E ou F. Si la fréquence est supérieure à la MUF, l'onde va traverser les couches ionisées et ne va pas être réfléchi par l'ionosphère. La MUF change en fonction des saisons, mais aussi pendant la journée.

Si nous connaissons la MUF, nous pouvons prévoir quelle est la bande de fréquence qui nous donnera le plus de chances de faire un contact avec une station déterminée.

Si, pour contacter un endroit à une heure précise la MUF est de 17 MHz, cela signifie que la meilleure bande pour tenter le contact est la bande des 14 MHz (20 mètres).

7.3.9. Activité solaire et propagation des ondes

Comme nous avons déjà expliqué plus haut, le soleil joue un rôle primordial dans l'ionisation des différentes couches. Les rayons UV ont une énergie telle qu'ils peuvent arracher des électrons aux atomes d'oxygène de la haute atmosphère. Voir figure ci-contre, le cas d'un atome d'oxygène (numéro atomique = 8).



Mais les manifestations du soleil sur notre terre sont diverses. Le jour et la nuit sont déterminés par la terre qui tourne autour du soleil, de même que les saisons dans l'année. Les conditions de propagations sont donc fatalement liées à ces variations.

Il y a aussi des cycles solaires plus longs et plus courts qui affectent la propagation d'une manière sont beaucoup moins évidente.

La durée d'une rotation solaire est de **27 jours**, et dans certains cas on observe une corrélation entre la propagation à 27 jours d'intervalle.

Etudier, ou prévoir la propagation est donc une science liée aux connaissances de l'activité solaire. C'est une science très vaste, très complexe qui sort du cadre du présent ouvrage, mais nous essayerons d'en tracer quelques grandes lignes:

L'énergie du soleil réside essentiellement dans des phénomènes thermonucléaires de transformation de l'hydrogène en hélium. La température superficielle du soleil est d'environ 5750 °C, la température interne est de plusieurs millions de °C. Le soleil est situé à environ 149,5 millions de km de la terre (il faut donc 8 minutes pour que la lumière atteigne la terre !) et le diamètre du soleil est de 1,390 millions de km.



Il y a plus de mille ans on découvrait que la surface du soleil était "tachée", mais ce n'est que depuis 1749 que l'observatoire de Zurich en Suisse tient le registre. A cette époque H. Wolff était directeur de l'observatoire et c'est tout naturellement que le nombre de **taches solaires** s'appela "**nombre de Wolff**" (ou "sunspots" en anglais).

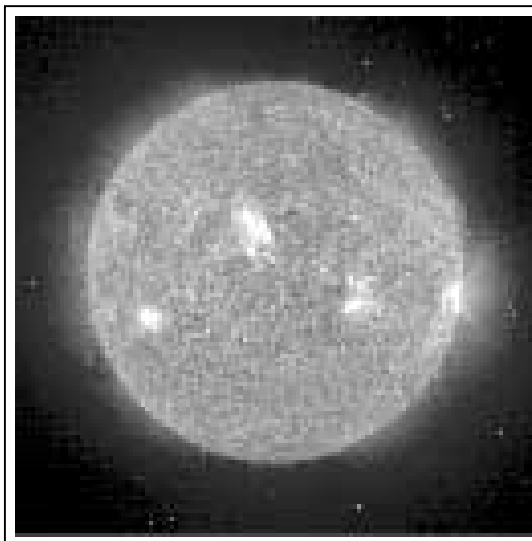
$$R = k (t + 10g)$$

où k est un facteur qui dépend de l'observatoire (c'est un coefficient de correction)

t est le nombre de taches solaire

g est le nombre de groupes de taches

Le dénombrement des taches dépend bien sûr de la qualité des optiques utilisées¹⁰, mais aussi des observateurs, ainsi certains observateurs trouveront des taches là où d'autres ne voient rien. Les nombres de Wolff sont comparés entre les divers observatoires et des moyennes sont faites.



D'une façon historique, le cycle datant de 1755 est appelé le cycle solaire numéro 1. Depuis cette date, tous les jours on note l'activité solaire, on fait de moyenne mensuelle, et des moyennes annuelles.

D'après les observations, les cycles solaires ont une période de **11 ans en moyenne**, mais ils peuvent aussi atteindre 9 ou 13 ans. Lorsque le cycle est à son maximum, l'ionisation dans l'atmosphère est également au maximum.

Au lieu de mesurer l'activité solaire par le nombre de taches, on peut aussi mesurer le **flux radioélectrique solaire**. L'unité de mesure est le Watt par mètre carré pour une bande passante de 1 Hz. Au départ la mesure était faite à 2800 MHz, car on utilisait des récepteurs de récupération de l'armée... mais des relevés sont aussi fait sur 245 MHz, 410 MHz, 606 MHz, 1415 MHz, 2695 MHz, 4995 MHz, 8800 MHz et 14500 MHz.

L'observation a montré un parallélisme entre le nombre de Wolff et le flux solaire :

Nbre de Wolff	0	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200	
Flux solaire	67	80	95	112	130	150	165	185	205	225	245	

En première approximation

$$\text{Flux Solaire} \approx 67 + (0,88 \times \text{Nbre de Wolff})$$

Un flux solaire important signifie de bonnes conditions de propagation

de 60 à 70	mauvaise condition sur 20 m et au-delà
de 90 à 110	bonne propagation jusque 24 MHz
plus de 120	bonne condition sur 28 MHz et même en 50 MHz
plus de 200	bonne condition en 50 MHz

Toutefois, il existe un retard de 2 à 3 jours entre l'apparition d'un flux solaire favorable et les conditions de propagation effectives.

¹⁰ **ATTENTION** : Malgré que nous parlions d'optique ici, il ne faut pas regarder le soleil avec des jumelles ou avec un télescope. Pour l'observation des taches solaires, on projette l'image obtenue sur une feuille de papier et sur cette feuille de papier on redessine les taches solaires.



La station WWW émet des impulsions horaires sur 1,5 , 5, 10, 15 et 20 MHz. Ces signaux peuvent être utilisés pour le calibrage en fréquence. Mais toute les heures et 18 minutes WWW émet des informations sur l'activité solaire.

7.3.10. Vent solaire et propagation des ondes

C'est un paramètre qui a surtout été étudié ces 30 dernières années. Le vent solaire varie de 300 à plus de 700 km/s avec une moyenne de l'ordre de 400 km/s. Un vent solaire élevé provient des trous dans la couronne solaire. Un vent solaire important modifie le champ magnétique terrestre.

7.3.11. Activité géomagnétique de la terre et propagation des ondes

L'activité géomagnétique de la terre influence également les conditions de propagation. Cette activité est mentionnée par 2 indices :

L'**indice K** est une mesure logarithmique, il est mesuré sur une période 3 h et varie de 0 à 9 :

0 à 2	conditions géomagnétiques calmes, peu de bruit de fond, peu de QRN
3	conditions géomagnétiques changeantes ou agitées
4	conditions géomagnétiques actives
5 à 6	lors d'un orage magnétique
7 à 9	orage magnétique majeur avec probablement des périodes de silence radio total

L'**indice A** est une mesure du magnétisme terrestre mesuré sur une période de 24 h. Cet indice peut varier de 0 à 400. Plus il est grand, plus les petits signaux seront absorbés par l'ionosphère. Une valeur de 15 indique de bonnes conditions, une valeur de 30 indique de mauvaises conditions de réflexion via la couche F2.

< 10	conditions géomagnétiques calmes, peu de bruit de fond, peu de QRN
10 à 20	conditions géomagnétiques changeantes ou agitées
20 à 40	Bruit de fond important et apparition d'aurores boréales



7.3.11. Sudden Ionospheric Disturbance ou perturbations solaires soudaines

Un des phénomènes qui peut rompre soudainement les transmissions par ondes de ciel sont les sursauts solaires, il s'agit d'une grande éruption d'énergie et de matériau de la surface solaire qui entraîne une importante augmentation de la luminosité et aussi de la quantité de rayons UV.

La fréquence d'apparition des sursauts solaires augmente avec l'activité solaire.

Ce phénomène encore appelé "Sudden Ionospheric Disturbance" ou "SID" affecte principalement la couche D qui devient tellement absorbante que toute l'énergie est absorbée. Les bandes basses sont généralement affectées en premier lieu et les communications peuvent parfois encore être possible sur les bandes hautes. Un sursaut solaire peut durer de quelques minutes à quelques heures.

7.3.12. Geomagnetic Disturbances

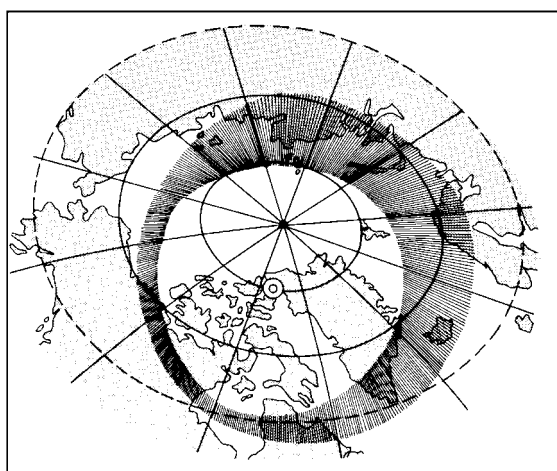
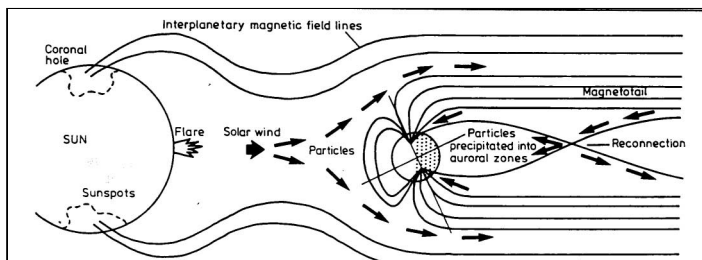
Un autre phénomène qui accompagne les sursauts solaires est l'émission de particules chargées qui atteignent la terre après 20 à 40 heures. Lorsqu'elles arrivent près de la terre ces particules sont déviées vers les pôles, l'effet en est donc plus marqué au pôle qu'à l'équateur.

La couche F semble disparaître et les communications à longue distance sur les fréquences les plus hautes sont affectées très fortement.



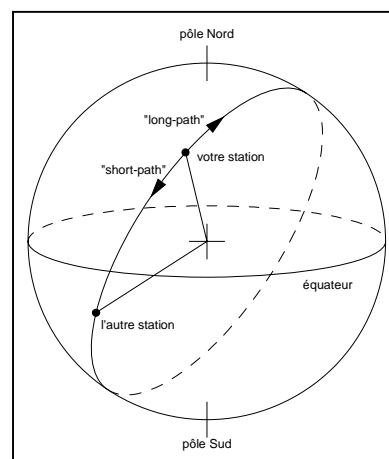
7.3.13. Les aurores boréales

Les aurores boréales ont un effet néfaste sur la propagation dans les bandes décamétriques. Par contre nous verrons plus loin qu'elles peuvent donner lieu à des propagations à grande distances en VHF-UHF.



7.3.14. Long path et Short path

La propagation a lieu habituellement le long d'un arc de grand cercle passant par les points concernés. Habituellement le chemin le plus court ou "**short path**" donne le meilleur résultat, mais il se peut que si chaque station tourne ses antennes de 180° les conditions de propagations soient meilleures c'est ce qu'on appelle le "**long path**". La propagation par long path n'est utilisable que pour des stations situées plus ou moins aux antipodes. Pour ce qui nous concerne les zones concernées sont





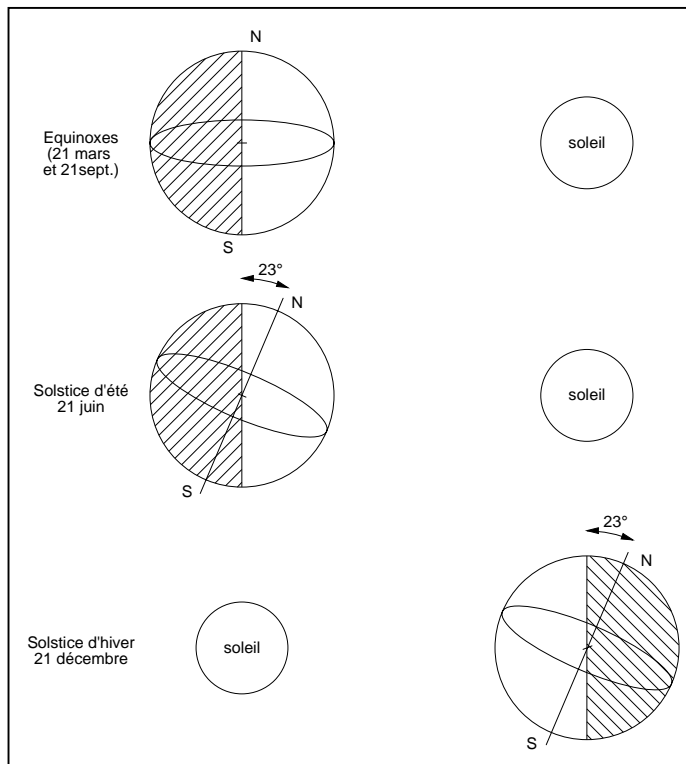
7.3.16. Propagation le long de la ligne de pénombre

La ligne de pénombre¹¹ est une ligne, ou plutôt une zone, sur la surface de la terre qui sépare le jour de la nuit. La figure ci-contre illustre cette ligne.

D'un côté de la terre la ligne de pénombre représente une transition du jour vers la nuit ("sunrise"), de l'autre au côté au contraire, elle représente un passage de la nuit vers le jour ("sunset").

La propagation dans une direction perpendiculaire à la ligne de pénombre est très efficace car la couche D disparaît du côté du coucher du soleil et n'a pas encore eu le temps de se former le long du côté lever du soleil.

La ligne de pénombre est exactement verticale (Nord-Sud) aux Equinoxes (21 mars et 21 septembre) et elle est inclinée de 23° au maximum aux Solstices d'été (21 juin) et d'hiver (21 décembre). L'angle où la propagation est la plus favorable varie donc au cours de l'année et le signe de cet angle varie entre le jour et la nuit.



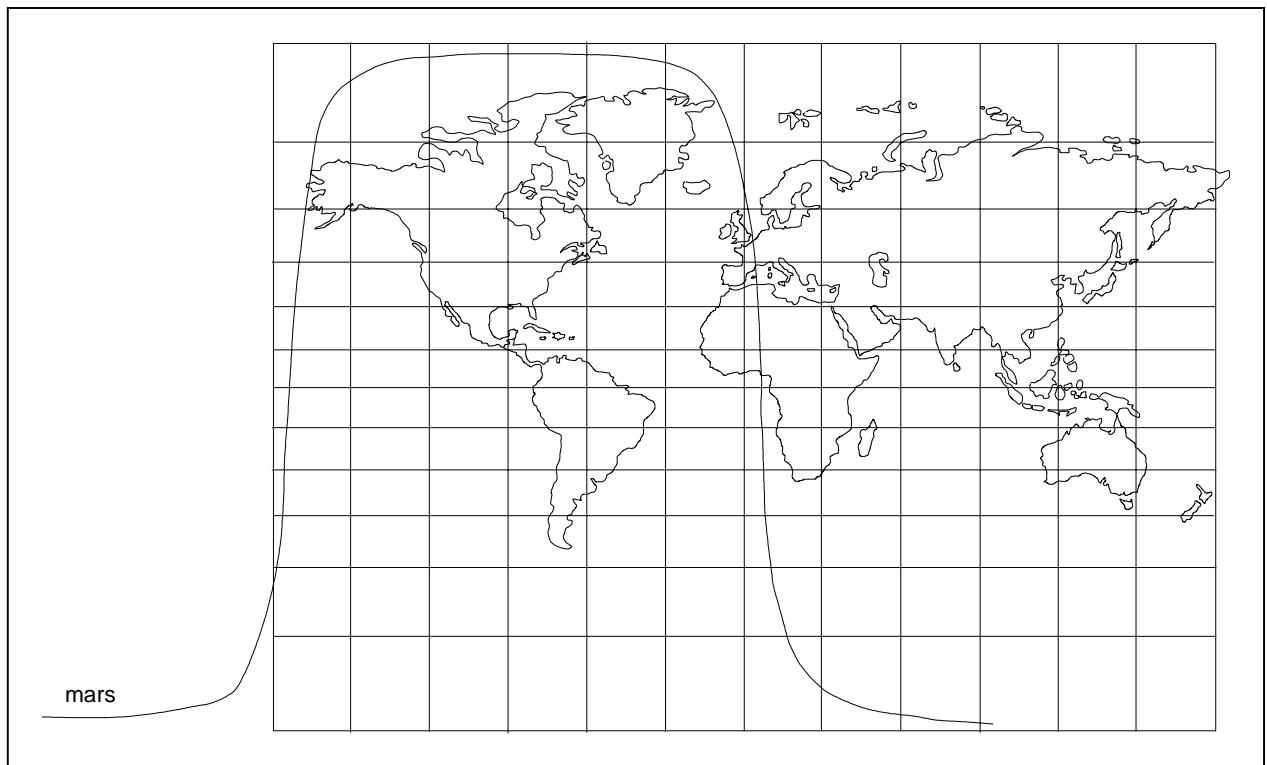
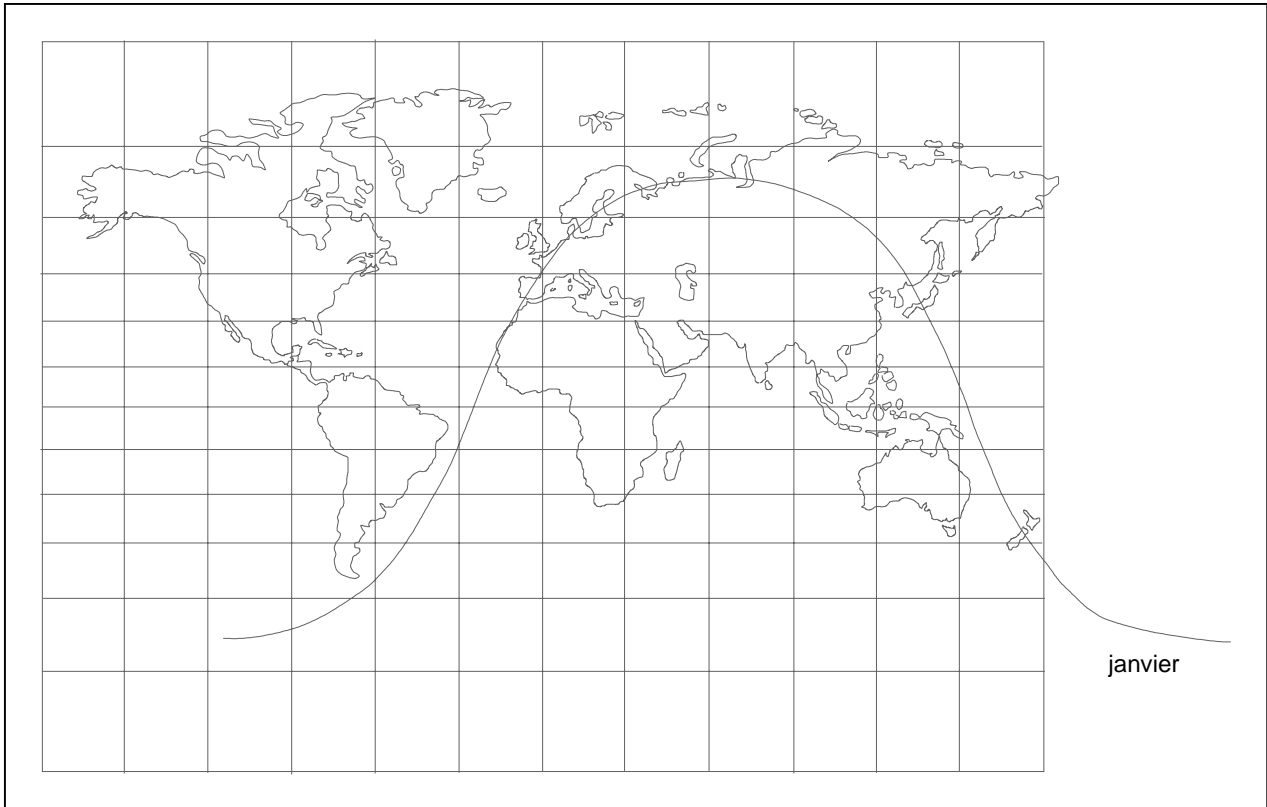
Pour déterminer l'heure où la propagation le long de cette ligne est possible, on peut utiliser un genre de "règle à calcul" avec la carte du monde et des transparents (1 par mois) avec les courbes de ligne grise. Le site

Exemples:

1. Pour le mois de janvier, au lever du soleil, la propagation le long de la ligne grise permettrait des contacts avec le sud de la Suède (SM), la Finlande (OH), l'Espagne ((EA), le Maroc (CN), le Sahara Espagnol (S0), la Mauritanie (5T), la Nord de la Russie, la Russie asiatique(UA8, UA9, UA0), la Mongolie, le Japon (JA), la Nouvelle Zélande (ZL)etc ...

2. Pour le mois de mars, au coucher du soleil, la propagation le long de la ligne grise permettrait des contacts avec le centre de la France (F), la Lybie (5A), le Tchad (TT), le Cameroun (TJ), et peut être l'Alaska (KL7)...

¹¹ Encore appelée ligne grise, "grey line" ou "gray line" (dans la littérature américaine) ou encore "Terminator".





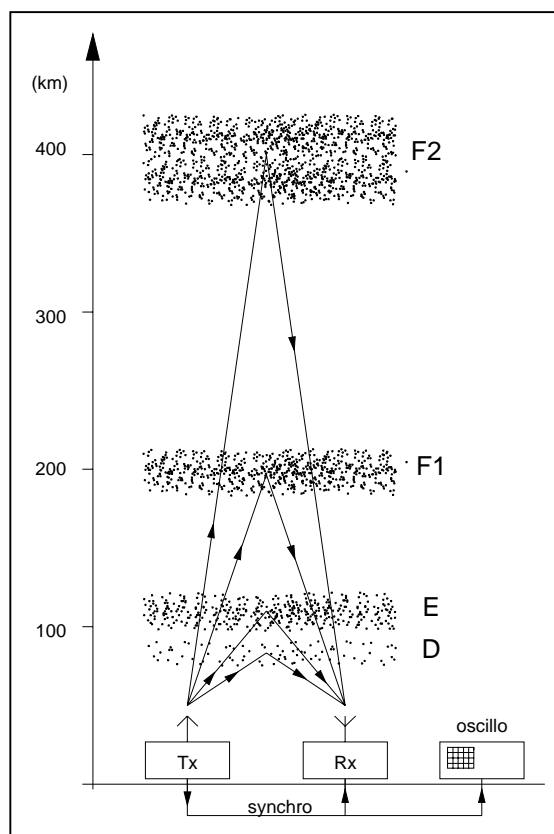
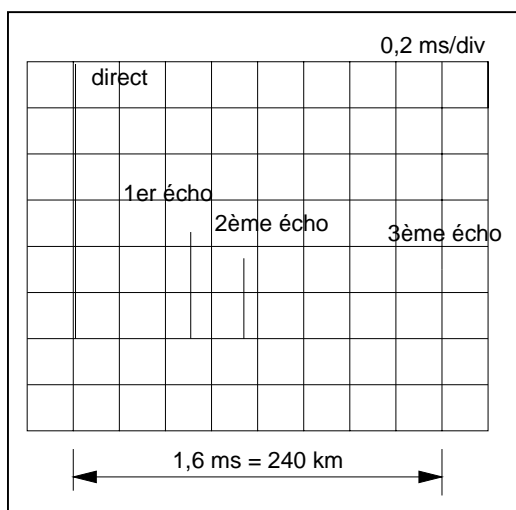
7.4. Prévision de propagation en HF¹²

Un DXeur habille doit savoir prédire la propagation sur les bandes HF...

7.4.1. Sondage ionosphérique hauteur de couches

La position exacte des couches ionosphérique est mesurée par une série de stations appelées **ionosondes**. La plus célèbre est celle de Lowell dans le Massachusetts (USA) (<http://ulcar.uml.edu>), et en Belgique nous avons une station de sondage de l'ionosphère à Dourbes (http://www.meteo.be/CPG/page43_1.html) qui donne des résultats toutes les deux minutes (<http://digisonde.oma.be/cgi-bin/latest.exe>).

Le principe est le suivant : un émetteur alimente une antenne dont le rayonnement principal est vers le ciel. Cet émetteur envoie quelques impulsions (généralement entre 20 et 150 μ s). Un récepteur est installé dans la même station : il reçoit le signal direct (dont l'amplitude est très importante puisqu'on est près de l'émetteur) et le signal réfléchi par l'ionosphère. Sur l'oscilloscope déclenché par le signal de l'émetteur on trouve donc la trace correspondant au signal direct et un ou plusieurs écho.

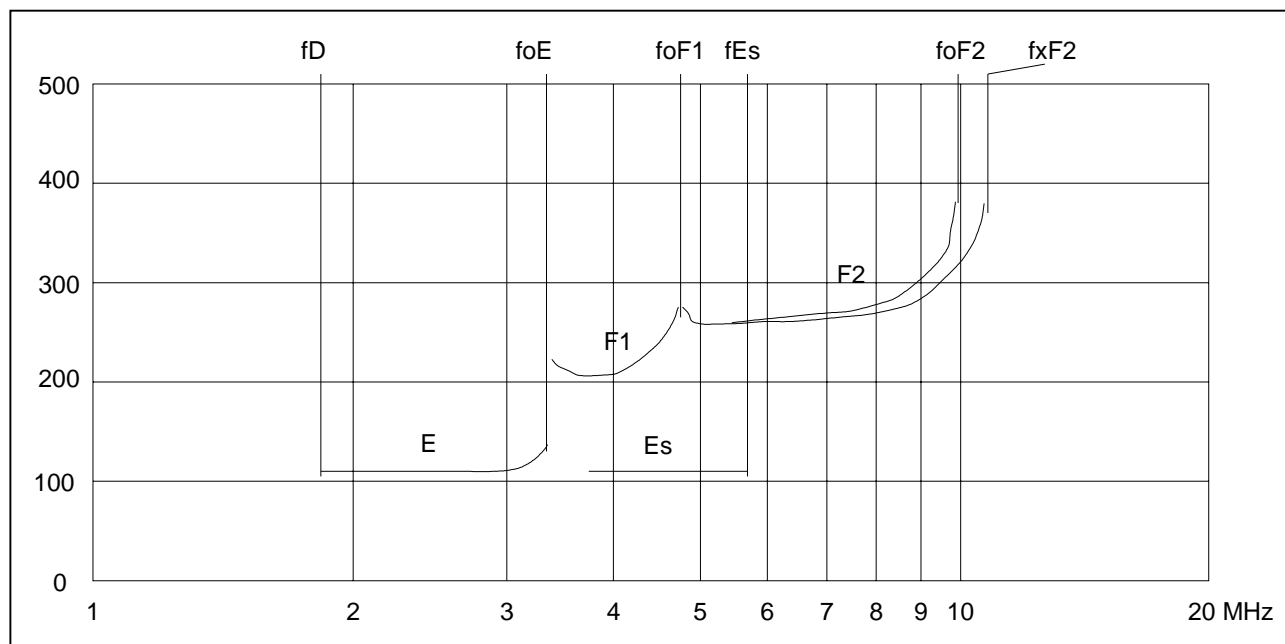


S'il y a par exemple un écho à 1,6 msec cela signifie que la couche se trouve à $2 d = 300.000 \text{ km/s} \times 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ sec} = 480 \text{ km}$. La couche se trouve donc à 240 km. Une première transformation consiste à basculer l'oscillo de 90° de façon à avoir les hauteurs dans le sens vertical. On peut ensuite faire varier la fréquence et reporter le tout sur un diagramme appelé **ionogramme**.

¹² Ce paragraphe ne fait partie du cours HAREC. Nous l'avons volontairement séparé du chapitre qu'il faut connaître pour présenter l'examen de radioamateur.



La figure ci-dessous montre un ionogramme type¹³



En fait un ionogramme est composé d'un ensemble de points, chaque point représente une mesure. L'ensemble de ses points forment une trace que nous avons simplifié ici en une ligne.

On constate alors qu'il y a un "accident" et que la courbe remonte légèrement avant de disparaître. Ces points déterminent les fréquences critiques c.-à-d. les fréquences au delà de laquelle aucune énergie est réfléchiée vers la terre. Explications :

désignation	valeur	
f D	1,8 MHz	est la fréquence à partir de laquelle il y a des réflexions sur la couche E. En dessous de cette valeur les ondes sont absorbées par la couche D
f E _s	5,6 MHz	est la fréquence la plus élevée qui pourra être réfléchiée lors de sporadique E
f ₀ E	3,4 MHz	est la fréquence la plus élevée qui pourra être réfléchiée sur la couche E
f ₀ F ₁	4,8 MHz	est la fréquence la plus élevée qui pourra être réfléchiée sur la couche F1 par le rayon ordinaire ¹⁴
f _x F ₁	-	est la fréquence la plus élevée qui pourra être réfléchiée sur la couche F1 par le rayon extraordinaire ¹⁵
f ₀ F ₂	10,1 MHz	est la fréquence la plus élevée qui pourra être réfléchiée sur la couche F2 par le rayon ordinaire
f _x F ₂	10,9 MHz	est la fréquence la plus élevée qui pourra être réfléchiée sur la couche F2 par le rayon extraordinaire

Suivant le moment de l'année et le moment de la journée la forme générale du diagramme varie. On peut ainsi différencier les ionogrammes typiques suivants:

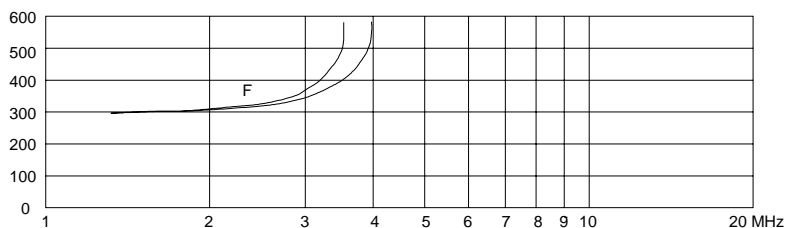
¹³ Référence : H. Schütz , Sonne Erde ionosphère und Kurzwellen- Ausbreitung

¹⁴ Pour les couches F1 et F2 on voit apparaître une double réflexion et les rayons réfléchis sont appelés "ordinaire" et "extraordinaire".

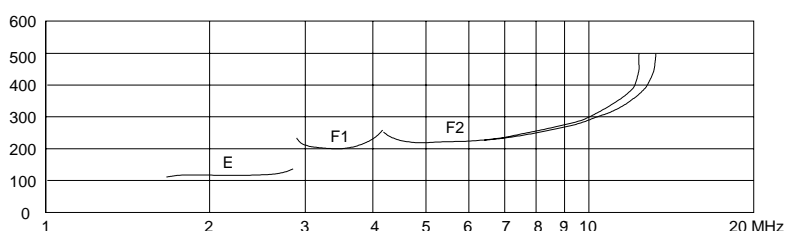
¹⁵ Dans l'exemple illustré ici, il n'y a pas de rayon extraordinaire pour la couche F1. Mais nous allons en voir dans les exemples qui vont suivre.



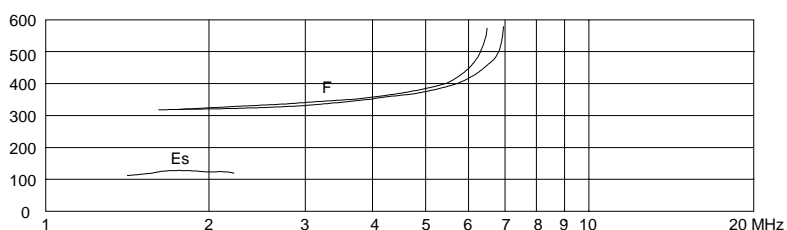
1. **en hiver et la nuit** : Seule la couche F est présente. La fréquence critique est peu élevée.



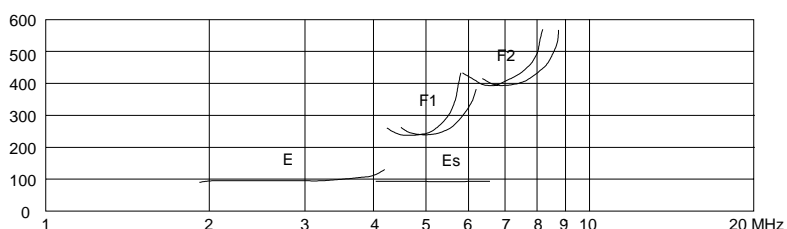
2. **en hiver et le jour** : Les couches E, F1 et F2 sont présentes. Les fréquences critiques des couches E et F1 sont peu élevées La fréquence critique de F2 est élevée.



3. **en été et la nuit** : Outre la couche F, il y a une faible couche E appelée "sporadique E".



4. **en été et le jour** : Les couches E, F1 et F2 sont présentes, de même que la couche Es. les fréquences critiques des couches E et F sont élevées, la fréquence critique de la couche F2 est comparable à celle en hiver et de jour.

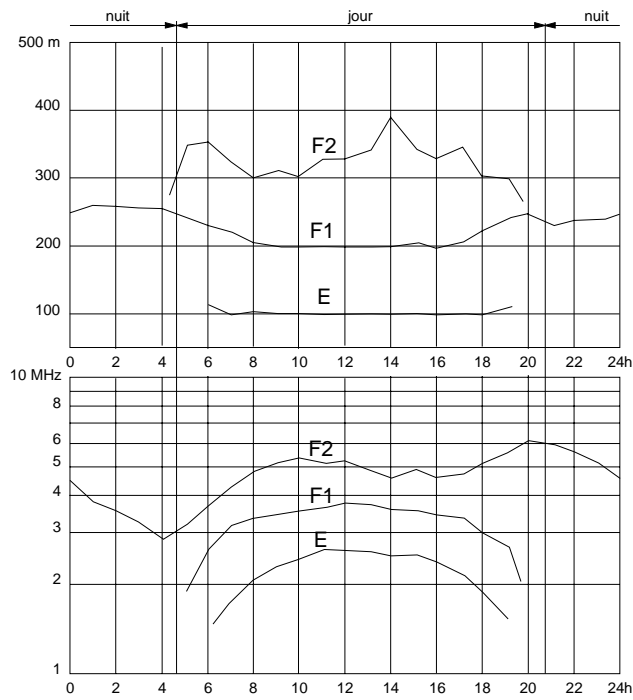


Bien sûr le temps des photographies d'oscillo est un peu révolu. L'ionosonde de Douibes fait une mesure complète chaque heure. La mesure part de 500 kHz et se termine à 30 MHz par pas de 50 kHz. Les mesures sont assistées par ordinateur. Pour chaque fréquence, on fait plusieurs points de mesures et on prend la moyenne des résultats.

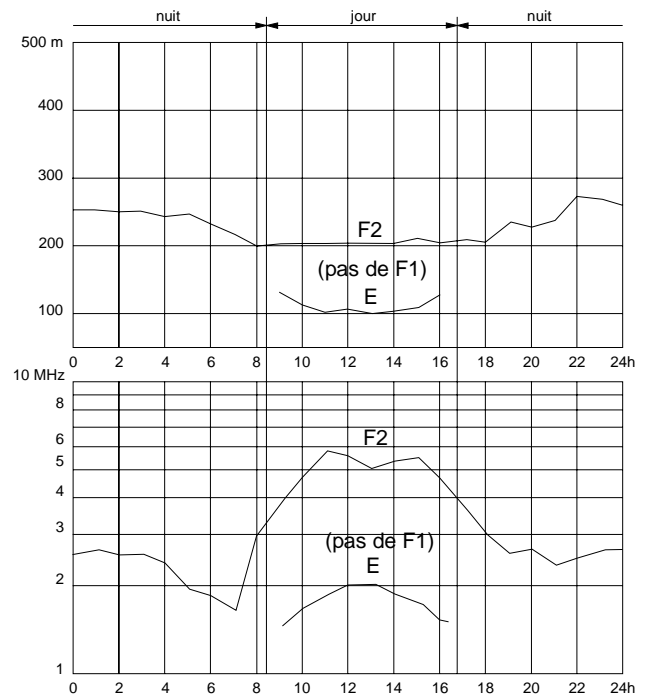
Mais on peut reporter ces résultats sur des graphiques qui représentent soit, la hauteur de la couche en fonction de l'heure dans la journée. Comme ces paramètres varient d'un jour à l'autre, il est plus pratique de dessiner des courbes médianes. Mais par-dessus tout, ce n'est pas tant la hauteur de la couche qui nous intéresse, mais plutôt la fréquence critique.



Exemple pour un mois d'été



... et pour un mois d'hiver:





7.4.2. Détermination de l'activité solaire

Parmi les sources d'informations :

http://sidc.oma.be	l'Observatoire Royal de Belgique
http://www.spaceweather.com	
http://hfradio.org/propagation.html	

D'autre part les DX-Clusters fournissent des informations sur l'activité solaire. La commande SH/WWV/15 donne les 15 derniers rapports sur l'activité solaire, par exemple:

Date	Hour	SFI	A	K	Forecast	
21-Jun-1997	21	70	4	0	VERY LOW/QUIET	<DL7AFV>
21-Jun-1997	18	70	4	0	Solar acty Very low, GMF quiet.	<G1HWY>
21-Jun-1997	15	70	4	0	SA=very-low, GF=quiet,	<DJ2LB>
20-Jun-1997	12	70	8	1	vl/q	<OZ8ABE>
20-Jun-1997	09	70	8	2	vl/q	<OZ8ABE>
19-Jun-1997	21	70	8	0	vl/q	<OZ8ABE>
19-Jun-1997	06	72	2	2	SA=VERY LOW/GMF=QUIET	<I4ACP>
18-Jun-1997	21	71	2	0	vl/q	<OZ8ABE>
18-Jun-1997	00	72	4	1	SA=VERY LOW/GMF=QUIET	<I4ACP>
17-Jun-1997	18	72	4	1	sa=vy low,gf=quiet	<OK1HH>
16-Jun-1997	18	71	0	2	SA=very-low, GF=quiet,	<DJ2LB>
15-Jun-1997	18	71	0	2	sa=vy low,gf=quiet	<OK1HH>
15-Jun-1997	06	71	2	1	vLOW/QUIET;vLOW/QUIET	<DL8AAM>
14-Jun-1997	21	70	2	1	VERY LOW/QUIET	<DL7AFV>

On y trouve les éléments suivants :

SFI , A et K : voir plus haut

SA = Solar Activity

l = low : pas d'éruptions solaires

m = moderate : quelques éruptions solaires

h = high : beaucoup éruptions solaires

vh = very high : plus de 5 éruptions solaires et activité très importante

GF = Geomagnetic Field

Q = quiet

U = unsettled : instable

A = active

7.4.3. Détermination de la MUF

Voir <http://www.spacew.com/www/realtime.php>



7.4.4. Prévision de propagation

La plupart des associations de radioamateurs publient mensuellement des prévisions de propagations. Celles-ci sont établies à partir de projection du flux solaire. Ces prévisions donnent 3 courbes

- la **HPF** (Highest Possible Frequency) donne la fréquence maximum pour le circuit pendant 10% du temps
- la **MUF** (Maximum Usable Frequency) donne la fréquence maximum qui est valable pendant 50% du temps
- la **FOT** (Fréquence Optimum de Travail) donne la fréquence qui est valable pendant 90% du temps

Les prévisions sont données pour un certain nombre de circuits, c-à-d de trajets déterminés par deux villes. On se limite en général à une douzaine de circuits.

7.4.5. En résumé

flux solaire > 150	= bonnes conditions de propagation
et $k < 2$	



7.5. Propagation en VHF-UHF

Dans le passé, tous les radioamateurs débutaient par l'écoute du décimétrique. Cette tradition s'estompa en 1975 avec l'apparition des premières licences ON1, et se marqua encore plus fort avec l'apparition des ON2. Avec l'apparition des transceivers portables, le phénomène se marqua encore plus fort...

Ainsi et maintenant, tous les débutants commencent par la découverte des VHF et plus spécifiquement par l'emploi des stations répétitrices. Les stations relais sont sans conteste d'une très grande utilité pour les stations portables et mobiles, **mais la bande 144-146 MHz est bien plus riche que cela** et permet, si on exploite les modes de propagation, d'établir des communications à très grande distance. Il en est de même pour les bandes 6 m, 70 cm et 23 cm.

Nous voulons montrer ici comment utiliser **la bande 2 m pour faire du vrai DX et du beau DX**, comment exploiter ces modes de propagations, et ne pas se cantonner au seul trafic local en FM. Avec les informations qui suivront vous pourrez contacter régulièrement des stations à 200 km, et lorsque vous aurez acquis un peu d'expérience vous pourrez vous mettre en chasse de stations encore beaucoup plus éloignées. Bien sûr, au passage, nous mentionnerons les informations spécifiques aux bandes 6 m, 70 cm et 23 cm.

La connaissance des phénomènes de propagation est vitale pour faire du DX, c'est précisément ce sujet qui sera abordé dans le présent paragraphe.

Remarquons que si en HF il y a presque tout le temps des conditions de propagation permettant de faire du DX, les conditions en VHF-UHF sont beaucoup plus rares. D'où l'importance de bien comprendre les mécanismes afin de les mettre à profit.

7.5.1. La propagation dans l'espace libre

La première approche est purement théorique, en effet on considère une antenne qui émet une onde dans le vide (ou dans l'air à condition que la composition de cet air soit homogène ...).

On peut calculer la puissance reçue, celle-ci vaut $P_r = P_e G A_e / 4 \pi d^2$ mais comme pour les antennes isotropes on a

- G = gain de l'antenne = 1, et,
- A_e = surface équivalente de l'antenne de réception = $\lambda^2 / 4 \pi$

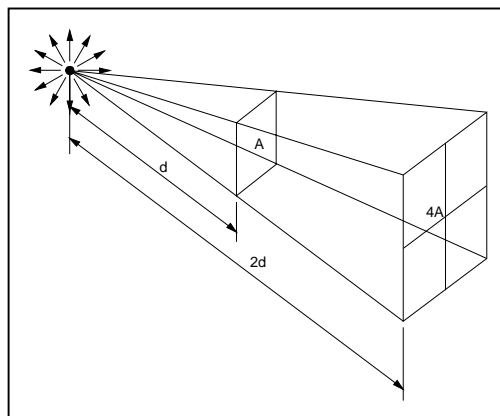
on en déduit que $P_r / P_e = (\lambda / 4 \pi d)^2$ avec d = distance et λ = longueur d'onde. Il est important de remarquer que la puissance diminue en fonction inverse du carré de la distance. Si la distance d double, alors la puissance est divisée par 4 !

Cette relation permet de calculer l'atténuation de l'onde en espace libre c-à-d, $a_f = 10 \log (16 \pi^2 d^2 / (\lambda^2))$ qui retravaillé donne

$$a_f = 32,5 + 20 \log d_{(km)} + 20 \log f_{(MHz)}$$

où a_f est l'atténuation en espace libre (le "f" de "free space") exprimé en dB, d la distance en km et f la fréquence en MHz¹⁶. Attention : Il existe une formule similaire avec des miles et une autre avec des GHz, dans ces cas la constante (32,5) est différente.

Cette formule est très importante pour le calcul des liaisons par faisceau hertzien.



¹⁶ Il existe une formule similaire avec des miles : $a_f = 36,6 + 20 \log d_{(miles)} + 20 \log f_{(MHz)}$



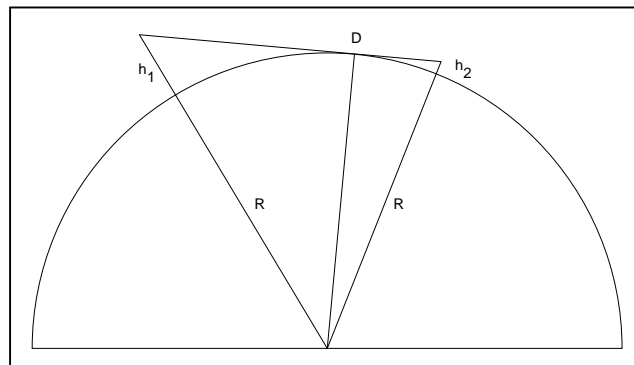
7.5.2. La propagation en visibilité directe

Une première approche en VHF-UHF est de se limiter à la **portée géométrique** ou à la portée radio encore appelé "line of sight" en anglais. La portée géométrique vaut

$$D = \sqrt{2R} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

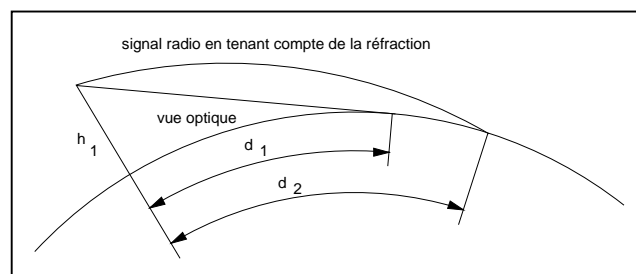
(ceci est la solution d'un triangle rectangle voir ci-contre) ou encore

$$D_{(km)} = 3,56 (\sqrt{h_{1(m)}} + \sqrt{h_{2(m)}})$$



Mais, l'atmosphère réfracte légèrement les ondes et celles-ci vont donc légèrement plus loin que la portée géométrique, c'est ce que l'on appelle l' **horizon radioélectrique**.

En temps normal, et pour nos contrées, avec la réfraction normale de l'atmosphère, les ondes vont environ 20% plus loin que la portée géométrique. Tout se passe comme si le rayon de la terre valait 4/3 du rayon réel¹⁷. La relation ci-dessus devient alors :



$$D_{(km)} = 4,2 (\sqrt{h_{1(m)}} + \sqrt{h_{2(m)}})$$

Un petit exemple: Vous avez un mât de 24 m, et votre correspondant est en voiture (soit une hauteur d'antenne de 2m), la portée géométrique sera de $D = 3,56 (\sqrt{24} + \sqrt{2}) = 3,56 \times (4,89 + 1,41) = 3,56 \times 6,30 = 22,42$ km tandis que la portée radio serait de $4,2 \times 6,3 = 26,46$ km. Bien sûr il faut encore tenir compte des obstacles, des bâtiments, des bois et des forêts, du relief, ... Mais quoi qu'il en soit cette portée est prise comme point de départ pour l'implantation des stations VHF-UHF professionnelles : imaginez que vous deviez installer une antenne pour un service de police et que la couverture doit être de 15 km, vous pouvez, avec les formules ci-dessus, calculer la hauteur théorique de l'antenne d'émission pour pouvoir contacter toutes les voitures dans ce rayon de 15 km.

Pour compléter notre exemple, nous pourrions calculer quelle est l'atténuation sur une distance de 25 km à 145 MHz ? On reprend la formule $a_t = 32,5 + 20 \log d + 20 \log f = 32,5 + 20 \log 25 + 20 \log 145 = 32,5 + 27,95 + 43,22 = 103,67$ dB. Si l'émetteur est de 10 Watts par exemple, on peut calculer le niveau reçu : 10 Watts = 10.000 mW = +40 dBm auxquels il faut soustraire les pertes dans les câbles (à l'émission et à la réception) et ajouter les gains des antennes (à l'émission et à la réception), et retrancher l'atténuation de trajet. Supposons que les pertes dans les câbles soient compensées par les gains des antennes, on arrive donc à un niveau de réception de $+40 \text{ dBm} - 103,67 \text{ dB} = -63,67 \text{ dB}$ sachant que S9 correspond à -93 dBm, le signal est donc encore très fort (S9 + 30 dB !). Ce qui veut dire que tant que l'on est dans la zone de portée radio, on n'a pas besoin de beaucoup de puissance, s'il n'y a pas d'obstacle bien sûr !

De cette formule d'atténuation on peut aussi déduire que si on utilise les UHF au lieu de la VHF, donc le 435 MHz au lieu du 145 MHz, il y aura une atténuation supplémentaire de 9,5 dB ($20 \log 435/145 = 20 \log 3 = 9,5 \text{ dB}$). Et si on monte encore plus haut en fréquence c.-à-d. que l'on utilise une fréquence de 1296 MHz, l'atténuation supplémentaire par rapport au 145 MHz sera de 19 dB ($20 \log 1296/145 = 20 \log 9 = 19 \text{ dB}$!).

¹⁷ Comme le rayon de la terre est égal à 6371 km, les 4/3 correspondent à 8495 km.



Retenons donc que, grosso modo, si on passe de 145 MHz à 435 MHz on a une atténuation de trajet de 10 dB en plus et lorsqu'on passe de 145 MHz à 1295 MHz, on a une atténuation de trajet de 20 dB en plus.

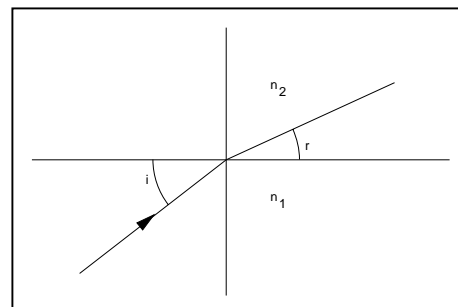
Donc tant qu'on est dans le domaine de la portée radio, on peut se permettre d'utiliser les bandes de fréquences supérieures, le signal reçu sera moins fort mais toujours "confortable".

7.5.3. Réflexion et réfraction au voisinage du sol

Quand une onde traverse la surface séparant deux milieux de densités différentes, les lois de la réflexion et de la réfraction (encore connues en optique sous le nom de lois de Descartes) s'appliquent :

- une partie du rayon (c.-à-d. de l'énergie) est réfléchi et l'angle d'incidence est égal à l'angle de réflexion, $i = r$
- et une autre partie du rayon est réfractée dans le second milieu.

$$\sin i / \sin r = n_i / n_r$$

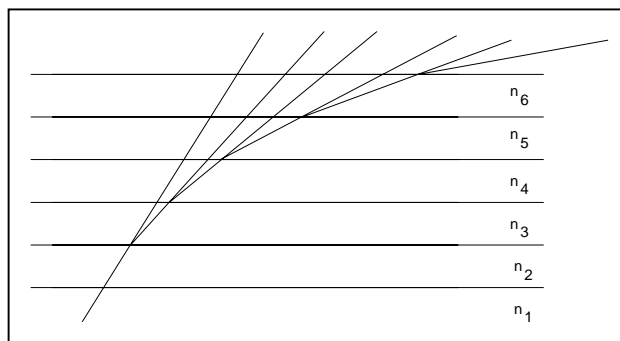


avec n_i et n_r sont les indices de réfraction des deux milieux. L'indice de réfraction est égal au rapport entre la vitesse de la lumière dans le vide (299.792,458 km/s) à la vitesse de la lumière dans le matériau. Pour le verre l'indice de réfraction varie de 1,5 à 1,6 , pour la glace il est de 1,309 , pour l'eau 1,333, pour le diamant 2,419 ,etc ...

Mais l'indice de réfraction varie aussi avec la longueur d'onde, ce qui explique la décomposition de la lumière à l'aide d'un prisme ou le phénomène de l'arc en ciel.

Dans le cas d'une séparation franche d'un milieu vers un autre (par exemple une séparation air/eau), le rayon (ou l'onde) est vraiment "brisé".

Il en va autrement si l'onde passe dans l'air où l'indice de réfraction varie d'une façon progressive, dans ce cas l'onde va être incurvée d'une façon progressive, la réfraction se fait donc "en douceur"... (voir figure ci-contre).



La densité de l'atmosphère dépend de sa température, de sa pression et de son contenu en vapeur d'eau. Dans des conditions normales, toutes les trois diminuent avec la hauteur au dessus du sol. Dans les couches inférieures (jusqu'à 500 m d'altitude environ) :

- la température diminue de 0,65°C par 100 m,
- la pression de 15 mb, et
- la pression en vapeur d'eau de 0,35 mb.

Comme nous l'avons vu, l'indice de réfraction n est le rapport des sinus des angles (voir figure 2). Pour le vide il vaut 1 et pour l'air n est voisin de 1. Comme il est difficile de manipuler des nombres tels que 1,000030 , 1,000027, ... et 1,000035, on utilise le **coindice** N qui vaut $N = (n-1)10^6$. Le coincide peut être calculé par la formule empirique suivante :

$$N = 77,6 / T (P + 4810 P_0/T)$$

où T est la température absolue (en °K), P la pression atmosphérique en mbar et P_0 la pression partielle de vapeur d'eau. Au voisinage du sol n vaut 1,000300, et par conséquent N vaut environ 300 et normalement la fluctuation de cet indice est de ± 20 , il varie donc "normalement" entre 280 et 320

Mais les choses ne sont pas si simples et en particulier on peut avoir des mélanges d'une masse de vapeur d'eau mélangée à l'air sec, dans ce cas



$$N = P (77,6 / T + 600 s/T^2)$$

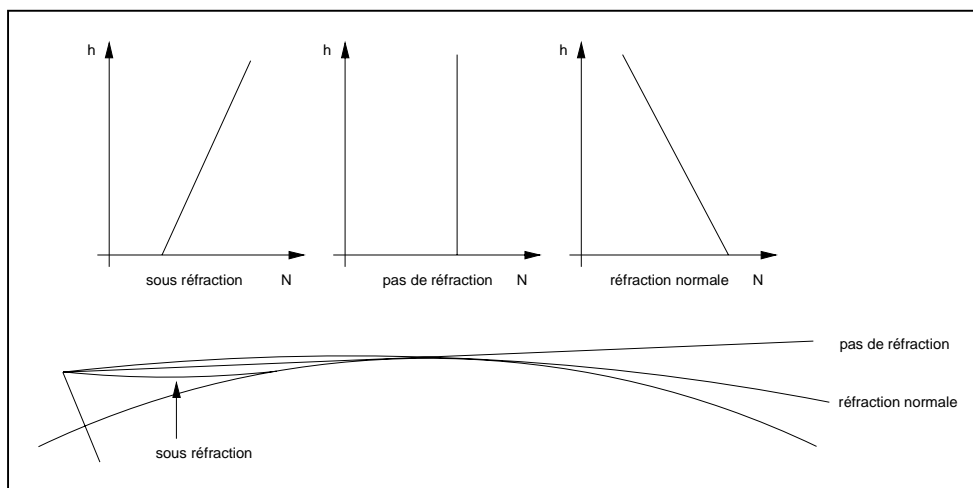
où s est le rapport de la masse de vapeur d'eau mélangée à l'air à la masse de l'air sec correspondant.

Le CCIR a défini une atmosphère de référence pour la réfraction par la relation $N = 315 \exp (-0,136 h)$ où h est la hauteur en km au-dessus du niveau de la mer.

Ainsi l'onde rayonnée se propage au-delà de l'horizon géométrique. L'extension de l'horizon radioélectrique peut-être représenté comme une propagation rectiligne sur une terre ayant un rayon de courbure virtuelle plus grand que le rayon réel, la terre apparaît donc comme étant plus plate. Le rayon réel étant de 6350 km, on adopte souvent un rayon virtuel de 8450 km (4/3 de 6350 km) et cette condition est réalisée pendant plus de 99 % du temps.



Mais dans certains cas, l'allure de l'indice de réfraction peut s'inverser c.-à-d. que l'indice augmente avec la hauteur, on parle alors de sous réfraction (ou "subrefraction" en anglais) ou de réfraction inverse. La portée diminue alors et est inférieure à la portée géométrique. Ce phénomène a lieu par exemple lorsque la température est élevée, suivie d'une forte précipitation avec des nuages très bas et aussi au coucher du soleil. Mais heureusement ce phénomène est extrêmement rare dans nos contrées.



La figure ci-dessus résume les trois types de propagation:

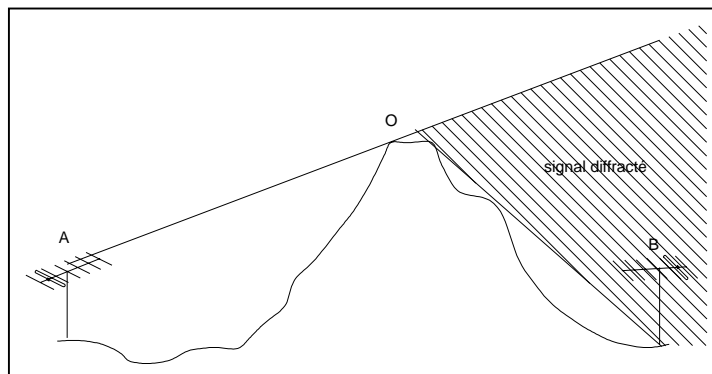
- la portée géométrique (un cas purement théorique où N serait indépendant de h...),
- la sous réfraction (extrêmement rare dans nos contrées), et,
- la réfraction normale.



7.5.4. Diffraction

Quand les ondes radioélectriques touchent un obstacle, une ombre se produit, son contour n'est pas clairement défini et son étendue (derrière l'obstacle) est fonction de la longueur d'onde.

En optique lorsqu'on éclaire une palissade, derrière la palissade il ne fait pas tout à fait noir. Le principe d'Huygens donne une explication de ce phénomène : lorsque l'onde part de l'antenne A, il y a une série de fronts d'ondes qui progressent (ce qui a été représenté par les cercles autour de l'antenne A).



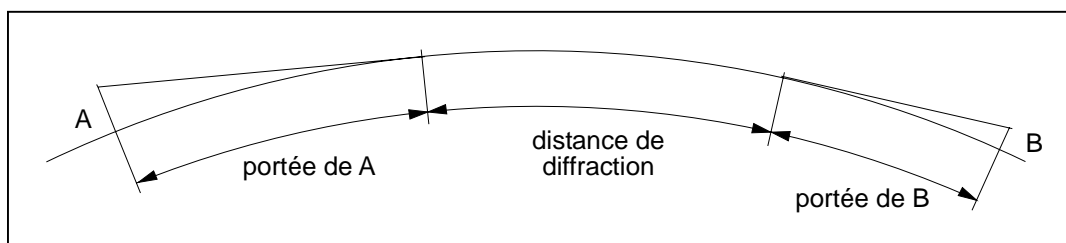
Lorsque l'onde atteint l'obstacle O (la montagne sur la figure), on peut considérer qu'il se forme là un élément rayonnant isotrope émettant une nouvelle onde et cette nouvelle onde éclaire aussi derrière l'obstacle (ce qui a été représenté par les cercles autour du sommet de la montagne). Cette onde diffractée peut donc atteindre une antenne B située derrière l'obstacle

L'atténuation supplémentaire due à la diffraction produite par la terre peut se calculer à l'aide de la formule

$$a_d = 20 \text{ dB} + (0,72 \times D_{(km)} / \sqrt[3]{\lambda_{(m)}})$$

Il s'agit bien sûr d'une formule empirique.

Un exemple : On a deux pylônes, l'un de 25 m, l'autre de 36 m, ils sont espacés de 56 km, on travaille en 145 MHz, calculez l'atténuation totale?



La portée optique est de $4,2 (\sqrt{25} + \sqrt{36}) = 46,2$ km

La distance entre les deux antennes est donc supérieure à la portée optique. On divise alors la distance en trois trajets:

- la portée géométrique du premier pylône est $d = 3,56 \sqrt{25} = 17,8$ km,
- la portée du second pylône est $d = 3,56 \sqrt{36} = 21,4$ km
- par conséquent la distance de diffraction est donc égale à $56 - 17,8 - 21,4 = 17,2$ km, et l'atténuation de diffraction sur cette distance vaut $A_d = 20 \text{ dB} + (0,72 \times 17,2 / \sqrt[3]{2}) = 20 + (12,4 / 1,25) = 29,9$ dB.

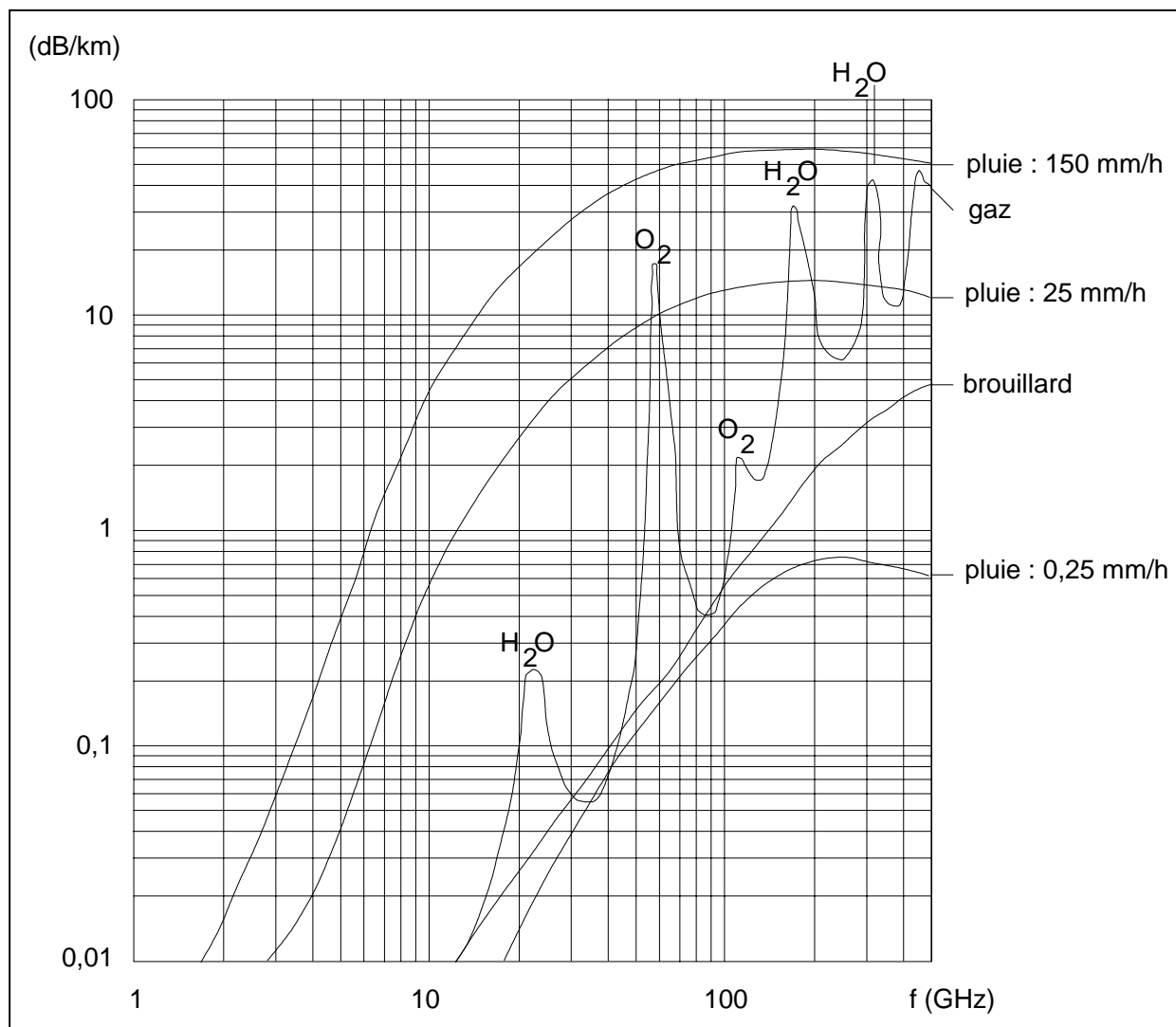
L'atténuation en espace libre vaut sur le trajet total vaut $A_f = 32,5 + 20 \log 145 + 20 \log 56 = 32,5 + 43,2 + 34,9 = 110,7$ dB auquel il faut ajouter le 29,9 dB, soit un total de 140,6 dB. Reprenant l'exemple de l'émetteur de 10 W, le niveau reçu est maintenant de $+40 \text{ dBm} - 140,6 \text{ dB}$ soit $-100,6 \text{ dBm}$ soit 7,6 dB en dessous de S9 (S9 = -93 dBm) soit entre S7 et S8. La diffraction apporte donc une atténuation importante ! Ceci explique aussi pourquoi, sur une autoroute par exemple, lorsqu'on passe dans une vallée importante, le signal tombe très rapidement de S9 à S1 ...



7.5.5. Atténuation par les gaz¹⁸

Pour les fréquences élevées et plus particulièrement au-delà de 3 GHz, l'**absorption moléculaire** peut jouer un rôle non négligeable car il existe des pointes de résonances donnant lieu à des absorptions énormes.

Ainsi, l'oxygène présente une absorption importante aux environs de 60 GHz et à 118,75 GHz, la vapeur d'eau donne lieu à une absorption importante sur 22,2 GHz, sur 183 GHz et sur 325 GHz.



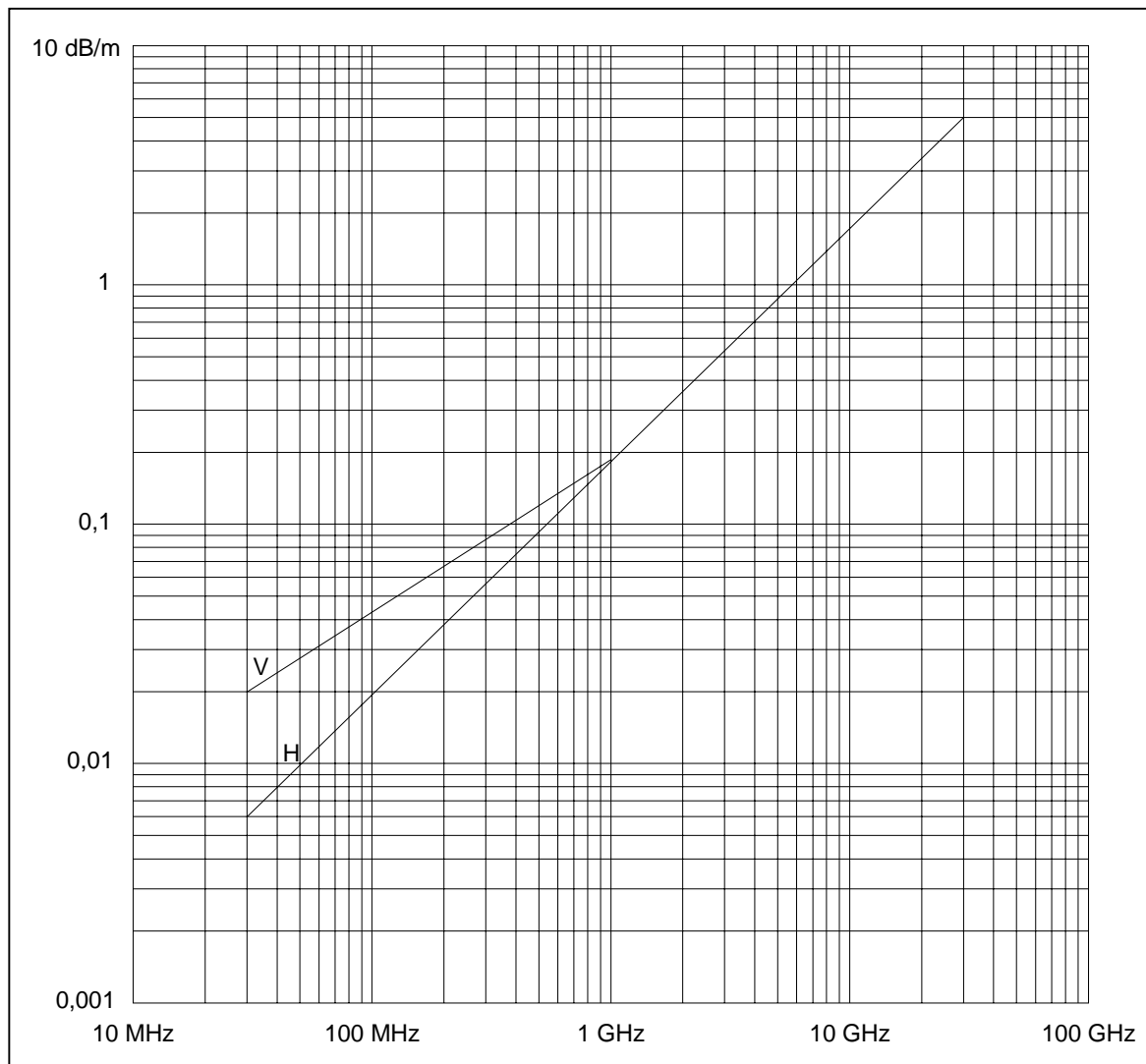
Sur le même diagramme on peut reporter l'atténuation due à la pluie, au brouillard, aux nuages ou à la grêle, ce sont ce qu'on appelle les **hydrométéores**. Ici, il n'y a pas de phénomène de résonance particulière, la courbe est monotone, mais l'atténuation dépend de la densité de la pluie. En dessous de 2 GHz on peut dire que l'influence est négligeable. Deux courbes extrêmes sont données, il faut noter que les précipitations maximales que l'on rencontre en Allemagne du Nord sont de l'ordre de 55 mm/h, et le maximum en Belgique est probablement du même ordre de grandeur.

¹⁸ Pour plus de détails, voir Recommandation ITU-R P.676.



7.5.6. Absorption par les arbres¹⁹

L'atténuation introduite par la végétation est très difficile à évaluer. Toutefois la figure ci-contre donne l'atténuation pour une zone boisée avec une densité moyenne. Il faut remarquer que cette atténuation peut fortement varier suivant la nature de la végétation, suivant les conditions d'humidité, suivant la saison (il y a plus de sève en été qu'en hiver), selon les précipitations qui viennent se déposer sur la végétation, etc



L'atténuation est donnée par "mètre" d'épaisseur de la végétation. Ainsi, pour 145 MHz, en polarisation verticale, on trouve 0,055 dB/m et donc pour une bois de 100 m, l'atténuation sera de 5,5 dB.

En dessous de 1 GHz les atténuations en polarisation H et V sont différentes.

¹⁹ Pour plus de détails, voir Recommandation ITU-R P.833.



7.5.6. Courbe normalisées de propagation entre 100 MHz et 2 GHz

Afin de pouvoir calculer le champ d'un émetteur (pour la radiodiffusion, pour les services mobiles, etc ..), il existe des courbes normalisées²⁰ pour différentes fréquences et pour différents types de terrain (terre, mer chaude, mer froide) et pour différents types de climat (pour l'Europe, pour l'Afrique, pour le désert, pour les zones tropicales, ...). Ces courbes donnent soit

- le champ constant garantis pour plus de 50% du temps et plus de 50 % des emplacements, et,
- le champ troposphérique atteint pour 1 % du temps et pour des conditions de propagation troposphérique non exceptionnelle. Ce dernier paramètre sert entre autre à calculer le brouillage

²⁰ Pour plus de détails, voir Recommandation ITU-R P.1546.



7.6. Propagations spéciales en VHF-UHF

7.6.1. Le milieu de propagation

Les ondes radio sont propagées au travers de l'atmosphère, c'est-à-dire une zone qui va depuis le sol jusqu'à quelques 600 km au-dessus de la surface terrestre. L'atmosphère n'est pas un élément indispensable à la propagation des ondes, en effet, les ondes électromagnétiques se propagent aussi dans le vide.

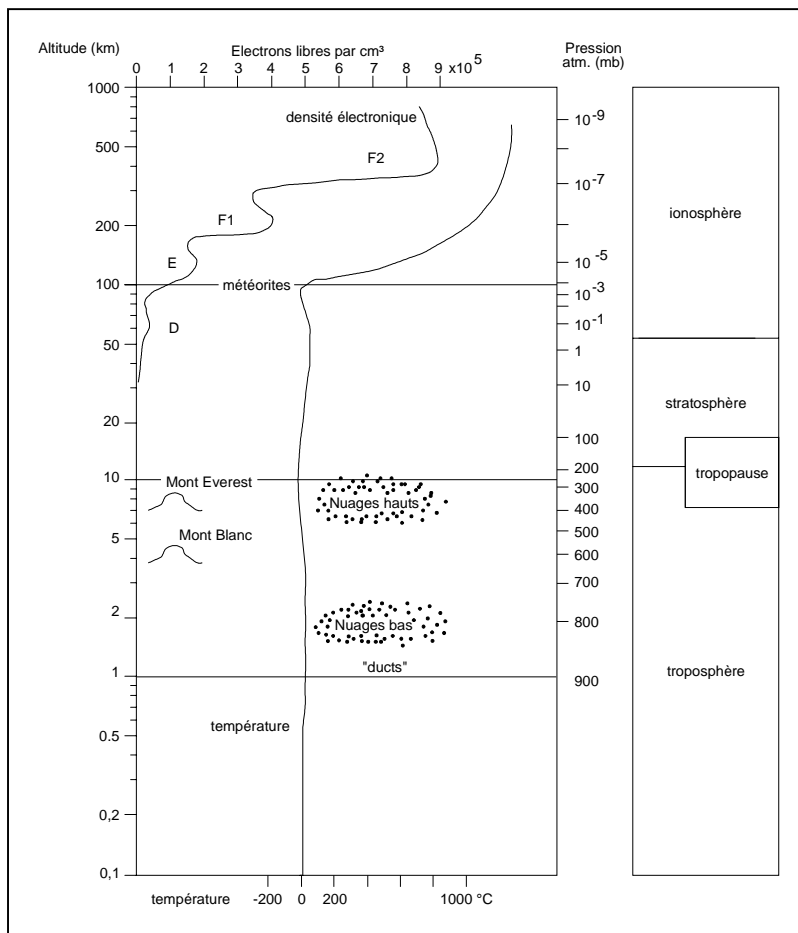
L'atmosphère peut influencer une onde qui la traverse. L'atmosphère est composée essentiellement d'oxygène, d'hydrogène et d'azote, mais nous y trouvons aussi des traces d'autres gaz, ainsi qu'une série de matériaux tels que des poussières, du pollen, de l'eau, des bactéries, et de fragments de matière venant du cosmos.

La composition de l'atmosphère est assez constante depuis le niveau de la mer jusqu'à la fin. Toutefois la densité décroît lorsque l'altitude croît.

Cette mince couverture autour de la terre la protège contre le rayonnement solaire et nous procure le support pour nos communications à très longue distance, car les couches ionisées ont le pouvoir de réfléchir les ondes. L'atmosphère peut être divisée en couches appelées

- la **troposphère** qui s'étend de 0 à 10 km. La partie de l'atmosphère qui va du niveau de la mer à une altitude de 10 km environ s'appelle la troposphère ou "zone météo". C'est le lieu où se produisent les vents, les tempêtes et les pluies qui érodent en permanence l'écorce terrestre. Les changements météorologiques dans la troposphère sont responsables de plusieurs phénomènes de propagation très intéressants. Si on examine les variations de températures par rapport à l'altitude on constate une diminution plus ou moins régulière de la température, partant de + 20°C au sol par exemple jusqu'à -50°C à 10 km. Il suffit de se rappeler les températures annoncées lors d'un vol en avion ...
- la **stratosphère** qui s'étend de 10 à 50 km. Dans la stratosphère la température reste constante malgré l'augmentation d'altitude.
- la **mésosphère** qui s'étend de 50 à 80 km
- l' **ionosphère** qui débute à 80 km et qui est bien connue par les radioamateurs qui font du décamétrique.

La figure donne un aperçu des différentes couches et des phénomènes qui s'y produisent. Nous nous limiterons simplement aux deux phénomènes les plus courants : la propagation troposphérique et les sporadiques E.





7.6.2. La propagation troposphérique

7.6.2.1. Aspects physiques de la propagation troposphérique

La propagation troposphérique est la forme la plus commune de transmission VHF au-delà de la ligne d'horizon, elle est le résultat de variations dans une région d'air entourant la terre. C'est aussi cette forme de propagation que les radioamateurs débutants rencontrent rapidement et qui les déroutent un peu : comment à un certain moment de l'année peut-on entendre un relais NBFM à une distance de 200 km ? Comment un radioamateur à plus de 300 km peut-il soudainement "entrer" dans le relais local ? Tout cela est relativement simple à expliquer : c'est le résultat de la propagation troposphérique ...

Les radioamateurs qui s'intéressent aux VHF-UHF découvriront ainsi leur premier mode de propagation dans les conditions exceptionnelles et mettront un certain nombre de DX et de carrés WW-locators à leur palmarès.

Ainsi, lors de propagation troposphérique, en CW ou/et en SSB, on peut réaliser des contacts de 1500 km et plus sur 144 ou 432 MHz. Ces conditions de propagation exceptionnelles se produisent presque exclusivement dans des situations de haute pression. Un baromètre est donc un appareil indispensable dans un shack VHF-UHF.

Pour les services de radiodiffusion et pour les services professionnels (polices, gendarmerie, taxi, transports, ...) la propagation troposphérique est un ennemi, en effet durant ces phénomènes ils sont "perturbés" par des stations similaires à plusieurs dizaines de km de distance, stations qu'ils ne désirent pas entendre bien sûr !

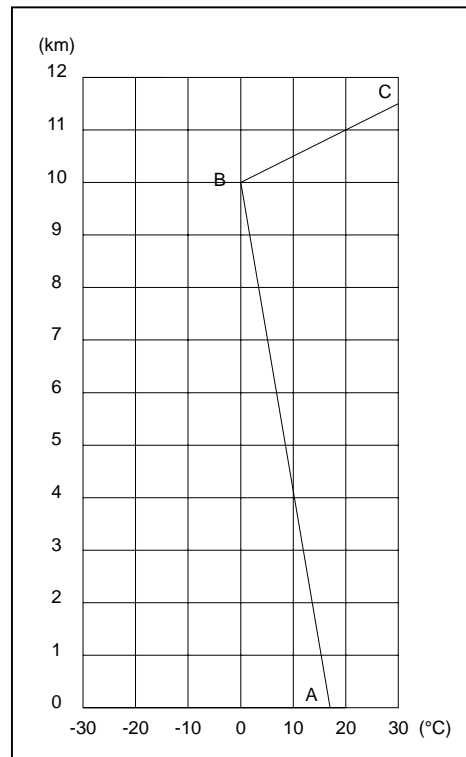
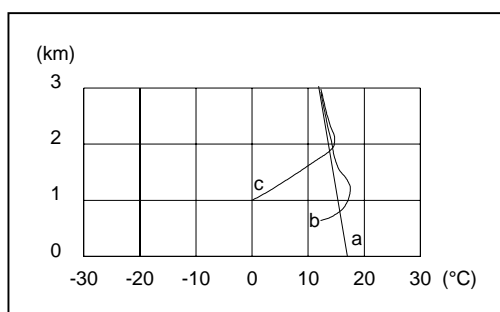
Mais pour nous radioamateurs, la propagation troposphérique est un phénomène que nous exploiterons pour le DX .

La propagation troposphérique apparaît lorsque 2 conditions sont réalisées : une **inversion de températures** et une **masse d'air sec et chaud superposée à une masse d'air froid et humide**.

Dans les conditions normales, l'évolution de la température de l'air en fonction de l'altitude est représentée ci-contre.

Toutefois, c'est l'évolution entre 0 et 2000 m (voire 3000 m) qui nous intéresse le plus, car en cas d'inversion de température, l'indice de réfraction va aussi être modifié et les ondes vont être réfractées.

La figure ci-dessous montre un évolution théorique (a), une faible inversion à une altitude de 1100 m (b) et une forte inversion à une altitude de 2000 m (c).

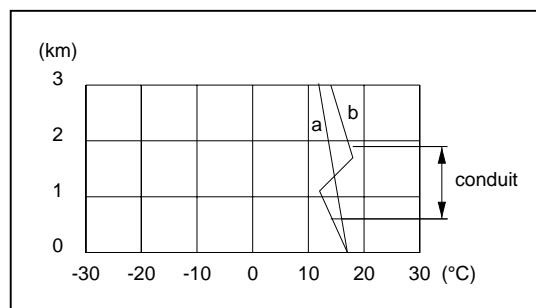


La couche d'inversion peut avoir une épaisseur de 100 à 500 m.



Mais lorsqu'il y a deux inversions de température consécutivement, il y a formation d'un conduit ("duct") qui canalise les ondes.

L'analyse de la carte météo permettra de reconnaître les critères essentiels qui peuvent conduire à des conditions de propagation exceptionnelles. Les cartes publiées dans les journaux donnent une première idée de la situation, mais les Instituts Météorologiques peuvent fournir des cartes bien plus détaillées. Ces instituts fournissent aussi des analyses des températures et de l'humidité des couches d'air.



Chaque situation de haute pression n'est pas nécessairement le moment de conditions de propagation exceptionnelles. En effet les cellules de hautes pressions, mais de faibles dimensions ne conduisent pas à des conditions de propagation exceptionnelles à très grande distance, il faut donc que la zone de haute pression soit fort étendue, ceci se produit en automne et en hiver.

7.6.3. Liaisons par sporadiques E

7.6.3.1. Aspects physiques

Le second phénomène qui conduit à des liaisons lointaines est le sporadique E. Nous avons déjà parlé de la couche E et de la couche sporadique E pour les liaisons en HF, en fait il s'agit du même phénomène qui se manifeste jusqu'à des fréquences de 145 MHz. La propagation par sporadique E ne se rencontre pas au-delà de 220 MHz²¹. Les sporadiques E sont plus rares que les occasions de propagation troposphérique.

Comme son nom l'indique, il s'agit de condition "sporadique" (= "qui existe çà et là, isolément") et elles ont lieu sur la couche "E" de l'ionosphère qui se situe à une altitude de 40 à 100 km environ. L'épaisseur de la couche E varie d'une centaine de mètres à mille mètres environ.

Plus la hauteur de la couche est grande plus le "skip" peut être grand, en effet si nous examinons la figure 26, nous voyons que $D = 2 R \arccos(R / R+h)$. Supposons que la couche E se trouve grosso modo à 100 km et R étant de 6350 km, la distance de saut est ainsi de 2240 km. Dans cette formule on utilise bien sûr des radians ! Ceci est un cas théorique où l'antenne pointe à l'horizon et où la réflexion se fait en un point précis... toutefois ceci est suffisant comme première approche.

Il semble que les Es se produisent toujours à des époques calmes du champ magnétique terrestre (A_k). L'apparition des Es ne semble pas être lié au cycle solaire. L'étendue de la couche peut atteindre 100 km. La couche Es n'est pas stationnaire, elle se déplace suite à la rotation de la terre, en direction de l'ouest.

Cette couche varie aussi bien dans son étendue que dans sa capacité de réflexion. Il en résulte que les signaux sont soumis à de fortes fluctuations.

La fréquence des événements Es n'est pas la même partout, elle est très forte en Italie du Sud, avec un taux de 10%, en Suisse et en Allemagne du Sud le taux est d'environ 4%, en Allemagne du Centre et du Nord, au Nord de la France et dans le Benelux elle serait plutôt de 3%.

7.6.3.2. Les ouvertures Es

La plupart des ouvertures Es ont lieu de la mi-mai à la mi-août, avec une activité plus marquée durant les mois de juin et juillet. A l'examen des liaisons faites en Es se produisent entre 08:00 et 20:00 UTC, avec une pointe marquée entre 16:00 et 18:00 UTC. La durée des ouvertures Es varie de quelques minutes à plusieurs heures

²¹ Les radioamateurs américains et canadiens possèdent la bande de fréquence de 222 à 225 MHz et ils ont réalisé des liaisons en Es sur ces fréquences.



7.6.3.3. Indications des possibilités d'ouvertures

La surveillance de la bande 28 MHz offre les indications les plus déterminantes. La formation des Es fait également apparaître des conditions short-skip (c.-à-d. entre 1000 et 1300 km) en 28 MHz.

Dans le cas d' Es on peut aussi recevoir des canaux TV bande I (47 à 68 MHz) ou des émissions FM de pays très éloignés. Et tout comme pour les conditions de propagation troposphérique, le réseau sur 14,345 MHz ou le DX-Cluster sont d'autres sources d'indications.

7.6.3.4. Distances couvertes

Comme nous l'avons vu plus haut, la distance dépend de la hauteur de la couche et il existe une distance minimale qui est de l'ordre de 1000 km, en effet les sporadiques E sont synonymes de haute fréquence critique. Si l'angle de départ est important, il n'y aura qu'une traversée de la couche E. par conséquent l'angle de départ doit être très faible. La première chose à faire est donc de tracer un cercle de rayon 1000 km à partir de votre QTH sur la carte WW-locator et il est fort peu probable que vous contactiez une station en Es à l'intérieur du cercle !

La distance maximale dépend aussi de cet angle de départ et de la hauteur de la couche E. La distance maximale atteint 2200 km, ou parfois jusqu'à 3500 km

7.6.4. Propagation par aurore boréale

Les aurores boréales ne se produisent que pour des latitudes supérieures à 30°. Ce mode de propagation est accompagné d'une distorsion caractéristique qui fait que seule la CW est pratiquement utilisée.

7.6.5. Les modes "scatter" ou dispersion

7.6.6. EME

Le concept est assez simple, il consiste à utiliser la surface de la lune comme réflecteur. Les deux stations doivent évidemment être en vue de la lune. Comme la distance moyenne terre-lune est de l'ordre de 383.000 kilomètres (plus précisément de 356.375 à 406.705 km), l'atténuation du signal est énorme comparativement à l'atténuation d'une liaison terrestre. Par exemple sur

144 MHz l'atténuation est de 251,5 à 253,5 dB
432 MHz l'atténuation est de 261 à 263 dB
1296 MHz l'atténuation est de 270,5 à 272,5 dB

Une distance de 2 x 383.000 km, signifie aussi un temps de propagation de 2,5 secondes !

La lune n'est pas un réflecteur parfait, seulement 0,065 de la puissance arrivant sur la lune est réfléchi, ce qui représente une perte de 12 dB.

Le trafic EME nécessite donc la mise en oeuvre d'une puissance très importante, des conditions de réception optimisées et une procédure de trafic tout à fait particulière.

Pour le trafic EME, l' IARU Région 1 a désigné des plages de 25kHz à savoir:

144,000 à 144,025 MHz,
432,000 à 432,025 MHz, et,
1296,000 à 1296,025 MHz,



Les modes utilisés sont la CW et la phonie SSB, mais la plupart des contacts se font en CW.

Il existe un réseau EME destiné à prendre des contacts au préalable sur 14,345 MHz.

L'orbite de la lune étant elliptique, l'atténuation de trajet varie de 2 dB (voir les valeurs ci-dessus) entre le périhélie (distance minimum) et l'apogée. On peut donc profiter de ces 2 dB en prévoyant les jours favorables... Si le soleil est trop près de la lune (nouvelle lune) le bruit augmente sensiblement et ces jours doivent être évités.

libration fading fluttery, rapid irregular fading

Equipement requis : un récepteur à faible facteur de bruit (0,5 dB), câble entre antenne et Rx à faible perte

Etablissons le bilan d'une liaison EME : si une station dispose de 500 Watts (+57 dBm) sur 144 MHz, et que le correspondant dispose d'un récepteur dont le NF est de 0,5 dB, dont la perte dans le câble est de 1 dB et si la bande passante du récepteur est de 50 Hz, donc le niveau minimum reçu doit être supérieur à -174 dBm/Hz + 17 dB + 1,5 dB = -155,5 dBm.

puissance d'émission 500 W	+57	dBm
atténuation de trajet	-251,5	dB
seuil de réception	+174	dBm
filtre BP 50 Hz	-17	dB
NF du récepteur	-0,5	dB
perte dans le câble côté récepteur	-1	dB

Il faudra donc que le gain total des antennes soit de +57 dBm - 251,5 dB + 155,5 dBm - 12 dB = -51 dB .
Donc il faudra que chacun des correspondant dispose d'une antenne dont le gain soit de 26 dBi au moins!

L'angle sous lequel on voit la lune est donné par $\Phi = \tan^{-1} (\text{diamètre de la lune} / \text{distance terre-lune}) = \tan^{-1} (3472 / 353680) = 0,56^\circ$ diamètre de la lune. Si l'antenne a un plus grand angle d'ouverture, elle va éclairer une plus grande zone et par conséquent une partie de la puissance sera perdue. Si l'antenne a un plus petit angle d'ouverture le pointage sera difficile.

7.6.7. Propagation via les traînées météoriques

Les météorites sont des particules métalliques ou minérales qui gravitent sur des orbites elliptiques autour du soleil. La plupart de ces particules sont microscopiques. Chaque jour des centaines de millions de ces météorites pénètrent dans l'atmosphère terrestre avec des vitesses de 30.000 à 300.000 km/h. A ces vitesses, lorsque le météorite pénètre dans l'atmosphère il brûle et s'évapore, ce qui produit de la chaleur, de la lumière et produit une traînée météorique d'électrons et d'ions positifs. Un météorite classique de la grandeur d'un grain de sable produit une traînée d'un mètre de diamètre et de 20 à 60 km de long.

Les ondes radio peuvent être réfractées si elles rencontrent un météorite. Les traînées météoriques ont lieu à des altitudes voisines de la couche E (environ 100 km) et la propagation se fait sur des distances similaires à celles des sporadiques E (2000 km). Les fréquences de 24 à 60 MHz sont le plus affectées, mais le phénomène est courant pour le 144 MHz et relativement rare pour 432 MHz.

La durée du phénomène est relativement courte et dépend essentiellement de la grandeur du météorite et de la fréquence. Un météorite de la grandeur d'un demi cm (la grandeur d'un petit pois), ne produit pas de réfraction pour le 432 MHz, une propagation qui dure quelques 20 sec en 144 MHz et plusieurs minutes en 28 MHz.

Le nombre de météores dépend aussi de la distance terre soleil donc de la saison et ce nombre est relativement élevé de juin à septembre.



A certains moments de l'année la terre rencontre un plus grand nombre de météorites. Le tableau ci-après donne les principales chutes de météores:

3-5 janvier	Quadrantides	#
19-23 avril	Lyrides	
5-6 mai	Eta-Aquarides	
19-21 mai	Cetides	*
4-6 juin	Perseids	* #
8 juin	Arietides	*
9 juin	Zeta-Perséides	
30 juin - 2 juillet	Taurides	*
26-31 juillet	Aquarides	
27 juillet - 14 août	Perseides	
18-23 octobre	Orionides	
26 octobre - 16 novembre	Taurides	
14-18 novembre	Léonides	
10-14 décembre	Géminides	#
22 décembre	Ursides	

indique les 3 pluies météorites les plus importantes.

* indique les phénomènes diurnes, les autres étant plus favorables entre minuit et l'aube.

7.6.8. Transéquatorial

La propagation transéquatoriale (TE) est une forme de propagation due à la couche F, qui fut découverte dans les années 1940. Elle fonctionne essentiellement sur 50 MHz, sur 144 MHz et parfois sur 432 MHz. Cette propagation est caractérisée par des chemins nord-sud perpendiculaire à l'équateur magnétique, elle a lieu sur des latitudes de + et - 15 degrés par rapport à l'équateur magnétique, le plus souvent l'après-midi et le soir, et par conséquent nous ne sommes pas concernés !

7.6.9. Propagation via les irrégularités alignées sur le champ magnétique terrestre (FAI)



7.7. Propagation en micro-ondes

7.7.1. Bilan de liaison hertzienne

Le bilan d'une liaison hertzienne est un calcul qui permet de déterminer le niveau théorique à la réception. Le bilan est une somme de

- la puissance d'émission, exprimée en dBm
- des pertes dans le feeder à l'émission, exprimées en dB
- du gain de l'antenne d'émission, exprimée en dBi
- de l'atténuation d'espace, exprimée en dB
- du gain de l'antenne de réception, exprimée en dBi
- des pertes dans le feeder à la réception, exprimées en dB

Les pertes dans les feeders sont calculées en fonction de leur atténuation spécifique et de leur longueur. On peut bien sûr inclure les pertes dans les connecteurs et, s'il y en a, toutes les autres pertes telles que pertes dans filtres, pertes dans les circulateurs, etc.

Les gains d'antennes se retrouvent dans les spécifications des fournisseurs (catalogues).

On peut également tenir compte des pertes additionnelles pour les climats tempérés et humides et ajouter les pertes occasionnées par les chutes de pluies. Ces valeurs deviennent significatives au-delà de 6-8 GHz.

On peut également tenir compte de pertes supplémentaires lorsque le profil n'est pas complètement dégagé.

Cette somme donnera le niveau reçu par le récepteur en dBm et indiquera la marge entre ce niveau et le niveau minimum du squelch ou le niveau minimum pour obtenir un certain TEB (cas des liaisons numériques).

7.7.2. Atténuation de trajet en espace libre

Voir plus haut, et pour rappel :

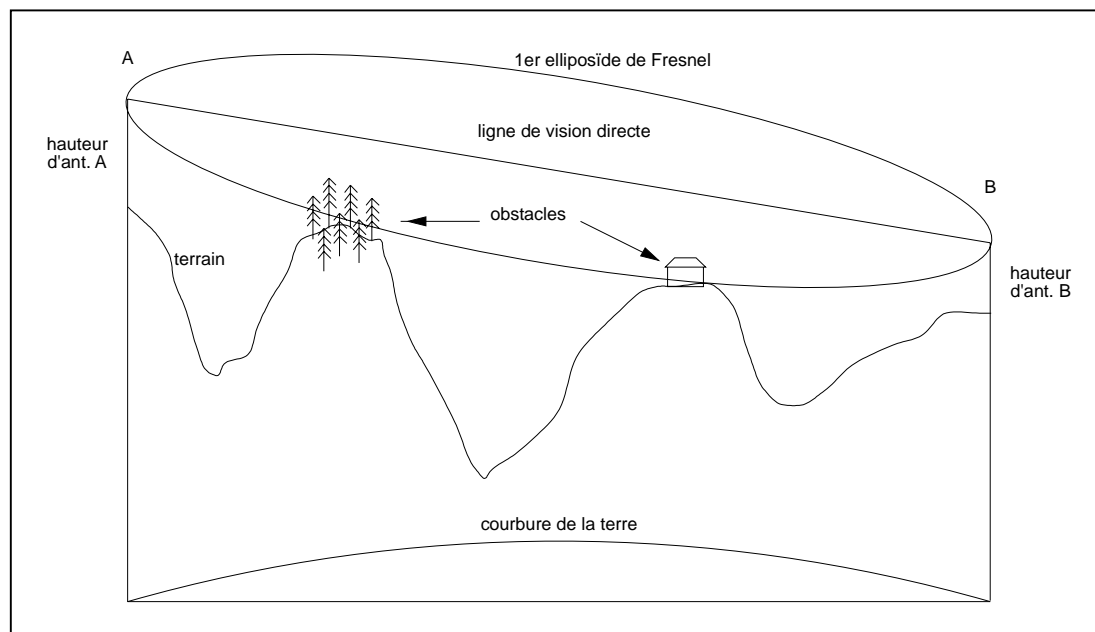
$$a_f = 32,5 + 20 \log d_{(km)} + 20 \log f_{(MHz)}$$

Toutefois l'espace libre n'est qu'une hypothèse, il faudra également tenir compte de l'atmosphère et des obstacles.



7.7.3. Le profil d'une liaison

Pour déterminer l'atténuation entre l'émetteur et le récepteur, on se base sur un diagramme appelé "**profil**" qui représente en quelque sorte la coupe de terrain entre les 2 antennes. A partir du profil, on peut déterminer plusieurs cas, et pour chaque cas il existe des abaques ou des formules empiriques à appliquer afin de trouver l'atténuation supplémentaire.



Le profil comporte plusieurs éléments, c-à-d plusieurs "**lignes**":

- à gauche et à droite, il y a deux lignes verticales sur lesquelles on reporte la hauteur de chacun des sites, plus la hauteur des antennes à chaque site. Les points A et B représentent les antennes.
- entre les antennes A et B, il y a la **ligne de vision directe**.
- dans le bas de l'épure une ligne représente **l'élévation due à la courbure du sol**, cette ligne représente le niveau de la mer (0 m) en tout point du profil. L'élévation due à la courbure de la terre peut se calculer par la formule

$$h = (d_1 d_2) / 2 R$$

Si nous voulons tenir compte de la réfraction normale nous avons vu qu'on adopte un rayon égal à 4/3 R soit 8500 km .Et il existe malheureusement quelques jours par an où il y a subréfraction auquel cas on devrait utiliser un rayon équivalent à 2/3 R.

R = 2/3	4250 km	$h_{(m)} = (d_1 (km) d_2 (km)) / 8,5$
R = 1	6370 km	$h_{(m)} = (d_1 (km) d_2 (km)) / 12,74$
R = 4/3	8500 km	$h_{(m)} = (d_1 (km) d_2 (km)) / 17$

- au dessus de la courbure de la terre on reporte l'élévation due à l'altitude. Les données d'altitudes sont disponibles auprès des instituts de cartographies (IGN par exemple) mais elles sont aussi disponibles sur Internet.
- on doit aussi reporter tous les **obstacles naturels ou artificiels**, noter où il y a des forêts, estimer la hauteur des arbres (visite sur place), noter les endroits où il y a des maisons et des villes et noter les hauteurs des bâtiments (visite sur place). En pratique on ne fera ce travail que pour les points critiques. Les points critiques seront déterminés par l'étude du profil. Tous ces éléments seront ensuite reportés sur le profil.

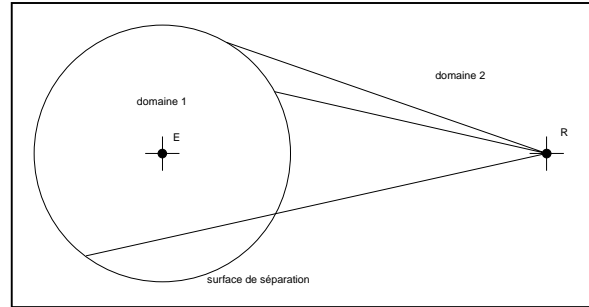


- une dernière ligne très importante est le tracé du **1er ellipsoïde de Fresnel** (Fresnel est le savant qui étudia l'optique ondulatoire) (voir plus loin).

Une fois le profil tracé, il faudra l'analyser et calculer l'atténuation supplémentaire, et c'est là que les romains s'empoignèrent, puisqu'on a recourt à des formules empiriques et à des abaques, et que le calcul exige un certain "feeling" et une certaine expérience.

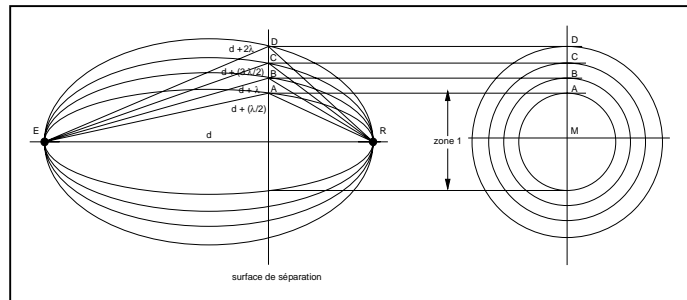
7.7.4. Principe de Kirchoff-Huygens

On considère une surface qui divise deux domaines de sorte que le domaine 2 ne comporte aucune source électromagnétique. On suppose que la valeur du champ en tous point de cette surface est connue. Dans ce cas le champ en un point quelconque R sera égal à la somme des champs élémentaires en chaque point de la surface.



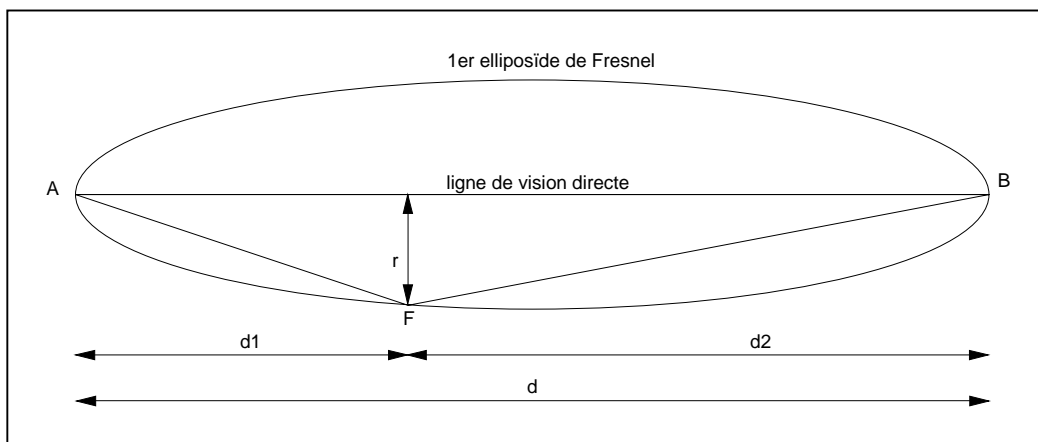
7.7.5. Théorie de Fresnel

D'après la théorie de Fresnel, on divise la surface de séparation en différentes zones et on répartit ces zones en deux groupes selon que les champs secondaires sont en phases ou non.



Considérons une surface de séparation perpendiculaire à la droite ER.

- Au fait on peut imaginer qu'une onde part du point A (une antenne) et arrive au point B (l'autre antenne), il y a entre A et B un certain nombre de longueurs d'ondes. Mais supposons qu'une onde part dans une autre direction, qu'elle soit réfléchiée par un obstacle quelconque et arrive en B avec un déphasage de 180° ($\lambda/2$), les deux ondes seront en opposition de phase et s'annuleront. Il est important de connaître l'ensemble de tous les points où une réflexion pourrait donner une onde déphasée de 180°. Cet ensemble de points (en géométrie, on parle de *lieu géométrique*) est une surface ellipsoïdale (imaginez la toile d'un ballon Zeppelin...). Mais en pratique, sur les profils, on ne dessine qu'une seule ligne c'est le demi ellipsoïde inférieur. En d'autres termes, c'est l'ellipsoïde de Fresnel qui représente un ensemble de points où la distance (A-F-B) - (A-B) est égale à $\lambda/2$. C'est aussi **le 1er ellipsoïde car il concerne un déphasage de $\lambda/2$** .



Le rayon du 1er ellipsoïde se calcule de la façon suivante :

$$r_{(m)} = 31,6 \sqrt{\lambda_{(m)} d_1 (km) d_2 (km) / d (km)}$$



Le premier ellipsoïde est un lieu qui apporte un effet "négatif", car s'il y a une réflexion, il y a une diminution (ou même une annulation) du signal en B. Le pire qui puisse arriver est d'avoir un lac, un marais, un site industriel "plein de tôles", ... tangent quelque part le long du 1er ellipsoïde. Le 2ème ellipsoïde concerne un déphasage de λ , mais il nous concerne beaucoup moins car les ondes arriveraient en phase, donc il n'y aurait pas d'atténuation. Le 3ème ellipsoïde concernera un déphasage de $3\lambda/2$, donc encore un effet négatif ! La dimension de l'ellipsoïde dépend de la longueur d'onde, pour les fréquences basses (144 MHz, 432 MHz, 1296 MHz,...) les dimensions sont très grandes, pour les fréquences élevées (10 GHz et plus), l'ellipsoïde est fort aplati.

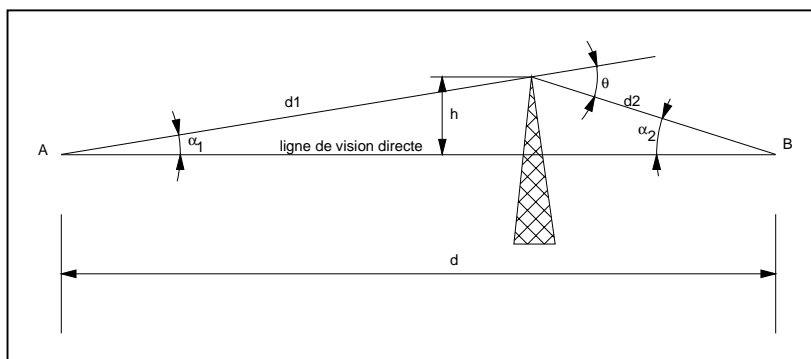
7.7.5. Cas d'un obstacle effilé

On dit que l'obstacle est **effilé** (en anglais "knife obstruction") lorsque son "épaisseur" est faible par rapport à la distance.

Soit la figure ci-contre, dans ce cas, il faut d'abord calculer un facteur

$$k = \sqrt{2 h \theta / \lambda}$$

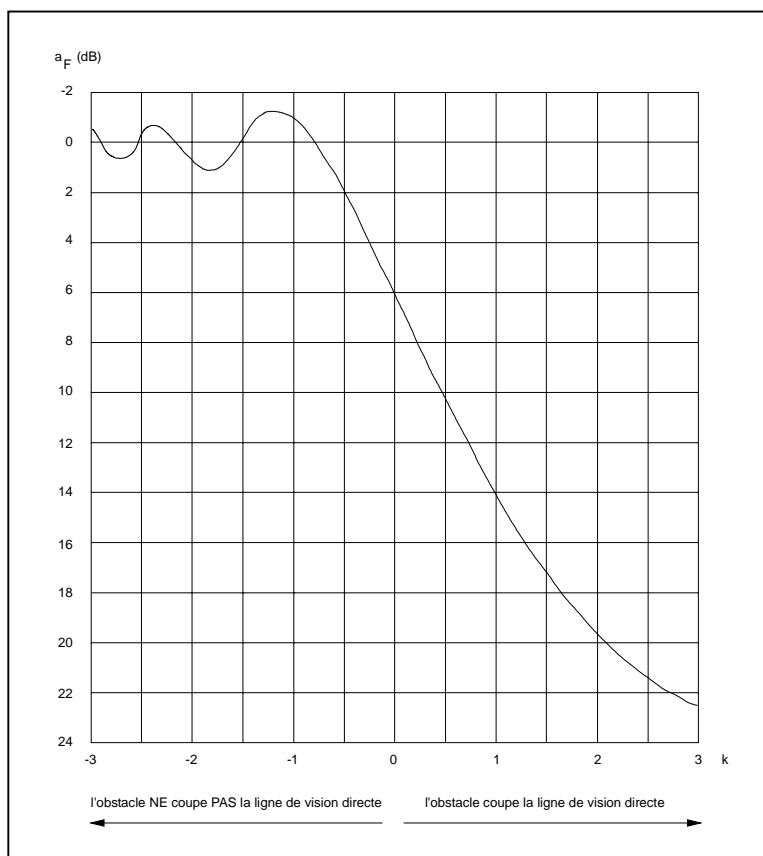
pour trouver la valeur de atténuation supplémentaire due à l'obstacle²².



Remarquons que h et θ ont le même signe et que k prend le même signe que h.

L'atténuation totale sera égale à $a = a_f + a_F$ avec a_f = atténuation en espace libre et a_F atténuation supplémentaire due à l'obstacle (c'est le "F" majuscule de Fresnel!).

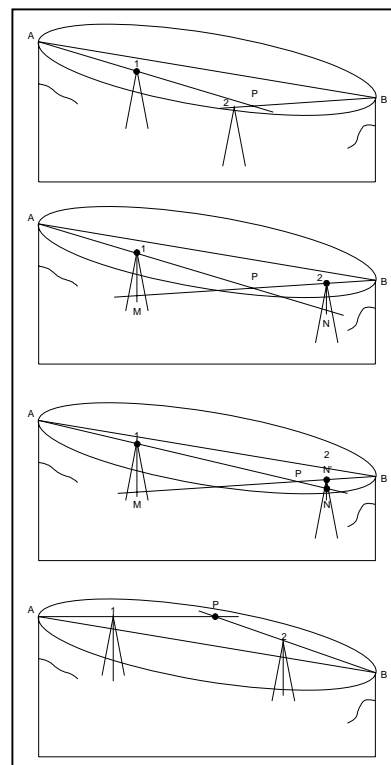
²² Recommandation ITU-R P.526-8



7.7.5. Cas de deux obstacles effilés

Lorsqu'il y a deux obstacles effilés, une série de règles (résultant d'expériences) permettent de calculer l'atténuation supplémentaire :

- si le point d'intersection P en dehors des deux obstacles 1 et 2, et en dessous de la ligne de vision directe, alors on peut négliger le plus petit obstacle : $a_F = a_{F1}$
- si le point d'intersection P est entre les deux obstacles 1 et 2, et en dessous de la ligne de vision directe, et si les points M et N se trouvent en dehors du premier ellipsoïde de Fresnel, alors l'atténuation totale supplémentaire est égale à la somme des atténuations des obstacles 1 et 2 donc $a_F = a_{F1} + a_{F2}$
- si le point d'intersection P est entre les deux obstacles 1 et 2, et en dessous de la ligne de vision directe, et si le M et N se trouvent dans le premier ellipsoïde de Fresnel, alors l'atténuation totale supplémentaire est égale à $a_F = a_{F1} + a_{FN'} - a_{FN}$
- si le point d'intersection P est entre les deux obstacles, mais au dessus de la ligne de visibilité directe on remplace les deux obstacles par un obstacle virtuel P.





7.7.5. Cas d'un obstacle arrondi

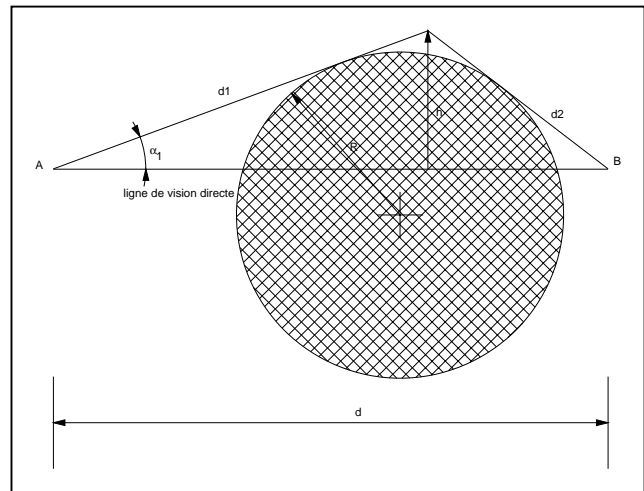
A l'opposé de l'obstacle "couteau", il y a le cas de l'obstacle arrondi. L'atténuation totale sera égale à $a = a_f + a_F + a_R$

avec

a_f = atténuation en espace libre et

a_F atténuation dû à l'obstacle mince

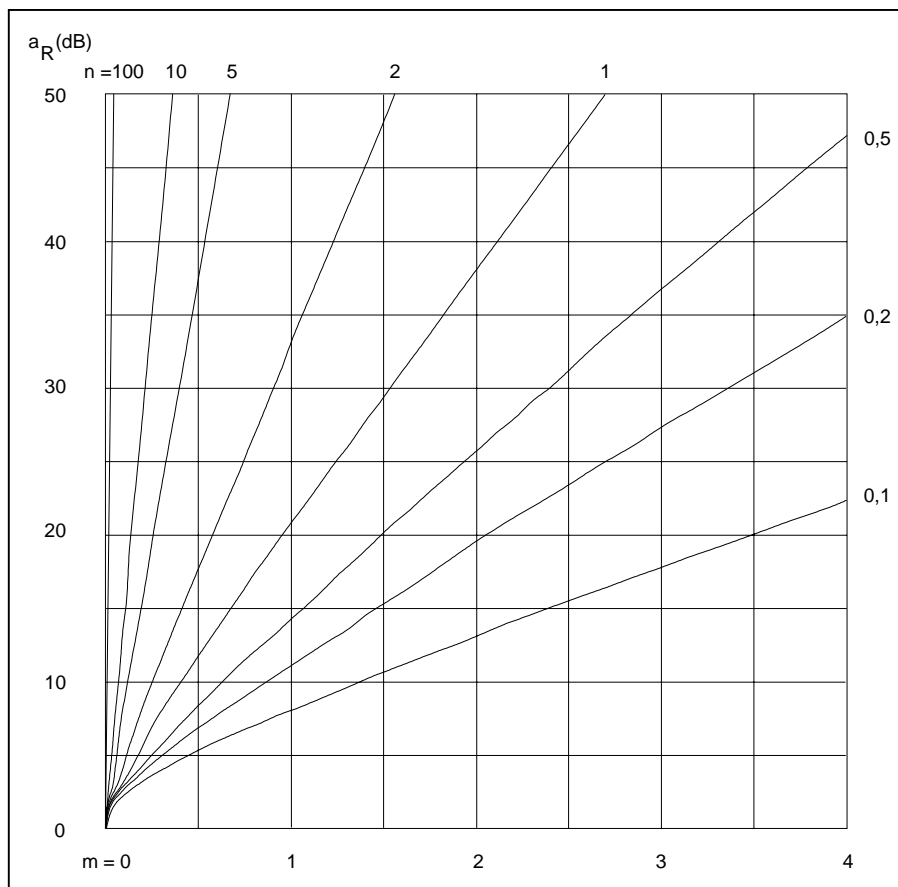
a_R atténuation supplémentaire dû à l'obstacle arrondi



Pour déterminer a_R on utilise deux coefficients :

$m = R \left(\frac{d_1 + d_2}{d^2} \right) / \left(\frac{\pi R}{\lambda} \right)^{1/3}$	$n = h \left(\frac{\pi R}{\lambda} \right)^{2/3} / R$
---	--

Puis on obtient a_R à partir des courbes suivantes

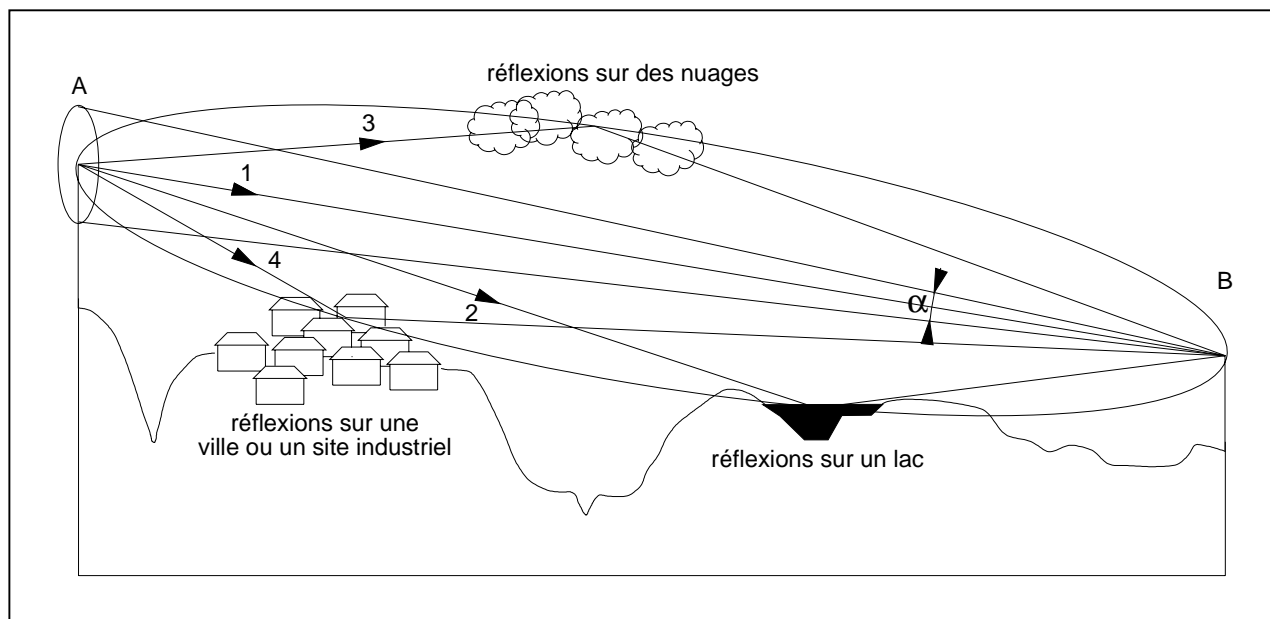




7.7.8. Liaison à trajets multiples ("multipath"):

Une des choses les plus "horribles" qui puisse arriver à une liaison faisceau hertzien est le multipath. Soit le cas de la figure ci-contre, on a

- un rayon direct 1,
- un rayon 2 provenant de la réflexion sur un lac qui constitue à certains moments une surface d'inversion
- un rayon 3 provenant d'une réflexion sur des nuages, et,
- un rayon 4 provenant de la réflexion sur une grande ville!



Tous ces signaux se mélangent dans l'antenne de réception B, avec des phases et des amplitudes différentes ...

Une des façons de combattre ce phénomène est d'utiliser des antennes avec une très grande directivité. En fait une antenne qui a un angle d'ouverture α , "éclaire" un cercle de diamètre égal à $D \sin \alpha$, avec D la distance à l'antenne.

Ainsi une parabole de 3 m de diamètre, à 6 GHz, et qui a un angle d'ouverture de 2° , possède à 25 km un diamètre d'illumination 0,436 km soit 436 m ! Il faut prendre en considération tous les obstacles qui pourraient produire des réflexions dans ce cône.

De même, si à l'émission l'angle d'ouverture est tel que la parabole n'éclaire pas le lac, il ne pourra pas y avoir de réflexions sur ce lac ! Nous avons pris l'angle d'ouverture à 3 dB, en fait il faudrait aussi considérer l'angle qui nous donne une protection de 10 dB ou de 20 dB par exemple. Remarquez que dans le cas de la figure ci-dessus, l'axe vertical et l'axe horizontal ne sont pas à la même échelle, l'angle α est reproduit avec une certaine distorsion !

7.7.9. Le cas idéal

Le cas idéal est celui où le premier ellipsoïde de Fresnel est tangent au terrain. Les variations de la réfraction atmosphérique, qui entraînent une modification de la courbure fictive de la terre et par conséquent de la hauteur libre, ont alors peu d'influence sur l'atténuation de trajet. Il faudra donc choisir le site, prévoir les hauteurs de pylône et "s'arranger" pour que ce cas idéal soit atteint.

7.7.10. Portée normale en fonction de la fréquence

Les distances "normales" pour les liaisons analogiques que numériques,



- la bande 4 GHz sera utilisée pour des trajets de l'ordre de 40 à 60 km
- la bande 6 GHz sera utilisée pour des trajets de l'ordre de 20 à 40 km
- la bande 8 GHz sera utilisée pour des trajets de l'ordre de 10 à 25 km
- la bande 22 GHz sera utilisée pour des trajets de l'ordre de 3 à 10 km
- la bande 40 GHz sera utilisée pour des trajets de l'ordre de 1 à 3 km

7.7.11. Atténuation par les gaz et absorption par les arbres

Nous en avons déjà parlé plus haut !



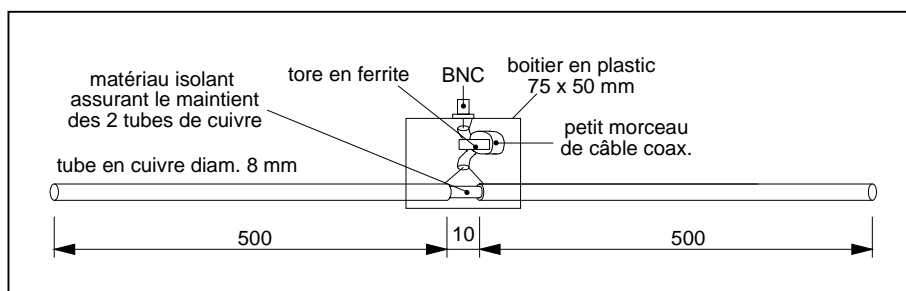
Annexe 1 : Réplique des expériences de Hertz

Cette approche a été mise au point par M. Félix Godfraind, ON1LGF †, qui a reproduit les expériences de Hertz afin de "visualiser" les ondes électromagnétiques dans les cours de physique de l'enseignement secondaire. Tout le monde peut voir les ondes à la surface de l'eau, tout le monde peut voir vibrer une corde d'un instrument de musique, et bien M. Félix Godfraind nous a proposé une démonstration à la suite de laquelle on pouvait "presque voir" les ondes électromagnétiques.

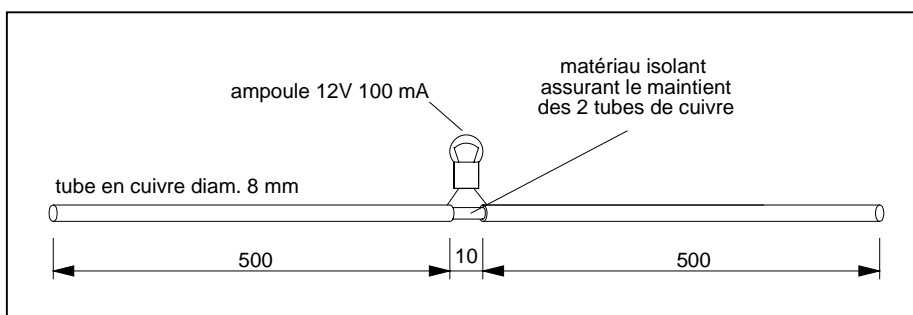
Les chargés de cours qui pourront mettre en œuvre les expériences reprises ci-après verront leurs efforts récompensés, car grâce à ces manipulations les étudiants "verront" les ondes électromagnétiques et peut-être que les chargés de cours "verront" aussi ce qu'ils enseignent depuis des années ...

A l'exception de l'émetteur, tout le matériel se trouve dans les grandes surfaces qui vendent du matériel de bricolage. Il faut essentiellement :

- un générateur haute fréquence. Le générateur haute fréquence n'est rien d'autre qu'un transceiver 145 MHz fournissant 5 watts ou un peu plus.
- un (ou deux) dipôle qui servira d'antenne et qui sera raccordé à ce transceiver : on utilise deux tubes en cuivre de 500 x 8 mm maintenu par un morceau de matériau isolant au centre. Au centre de ce dipôle on monte un boîtier en plastic de 75 x 50 mm. L'attaque est faite par un balun constitué de 2 spires de câble coaxial (genre RG174) autour d'un tore ferrite. Le boîtier est muni d'un connecteur BNC.

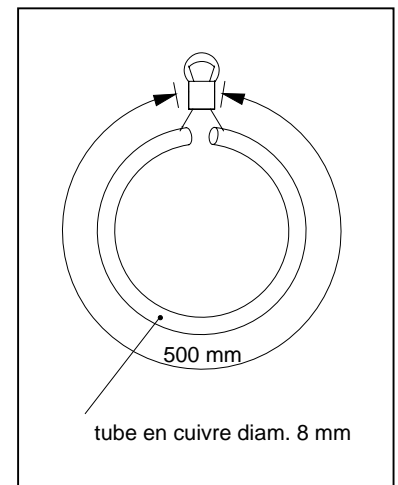


- un autre dipôle servira de détecteur de champ électrique, il aura en son centre une petite ampoule (12 V, 100 mA)

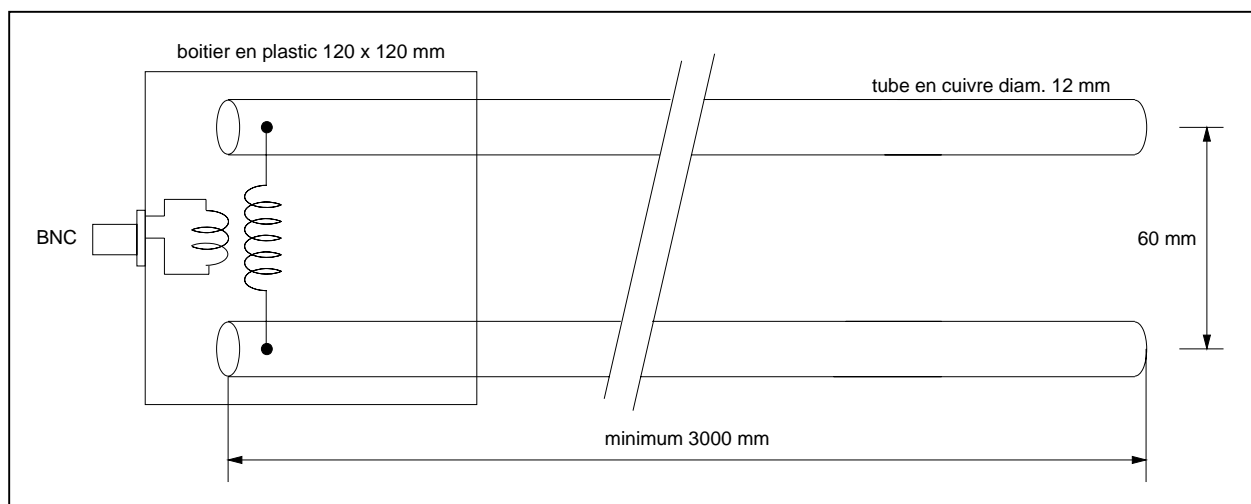




- on a aussi besoin d'un détecteur de champ magnétique: il s'agit d'une boucle d'une longueur de 500 mm réalisée en tube de cuivre. Cette boucle est ouverte et sur cette ouverture on raccorde une ampoule de 12V 100 mA.



- on aura également besoin d'une ligne de transmission : dans un boîtier en plastic de 120 x 120 mm on place un connecteur BNC et 2 lignes en cuivre de diamètre 12 mm et d'une longueur de 3000 mm. Le transfo est constitué de 2 selfs à air concentriques avec 2 spires au primaire et 6 spires au secondaire. Le diamètre du bobinage est de 10 mm.



- il faudra une ampoule pour visualiser les nœuds et les ventres. Cette ampoule est montée sur un morceau de plastic (100 x 30 mm) pourvue de 2 contacts auxquels est fixée l'ampoule de 12V 100 mA.
- il faudra encore des tôles en aluminium, des plaques en bois et en plastic, une "grille" pour démontrer l'effet de la polarisation, des supports en bois pour tous ce qui a été décrit ci-dessus.



Annexe 2 : Résumé

La propagation des ondes est donc une matière très complexe, toutefois, nous allons essayer de nous aider d'un tableau résumé

Es	Essentiellement 6 m et 2 m, mais aussi 144 MHz Très souvent aux mois de juin et juillet	
F1		
F2	Principalement sur les bandes HF entre 20 et 10m	
Ligne de pénombre	Propagation Nord-sud au lever et au coucher du soleil	

Annexe 3 : Programme HAREC

Pour le chapitre 7, le programme HAREC donne une liste de thèmes. Le tableau ci-dessous établit la liaison entre ces thèmes et les paragraphes de présent cours

Programme HAREC	ici voir §
Signal attenuation, signal to noise ratio	
Line of sight propagation (free space propagation, inverse square law)	7.5.2 et 7.5.1.
Ionospheric layers	7.3.2.
Critical frequency	7.3.4.
Influence of the sun on the ionosphere	
Maximum Usable Frequency	7.3.8.
Ground Wave and sky wave, angle of radiation and skip distance	
Multipath in ionospheric propagation	
Fading	
Troposphere (ducting, scattering)	
The influence of the height of antennas in the distance that can be covered [radio horizon]	
Temperature inversion	
Sporadic E-reflection	
Auroral Scattering	
Meteor scatter	
Reflections from the moon	
Atmospheric noise	
Galactic noise	
Ground (thermal) noise	
Propagation prediction basics (link budget) <ul style="list-style-type: none">• Dominant noise source• Minimum signal to noise• Minimum received signal power• Path loss• Antenna gains and transmission line losses• Minimum transmitter power	



Chapitre 8 : Les mesures

Un radio amateur est un expérimentateur, et par conséquent il doit faire des mesures sur les montages qu'il effectue. Ce chapitre aura pour but d'étudier les principaux appareils de mesure dont le radio amateur dispose.

8.1. Mesures de tensions et de courants continus (DC)

8.1.1. Les indicateurs de courant

Pour effectuer une mesure de courant (ou de tension) on a besoin d'un appareil "avec une aiguille" qui bouge et qui donne une certaine lecture sur un cadran gradué en fonction du courant qui le traverse, on appelle cela un indicateur de courant. Les indicateurs de courant peuvent faire appel à différents principes:

8.1.1.1. Indicateur à noyau de fer mobile

Cet indicateur est constitué d'une bobine dans laquelle circule le courant à mesurer. Ce courant engendre un champ magnétique à l'intérieur de la bobine. Si nous plaçons à l'intérieur de la bobine un noyau en fer doux, celui-ci va être attiré et plonger dans la bobine, nous avons ainsi des appareils à fer plongeant. Mais on peut aussi mettre dans la bobine deux plaquettes de fer doux, celles-ci vont être magnétisées et vont se repousser. Ainsi, l'une des plaquettes est mobile autour d'un axe et entraîne une aiguille à se déplacer le long d'un cadran, l'autre plaquette est fixe.



Si on inverse le sens du courant les plaquettes se repousseront toujours de la même façon. Ces appareils conviennent donc aussi bien pour le courant continu que pour le courant alternatif industriel (50 Hz)

8.1.1.2. Indicateur à bobine mobile

Cet indicateur encore appelé galvanomètre d'Arsonval ou simplement galvanomètre comprend essentiellement une bobine de fil très fin enroulé sur un support en métal très léger.

Cet enroulement en forme de cadre peut pivoter autour d'un axe d'où un autre nom appareil à cadre mobile. Les connexions vers le circuit extérieur se font par un ressort en spirale de chaque côté du cadre. Une aiguille solidaire de la bobine mobile peut se déplacer en face d'une échelle. Le tout est suspendu dans un champ magnétique d'un fort aimant permanent.



Lorsqu'un courant circule dans la bobine, il donne naissance à un champ magnétique qui réagit avec le champ de l'aimant et la bobine pivote autour de son axe.

Lorsque le courant est inversé, la déviation se fait dans l'autre sens. C'est pourquoi ce type d'indicateur ne peut convenir que pour des mesures en courant continu !

Au repos (sans courant), les deux ressorts s'équilibrent et l'aiguille est sur l'indication "0". S'il n'en était pas ainsi, une vis de réglage permet d'augmenter ou de diminuer la force de tension d'un des deux ressorts.

Si on applique un courant pulsé (par exemple des demi sinusoïdes) cet appareil déviara à une valeur égale à la valeur moyenne du courant. Pour certaines applications il s'avère nécessaire de pouvoir mesurer un

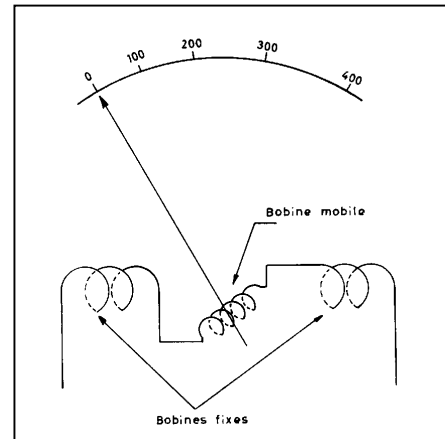


courant tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre, par exemple pour établir l'équilibre d'un pont de mesure (un pont Wheatstone par exemple que nous verrons plus loin) ou visualiser le "zéro discri" et s'assurer qu'en FM on est bien accordé sur la fréquence centrale,... dans ce cas là, le galvanomètre peut-être construit de telle façon que le zéro soit au milieu de l'échelle.

L'appareil à cadre mobile est certainement l'appareil le plus utilisé dans les multimètres (à aiguille) employé pour dans les laboratoires, par les dépanneurs radio et par les radioamateurs.

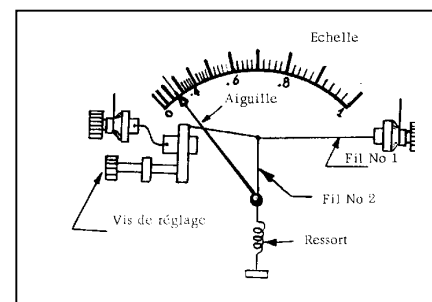
8.1.1.3. Indicateur électrodynamique

Dans cet indicateur il y a deux bobines, l'une est fixe et l'autre mobile. La déviation est proportionnelle au produit du courant qui passe dans la bobine fixe par le courant qui passe dans la bobine mobile. Ce type d'appareil est essentiellement utilisé comme Wattmètre dans le domaine de l'électrotechnique ("courant fort").



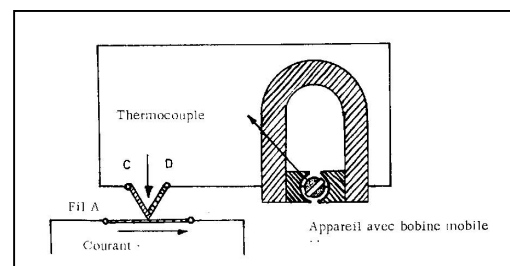
8.1.1.4. Indicateurs à fil chaud

La chaleur développée par le passage du courant dans un fil peut le dilater. Cette dilatation peut servir à faire dévier une aiguille sur un cadran, on utilise pour cela un système mécanique avec une petite poulie et un ressort. Puisque la chaleur est proportionnelle à I^2 , ce type d'appareil à une échelle quadratique.



8.1.1.5. Indicateur à thermocouple

Ce type d'appareil est essentiellement utilisé en RF. Le thermocouple est traversé par le courant haute fréquence, il s'échauffe et produit une tension continue qui est mesurée.





8.1.2. Le voltmètre

Le voltmètre est un appareil qui sert à mesurer les tensions. En général un voltmètre est constitué d'un galvanomètre à cadre mobile (microampèremètre) et d'une résistance connectée en série, appelée résistance additionnelle.

Le voltmètre possède ainsi un calibre c.-à-d. une valeur de tension maximum lorsque l'aiguille dévie à fond (encore appelé FSD pour Full Scale Deviation). On parle ainsi d'un voltmètre qui a un calibre de 15 V ce qui veut dire qu'à fond d'échelle il pourra mesurer une tension de 15 V. Si on applique une tension supérieure, on risque de détruire l'appareil de mesure. On peut avoir plusieurs calibres à l'aide d'un combinateur où à l'aide de plusieurs bornes et commuter plusieurs résistances additionnelles.

Etant donné qu'il faut mesurer la tension aux bornes de quelque chose (aux bornes d'une batterie, d'une alimentation, aux bornes d'une résistance dans un circuit,... le voltmètre se branche en parallèle sur ces bornes.

Application: Soit un galvanomètre de 20 μA dont la résistance interne est de 4 $\text{k}\Omega$, quelle est la résistance additionnelle pour réaliser un voltmètre qui indique 100 V fond d'échelle ?

La valeur de la résistance totale sera de $R = 100 / 20 \cdot 10^{-6} = 5 \text{ M}\Omega$, de cette valeur il faut retirer les 4 $\text{k}\Omega$ de la résistance interne du galvanomètre, la résistance additionnelle est donc de $5000 \text{ k}\Omega - 4 \text{ k}\Omega = 4996 \text{ k}\Omega$. Si, dans ce cas précis, on mettait une résistance de 5 $\text{M}\Omega$, on ne ferait qu'une erreur de 0,1% et une telle erreur est tout à fait négligeable (moins de 1/10ème de graduation si on suppose que le cadran est divisé en 100 !).

Un voltmètre possède donc une certaine résistance interne, et quoi que celle-ci puisse être grande, elle donne lieu à un petit courant (celui qui fait dévier le cadre mobile...) et donc à une erreur de mesure. Dans la majorité des cas on s'arrange pour que cette résistance interne soit grande et l'erreur de mesure sera donc très faible.

Pour un voltmètre donné le rapport résistance interne/calibre est une constante. Cette constante s'exprime en $\text{k}\Omega/\text{V}$. L'inverse de cette valeur n'est rien d'autre que la valeur du courant qui produit une déviation fond d'échelle. De facto un appareil à 20 $\text{k}\Omega/\text{V}$ et un appareil dont le galvanomètre dévie à pleine échelle pour un courant de 50 μA en effet $1/(20 \cdot 10^3) = 50 \cdot 10^{-6}$ c.-à-d. 50 μA !

- les appareils les plus couramment utilisés dans les laboratoires, par les dépanneurs, et par les radioamateurs sont à 20 $\text{k}\Omega/\text{V}$,
- les appareils pour électriciens courant fort sont entre 1 et 5 $\text{k}\Omega/\text{V}$, ce sont des appareils plus robustes que l'on peut sans craintes emporter sur un chantier, jeter dans sa trousse à outils, ...
- toutefois dans les laboratoires on peut avoir besoin d'appareils plus sensible, on trouve donc aussi des appareils à 50 $\text{k}\Omega/\text{V}$ et à 100 $\text{k}\Omega/\text{V}$, mais étant donné leur fragilité, il est déconseillé de les mettre dans la trousse à outils d'un dépanneur et a fortiori de les utiliser dans des applications "courant fort".



Pour la mesure de très haute tension (>1 kV) on utilise un probe haute tension. Ce probe doit garantir une isolation suffisante pour la protection de l'opérateur, c'est pourquoi on lui donne une forme spéciale qui évoque les isolateurs H.T. sur les pylônes. Le probe est constitué d'un diviseur potentiométrique, d'une part il est raccordé à la masse (par un fil généralement terminé par une pince crocodile) et d'autre part il est raccordé à un multimètre.



ATTENTION DANGER ATTENTION DANGER ATTENTION DANGER

PRECAUTIONS A PRENDRE POUR LA MESURE DES HAUTES TENSIONS

Les hautes tensions que le radioamateur rencontre se trouvent principalement dans les amplificateurs linéaires à tubes. On y trouve des tensions de plusieurs milliers de Volts sous des courants pouvant atteindre l'Ampère. Comme nous le verrons dans le chapitre sur les dangers électriques DE TELLES TENSIONS, AVEC DE TELS DEBITS, SONT FATALES !

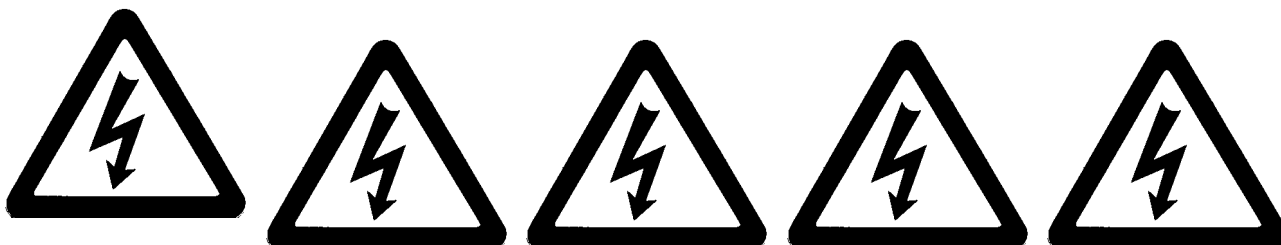
Donc si vous voulez contrôler ou mesurer ces tensions, réfléchissez bien si la mesure est utile, s'il n'y a pas moyen de faire autrement.

Et si vraiment il faut le faire, travaillez de la façon suivante :

- soyez sûr que le châssis de l'appareil (par exemple l'amplificateur linéaire) est bien relié à la terre, non seulement par le cordon secteur, mais aussi et surtout par la vis "GROUND" sur votre appareil
- branchez le voltmètre sans alimenter le circuit,
- mettez une main dans le dos et enclenchez le secteur,
- mettez l'autre main dans le dos et lisez la tension,
- coupez le secteur et attendez que les condensateurs se déchargent,
- EN AUCUN CAS vous n'essayerez de touchez aux fils, de retourner l'appareil pour voir ce qui se passe de l'autre côté, ou de pousser sur un composant pour voir ce qui se passe ... ne le faites même pas avec un tournevis isolé !!

Sachez que si par mégarde vous touchez des pièces sous une telle tension, C'EST LA MORT !
Et vous ne serez plus là pour raconter au radioclub comment cela s'est passé !

Dans les téléviseurs il y a aussi des hautes tensions, pouvant même atteindre 25 kilovolts, mais le courant débité est limité par la résistance interne du circuit. Dans ce cas le choc électrique est important, l'arc que l'on peut "tirer" est impressionnant, mais du fait que le courant est limité, les séquelles sont beaucoup moins importantes que dans le cas ci-dessus.





8.1.3. L'ampèremètre

Un ampèremètre sert à la mesure du courant. En général un ampèremètre est constitué d'un galvanomètre (microampèremètre) et d'une résistance connectée en parallèle et appelée shunt. Soit le schéma de la figure ...

$$I_{\text{tot}} = I_{\text{galvanomètre}} + I_{\text{shunt}} \text{ et}$$

$$\text{par conséquent } R_{\text{shunt}} = (R_{\text{galvanomètre}} \cdot I_{\text{galvanomètre}}) / (I_{\text{total}} - I_{\text{galvanomètre}})$$

Application : On a un appareil qui mesure 1 mA fond d'échelle et dont la résistance interne est de 27 Ω , calculez le shunt pour 100 mA ?

$$\text{Réponse : } R_{\text{shunt}} = (R_{\text{galvanomètre}} \cdot I_{\text{galvanomètre}}) / (I_{\text{total}} - I_{\text{galvanomètre}}) = 27 \times 1 \cdot 10^{-3} : (100 - 1) \cdot 10^{-3} = 0,273 \Omega$$

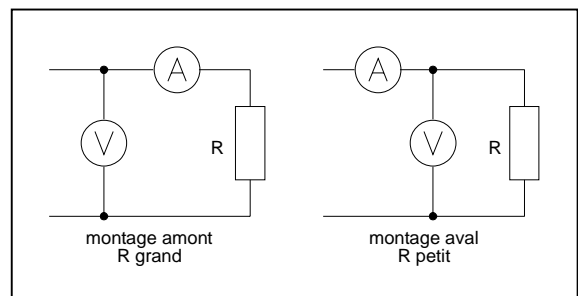
Comme tout le courant doit traverser l'ampèremètre celui-ci est toujours mis en série dans le circuit à mesurer, on devra donc "couper" le circuit pour pouvoir mettre l'ampèremètre en série et pour pouvoir faire la mesure.

Ici aussi on peut avoir plusieurs calibres à l'aide d'un commutateur. Lorsqu'on fait un appareil avec plusieurs shunts la commutation d'un shunt à l'autre pose un problème, en effet durant ce temps TOUT le courant passe dans le galvanomètre. Il va s'en dire que le fin fil du cadre mobile va vite être grillé. Pour éviter cela il faut utiliser que le commutateur mette deux contacts successifs en court-circuit durant le temps de commutation, mais on peut aussi utiliser un shunt universel.



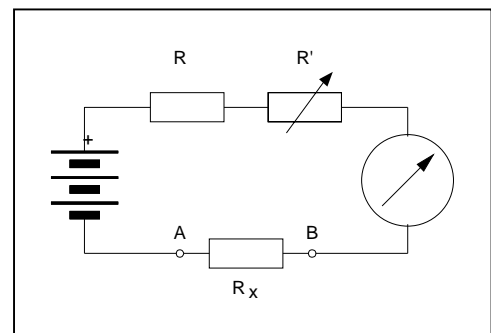
8.1.4. Mesure de résistances

On peut évidemment utiliser la loi d'Om, mesurer la tension et le courant pour en déduire la résistance. Mais il existe 2 méthodes. Etant donné que la résistance de l'ampèremètre n'est pas nulle et celle du voltmètre n'est pas infinie, on commet une certaine erreur. Si on utilise la méthode amont cette erreur est d'autant plus petite que la résistance est grande et pour la méthode aval, cette erreur est d'autant plus petite que la résistance est petite.



Mais la plupart des multimètres (avec galvanomètre) utilisent la méthode de la lecture directe. Dans cette position, le multimètre comporte une pile, une résistance R, une résistance réglable R' et un micro- ou milliampèremètre. On commence d'abord par court-circuiter les bornes A et B, et on règle R' pour une déviation maximum I_{max} , ceci correspond à "0Ω". Ensuite on intercale la résistance et on lit un courant I. On peut donc calculer

$$R_x =$$

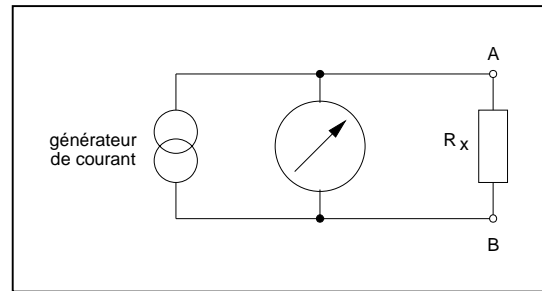


Mais plus simplement l'échelle de l'appareil de mesure est calibrée en "ohms" (d'où l'appellation "lecture directe"). Cette échelle n'est pas linéaire.





La plupart des multimètres numériques utilisent une autre méthode. On mesure la tension aux bornes de la résistance en y faisant passer un courant constant.



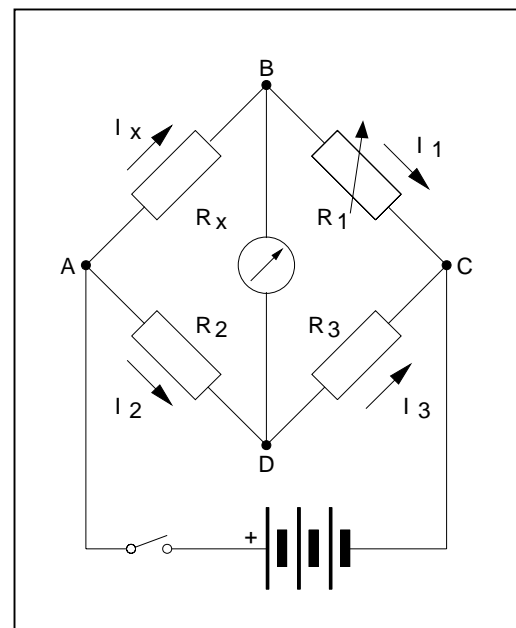
Une autre façon de mesurer une résistance est l'emploi d'un **pont de Wheatstone**. Entre A-B on trouve la résistance inconnue, R2 est une résistance variable, R3 et R4 sont des résistances fixes ou commutables. Dans la branche B-D on trouve un galvanomètre, mais celui-ci possède un zéro central. La diagonale A-C comporte un générateur de tension continue et un interrupteur.

On essaiera d'équilibrer le pont c-à-d d'avoir une déviation nulle du galvanomètre. S'il n'y a pas de tension entre B et D, cela signifie que la tension V_{AB} est égale à la tension V_{AD} . Il s'ensuit que la tension produite par $R_x I_x$ est égale à la tension produite par $R_2 I_2$ donc $R_x I_x = R_2 I_2$ et de manière similaire $R_1 I_1 = R_3 I_3$. Si on divise ces deux expressions

$$\frac{R_x I_x}{R_1 I_1} = \frac{R_2 I_2}{R_3 I_3}$$

Comme il ne passe aucun courant dans l'appareil de mesure $I_x = I_1$ et $I_2 = I_3$ d'où

$$\frac{R_x}{R_1} = \frac{R_2}{R_3} \quad \text{et donc} \quad R_x = \frac{R_1 R_2}{R_3}$$



Une série d'autres ponts sont dérivés du pont de Wheatstone

le pont de Sauty pour la mesure des capacités

Mais généralement on a besoin d'une façon plus rapide (et peut-être moins précise) pour mesurer les résistances. On distingue essentiellement deux montages :

Ohmmètre série : On court-circuite les points de mesure et on règle pour que l'ohmmètre dévie à fond

Ohmmètre shunt :



8.2. Mesures de tensions et de courants alternatifs (AC)

Pour mesure des courants alternatifs industriels (50 Hz) on peut utiliser des appareils à noyau de fer mobile. ces appareils sont très solides et très robustes aux chocs, leur résistance interne est grande mais pas très grande, ils conviennent donc pour le domaine de l'électrotechnique ("courant fort").

Mais on peut aussi utiliser un galvanomètre et une diode afin de redresser le courant. Si on utilise un appareil à bobine mobile, la déviation sera proportionnelle au courant moyen, donc

- pour un redressement simple alternance on a $I_{\text{moy}} = I_{\text{max}} \times 0,318$
- pour un redressement à deux alternances (pont redresseur) on a $I_{\text{moy}} = I_{\text{max}} \times 0,637$





8. 3. Les contrôleurs universels ou multimètres

Un **multimètre** est un appareil de mesure qui combine à la fois un voltmètre, un ampèremètre et un ohmmètre. La commutation de fonction se fait soit par un commutateur central, soit en enfonçant les fiches de test dans des positions ad-hoc, l'enfoncement de la fiche actionne alors un contact auxiliaire qui réalise les commutations internes. C'est l'appareil de mesure qui est un "must" dans la boîte à outils du technicien ou du radioamateur !



Une **variante est le multimètre numérique**. La lecture se fait alors sur des afficheurs numériques. La plupart des multimètres offrent aussi des possibilités de mesures de condensateurs, de diodes et de transistors.



Multimètre à "aiguille" ou à affichage numérique ?

- un multimètre à aiguille est plus facile lors de la recherche d'un "maximum", par exemple le réglage de la puissance d'un émetteur ou l'alignement d'un récepteur
- un multimètre digital est plus précis, il est plus facile à lire aussi (pas de conversion d'échelle, pas d'erreur de lecture !)

Attention : Il existe des cas où un appareil numérique peut donner une indication COMPLETEMENT erronée ! Si on a par exemple on mesure la tension sur un câble assez long (ouvert et isolé bien sûr) qui se trouve près d'une ligne d'alimentation électrique (220V AC), alors, par induction on risque de mesurer des tensions importantes (peut-être 100 V ou plus). On peut mettre une lampe d'éclairage sur la ligne celle-ci ne s'éclairera pas. Pourquoi ? Tout simplement à cause de l'induction sur le câble et du fait que l'impédance de charge du voltmètre est très grande (10 MΩ ou plus) on mesure une tension induite.



8. 4. Les erreurs de mesure

la précision de construction : en général la précision est de l'ordre de 2 %
tolérance sur la lecture

erreur de lecture : erreur de parallaxe, les appareils à miroirs réduisent cette erreur

8.4.1. Influence de la fréquence

Les appareils de mesures (voltmètre et ampèremètre) pour le courant alternatif sont donc des appareils de mesures pour le courant continu auquel on a ajouté un pont redresseur. Ils sont fondamentalement construits pour les mesures dans des circuits à fréquence industrielle (50 Hz), mais ils peuvent être utilisés jusque 5 kHz voire 20 kHz. Ces appareils sont gradués en termes de valeur efficace.

8.4.2. Influence de la forme d'onde

Comme nous avons déjà vu au 1er paragraphe, les appareils réagissent différemment si on leur applique un courant continu ou un courant alternatif. Dans un cas l'appareil répond à une valeur moyenne, dans l'autre à une valeur efficace. En fonction de cette réponse et de la forme de l'onde les déviations seront donc différentes :

- les appareils à noyau de fer mobile dévient proportionnellement à la valeur efficace
- les appareils à cadre mobile dévient proportionnellement à la valeur moyenne
- les appareils électrodynamiques
- les appareils à thermocouple

8.4.3. Influence de la résistance interne des appareils de mesures

Il faut remarquer que lorsqu'on mesure une tension aux bornes d'un élément d'un circuit quelconque, on shunte cet élément par le circuit de mesure. Pour que la mesure soit aussi précise que possible, la mise en parallèle ne peut affecter la valeur de la tension aux bornes de l'élément où on fait la mesure. La résistance interne du voltmètre doit donc être très grande. En électronique et en radio, on peut se contenter d'appareils ayant 20 à 50 k Ω /V , tandis qu'en électrotechnique ("courant fort) on peut utiliser des appareils ayant 1 à 5 k Ω /V



8.5. Mesure de la puissance en DC, en AC et en radiofréquence - puissance moyenne et puissance de crête d'enveloppe

En courant continu on mesure la puissance en branchant un ampèremètre en série et un voltmètre en parallèle et on fait simplement le produit du courant mesuré par la tension mesurée. On peut aussi utiliser un appareil électrodynamique, dans une des bobines on fait passer un courant proportionnel à la tension, dans l'autre bobine un courant proportionnel au courant dans le circuit. L'indication est proportionnelle au produit de la tension et du courant, donc de la puissance en courant continu.

En courant alternatif on utilise plutôt un appareil électrodynamique, une des bobines est parcourue par le courant, et sur l'autre on applique la tension à mesurer. Comme la déviation est proportionnelle au courant dans la bobine fixe par le courant dans la bobine mobile, la déviation est donc proportionnelle à la puissance. Un tel Wattmètre possède 2 ou 3 gammes de tensions et 5 ou 6 gammes de courants.

Mais ce qui nous intéresse plus ce sont les wattmètres pour la mesure des puissances HF. Ces wattmètres ne sont pas des vrais wattmètres comme ceux qu'on utilise pour le courant industriel (50 Hz). Ce sont des voltmètres gradués en Watts compte tenu que le système où on mesure cette puissance est supposé être un système à $50.\Omega$

La précision et la gamme de fréquence dépendent du détecteur du Wattmètre.

Un type particulier de wattmètre est le Wattmètre-réfectomètre qui permet également de mesurer le TOS sur la ligne. Ce wattmètre comporte un coupleur directionnel

vraie puissance incidente = puissance incidente lue - puissance réfléchie lue

8.6. Mesure du ROS



8.7. Mesures de fréquence

8.7.1. Générateur de marquage

Les récepteurs peuvent être équipés de ce type de générateur de marquage. Il s'agit en fait d'un générateur à quartz produisant des battements tous les 10 kHz ou tous les 100 kHz. Comme la référence part d'un quartz on appelle cela aussi des **calibreurs à quartz** et la précision est bien entendu celle du quartz. Grâce à ce calibreur on peut étalonner les récepteurs.

Ces calibreurs étaient très efficaces à une époque où les émetteurs-récepteurs utilisaient des oscillateurs libres comme VFO, mais actuellement les appareils modernes utilisent la synthèse de fréquence à partir d'une référence au moins aussi précise que celle du calibreur. Le calibreur à quartz est dès lors devenu désuet.

Dans les émetteurs-récepteurs modernes, la précision est de l'ordre de 10 ppm donc l'erreur maximum est de 300 Hz à 30 MHz! et pour ceux qui veulent une meilleure précision encore il est parfois possible d'avoir un TXCO en option, dans ce cas la précision est de l'ordre de 0,5 ppm, donc une erreur maximum de 15 Hz à 30 MHz!

Pour un appareil fonctionnant dans la bande 23 cm (1240 -1300 MHz) une précision de 10 ppm conduit toutefois à une erreur de 13 kHz ! ce qui n'est pas tolérable ni en SSB, ni en FM. C'est pourquoi, plus la fréquence augmente, plus il faudra faire attention à la stabilité.

Rappel : 1 ppm = 1 **partie par million** c'est donc 1 pour 1 000 000

8.7.2. Stations de références

Une autre source très intéressante sont les stations de références. Un certain nombre d'organismes ont décidé de mettre en service des émetteurs radio sur des fréquences extrêmement précises provenant de référence atomique.

- WWV à Fort Collins au Colorado (Etats-Unis) qui émet sur 1,5 , 5 , 10, 15 et 20 MHz
- WWVH à Kekahu à Hawaii
- DCF 77 près de Francfort en Allemagne, qui émet sur 77,5 kHz et qui fournit en outre des signaux horaires. Cet émetteur est probablement le plus connu, il couvre une zone d'environ 1500 km autour de Francfort.

8.7.3. Fréquencemètre à absorption

Les deux méthodes expliquées ci-dessus permettent essentiellement de vérifier, par battement, si la fréquence affichée sur un récepteur est correcte. Toutefois le problème pratique peut être différent : on peut disposer d'un signal et vouloir mesurer sa fréquence.

Un fréquencemètre à absorption n'est rien d'autre qu'un circuit LC que l'on peut accorder, muni d'un appareil de détection du maximum et d'une échelle pour la lecture de la fréquence. Les fréquencemètres à absorption s'utilisent dans la gamme de fréquence de 100 kHz à 200 MHz ou parfois dans les micro-ondes.

La précision est de l'ordre de 5% et ne suffit pas pour la plupart des applications

8.7.4. Fréquencemètre digital

Un fréquencemètre digital affiche sous forme numérique la fréquence du signal. Dans un fréquencemètre digital, on compte le nombre de cycles qu'il y a pendant un intervalle de temps. Si on compte le nombre de cycle en 1 seconde, on aura par définition la fréquence en Hertz.



On part généralement d'une référence à 10 MHz qui fournit les signaux pour l'intervalle de temps et pour les différentes impulsions nécessaires à la mise en mémoire du résultat et à l'affichage. dans les fréquencemètres bon marché et précis à 10^{-5} à 10^{-6} cette référence est un quartz avec une faible dérive . Pour une meilleure précision (10^{-7} à 10^{-8}) on thermostatisé le quartz. Pour une meilleure précision encore on synchronise le 10 MHz avec une source radio (DCF 77 ...).

Application: Un fréquencemètre ordinaire avec une précision de $5 \cdot 10^{-5}$ indique 430,067897 MHz. Quelle est la fréquence exacte ?

Solution : la fréquence exacte est située entre $430,067897 \text{ MHz} - (430 \text{ MHz} \times 5 \cdot 10^{-5})$ et $430,067897 \text{ MHz} + (430 \text{ MHz} \times 5 \cdot 10^{-5})$ soit $430\,067\,897 \text{ Hz} \pm 21500 \text{ Hz}$ soit 430,046397 et 430,089397 MHz. Conclusion sur un fréquencemètre avec une précision "ordinaire" il n'est pas nécessaire d'avoir beaucoup de digits et on en notant les résultats, dans un rapport par exemple, on se limitera aussi aux chiffres significatifs. Par exemple, si la précision est à 10^{-n} ne donnez que (n+1) chiffres.

Un fréquencemètre digital est donc caractérisé par sa précision, celle-ci dépend aussi de la température. Mais la précision peut aussi être influencée par le temps. En anglais on parle alors d' "**aging**".

Si le fréquencemètre utilise des circuits TTL, on pourra mesurer au maximum des fréquences de l'ordre de 50 MHz car c'est la fréquence limite de comptage des circuits TTL. Pour des fréquences supérieures il faudra utiliser des circuits ECL et dans ce cas la limite sera de l'ordre de 500 MHz. S'il faut mesurer des fréquences comprises entre 50 MHz et 3 GHz (3000 MHz) on pourra utiliser un **prédiviseur** ("**prescaler**"), celui-ci est réalisé en technologie ECL, il divise la fréquence par 10 ou par 100, puis envoie le signal vers un fréquencemètre ordinaire. L'affichage doit évidemment tenir compte du facteur de prédivision. Ces fréquencemètres sont appelés des fréquencemètres directs. la technologie VLSI permet de faire un fréquencemètre complet sur un chip, seul l'afficheur est extérieur.

En plus de la fréquence maximum qu'on peut compter, un fréquencemètre est caractérisé par le signal minimum qu'il faut lui appliquer pour qu'il puisse compter sans erreur, c'est la **sensibilité du compteur**, et par la tension maximum qu'on peut lui appliquer sans endommager le circuit d'entrée ("burn-out").

Pour des fréquences allant de 1GHz à 40 GHz plus, on utilise des **fréquencemètres hétérodynes** : On part d'un oscillateur à 500 MHz par exemple qui produit une série d'harmoniques. On mélange le signal entrant avec le signal à 1 GHz. Si le mélange produit une fréquence entre 0 et 500 MHz, on applique ce signal au fréquencemètre de base (qui monte jusqu'à 500 MHz) et on ajoute 1000 MHz sur l'afficheur. Si le mélange ne produit pas de fréquence entre 0 et 500 MHz, on incrémente l'oscillateur local et on essaie à nouveau avec 1500 MHz, et ainsi de suite... Cette manipulation peut se faire manuellement ou automatiquement ("auto heterodyne frequency meter").

Pour des fréquences basses allant des fréquences audio jusqu'à quelques millihertz, on emploie une technique différente. A l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) on produit une fréquence 1000 x supérieure par exemple. Ainsi sur un temps de mesure de 1 seconde on pourra mesurer jusqu'au millihertz près.

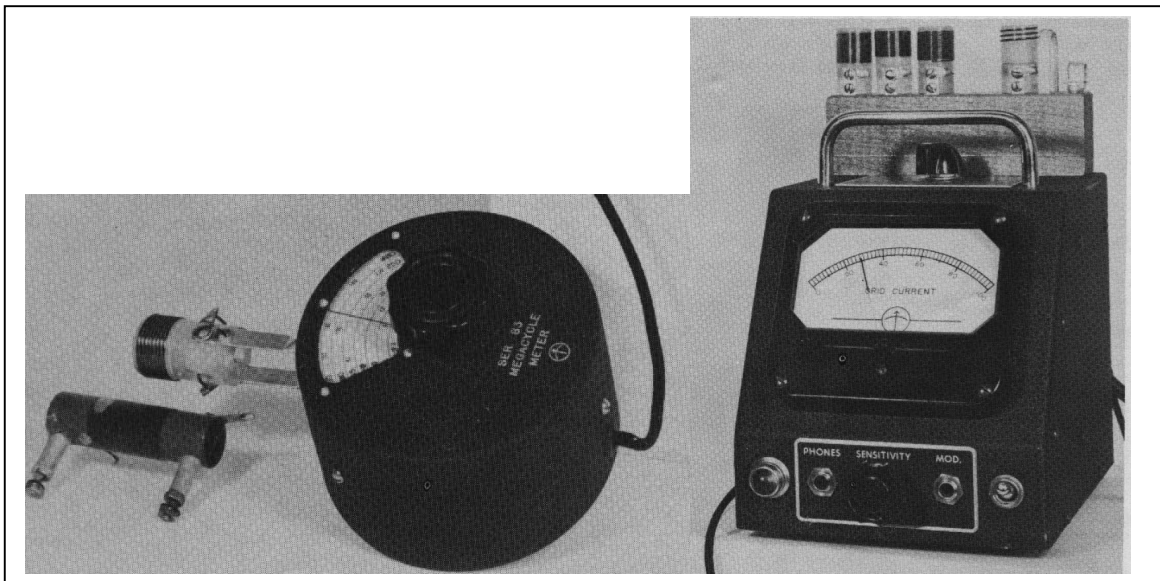


8.8. Mesure de fréquences de résonances et "grid-dip"

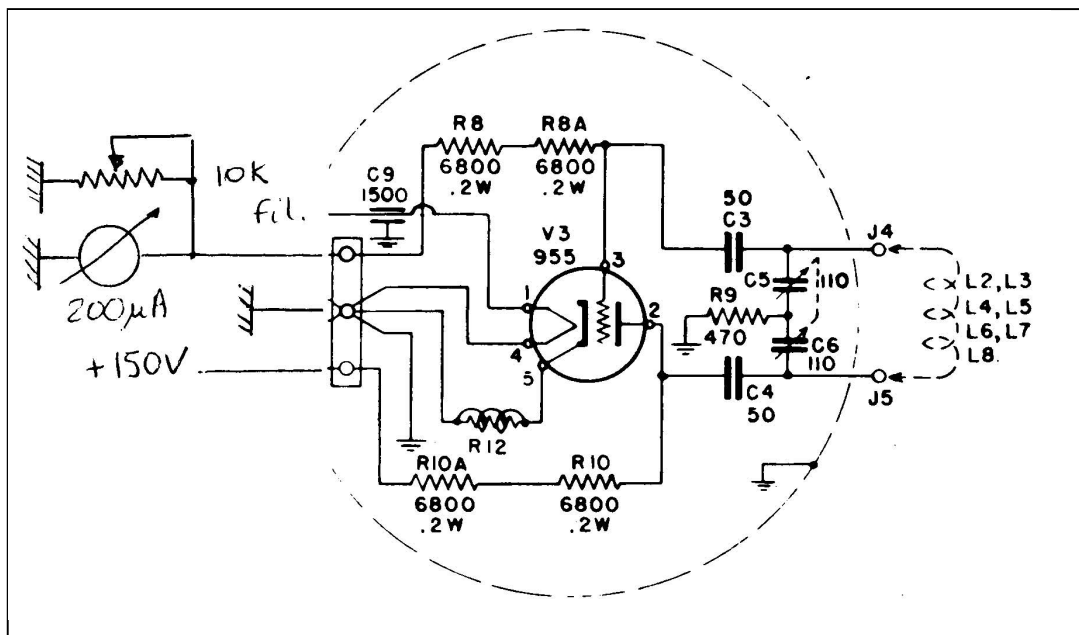
8.8.1. Généralités

Pour mesurer les fréquences de résonances des circuits oscillants, on utilise un **grid dip**, c.-à-d. un oscillateur utilisant un tube et un condensateur variable, pour que cet appareil puisse osciller, il faut encore plusieurs bobines, enfichables et donc interchangeable.

Le grid-dip le plus populaire a certainement été le fameux "Model 59" de la firme Measurements. La gamme couverte s'étend de 2,2 MHz à 420 MHz. L'appareil comporte un boîtier avec une alimentation et un microampèremètre et une boîte ronde contenant l'oscillateur, le condensateur d'accord et l'échelle graduée en fréquence. Plusieurs bobines peuvent être enfichées sur l'oscillateur, chacune couvre une plage de fréquences dans un rapport de 1 à 3 environ.



Le schéma de ce grid dip est donné ci-dessous.





8.4. Mesure de la capacité parasite d'une self

La capacité parasite d'une bobine C_p peut introduire une erreur dans l'estimation de la valeur de la self . Il est toutefois possible de faire deux mesures, avec deux condensateurs différents (par exemple C et $k C$) et d'en déduire la valeur réelle de la self et la valeur de la capacité parasite C_p . Le facteur k pourrait par exemple valoir 2.

Avec le condensateur C on trouve une fréquence de résonance telle que :

$$f_1' = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L (C + C_p)}} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_1' C}}$$

et avec le condensateur $k C$ on trouve une fréquence de résonance telle que :

$$f_2' = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L (k C + C_p)}} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_2' k C}}$$

L_1 et L_2 sont les "pseudo" valeurs de la self que l'on peut calculer.

Des deux équations ci-dessus, on déduit que

$$L C_p + L C = L_1 C \quad [\quad] \quad \text{et} \quad L C_p + L k C = L_2 k C \quad [\quad]$$

en substituant $L C_p$ de l'une équation dans l'autre, il vient

$$L = \frac{L_2 k - L_1}{k - 1} \quad [\quad]$$

en divisant les égalités ci-dessus l'une par l'autre, il vient

$$C_p = \frac{(L_1 - L_2) k C}{L_2 k - L_1} \quad [\quad]$$

La capacité C_p est habituellement très faible, si L_1 et L_2 sont les mêmes, on en déduit immédiatement que la capacité parasite est négligeable. Mais pour faire une mesure précise on ne peut pas se contenter de la lecture sur le cadran du grid-dip, il faut aussi utiliser un fréquencemètre digital (faiblement couplé) qui indiquera la fréquence exacte.

8.5. Mesure de l'inductance mutuelle

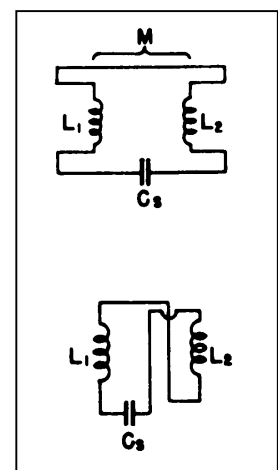
Il suffit de faire le montage permettant d'avoir soit les 2 selfs couplées ensemble, de mesurer la fréquence de résonance f_a puis d'inverser le sens d'une des bobines et de mesurer f_b .

On mesure peut en déduire L_a et L_b tel que :

$$L_a = \frac{1}{4 \pi^2 f_a^2 C} \quad \text{et} \quad L_b = \frac{1}{4 \pi^2 f_b^2 C}$$

puis le coefficient d'inductance mutuelle M et le coefficient de couplage :

$$M = \frac{L_a - L_b}{4} \quad \text{et} \quad k = \frac{M}{\sqrt{L_a L_b}}$$



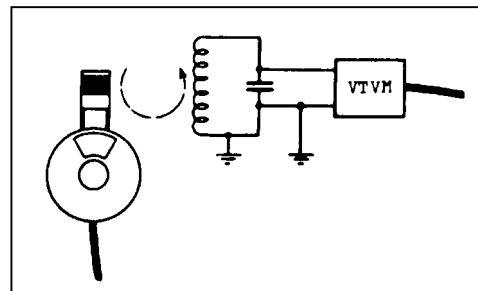




8.6. Mesure du coefficient de surtension

Il suffit de mesurer avec un voltmètre à tube (VTVM Vacum Tube Volt Meter) les deux points dont la valeur est égale à $0,71 \times$ la tension maximum. Ceci donne les fréquences f_a et f_b , donc la bande passante Δf . On peut alors calculer $Q = f_0 / \Delta f$.

A cause de sa capacité propre, le VTVM introduit une certaine erreur. Pour réduire cette influence on pourrait utiliser deux condensateurs en série, le condensateur sur lequel on mesure aura une valeur 10 x supérieure à l'autre condensateur.



8.7. Mesure du coefficient de vélocité d'un câble

Un grid-dip peut aussi servir pour mesure le facteur de vélocité d'un câble coaxial. Dans ce cas il faut aussi utiliser un fréquencemètre digital de façon à obtenir la meilleure précision.

1. on prend un morceau du câble (n'importe quelle longueur entre 1 et 4 m convient très bien) dont on veut mesure le coefficient de vélocité,
2. on court-circuite une des extrémités,
3. on prépare trois petites bobines de couplages, la première avec 1 spire, la deuxième avec 2 spires et la troisième avec 3 spires. Ces bobines seront faites avec du fil de Cu émaillé de 0,7 mm et auront par exemple un diamètre de 6 mm.
4. on soude la première bobine et on mesure la fréquence du dip,
5. on fait de même avec les deux autres bobines,
6. on trace un graphique et par interpolation on déduit la fréquence de résonance avec "0" spire ("zéro spire")! Ceci donne la fréquence de résonance du morceau de câble qui résonne en $\lambda/2$.
7. soit f est la fréquence de résonance (avec 0 spire), il y correspond une longueur d'onde de λ
8. il ne reste qu'à calculer le facteur de vélocité $v = 2 l / \lambda$.

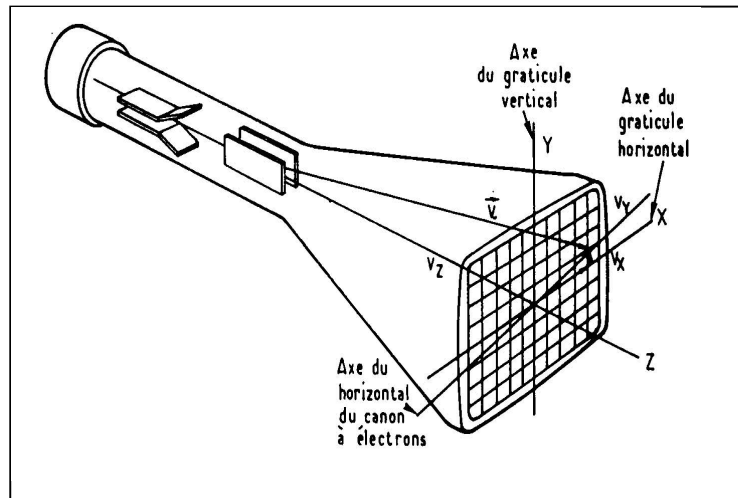


8.9. L'oscilloscope

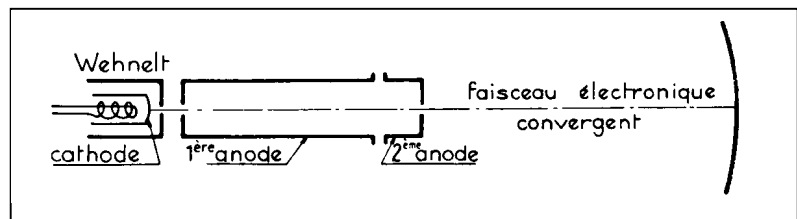
8.9.1. Généralités

L'oscilloscope plus souvent appelé "oscillo", est avec le multimètre un des appareils les plus utilisés dans le laboratoire ou dans le shack d'un radio amateur.

L'oscillo permet de visualiser et de mesurer l'amplitude instantanée d'une tension en la représentant sur l'écran d'un **tube à rayon cathodique** ou **TRC** en abrégé. Ce tube à rayon cathodique est donc l'élément essentiel d'un oscillo, il ressemble à celui utilisé dans les récepteurs de télévision. Toutefois un tube à rayon cathodique pour oscilloscope est contrôlé par une déflexion électrostatique c.-à-d. qu'il y a des plaques de déviation, entre ces plaques de déviation il y a un champ électrique, et celui-ci fait dévier le faisceau d'électrons alors que dans le cas d'un tube à rayon cathodique pour téléviseur la déflexion se fait par des bobines, et c'est le champ magnétique qui dévie les électrons. Autre différence le TRC d'un téléviseur est habituellement un tube couleur tandis que le TRC d'un oscilloscope est monochrome.



Le faisceau d'électron est produit par une cathode chauffée. Sur leur parcours, les électrons rencontrent d'abord une grille qui a pour but de régler l'intensité du courant. Cette électrode se présente soit la forme d'un cylindre fermé, percé par un tout petit trou. Le Wehnelt est porté à un potentiel négatif, et joue le même rôle qu'un grille dans une triode.



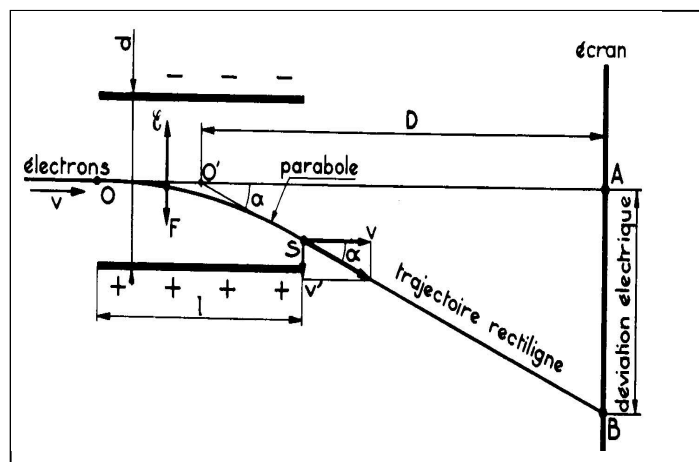
Viennent ensuite deux électrodes portées à des potentiels positifs (anodes) et qui ont pour but de concentrer le faisceau d'électron et de l'accélérer.

Le faisceau d'électrons vient terminer sa course sur une couche photosensible qui va s'éclairer.

Lorsqu'un faisceau d'électron aborde les plaques de déviation, il sera dévié vers la plaque chargée positivement.

- la déviation est proportionnelle à la tension de déviation
- la déviation est inversement proportionnelle à la tension d'accélération

Avec deux paires de plaques disposées orthogonalement (c.-à-d. à 90°), on peut donc balayer de gauche à droite et de droite à gauche. En absence de potentiel le faisceau d'électron est quelque part au centre de l'écran.



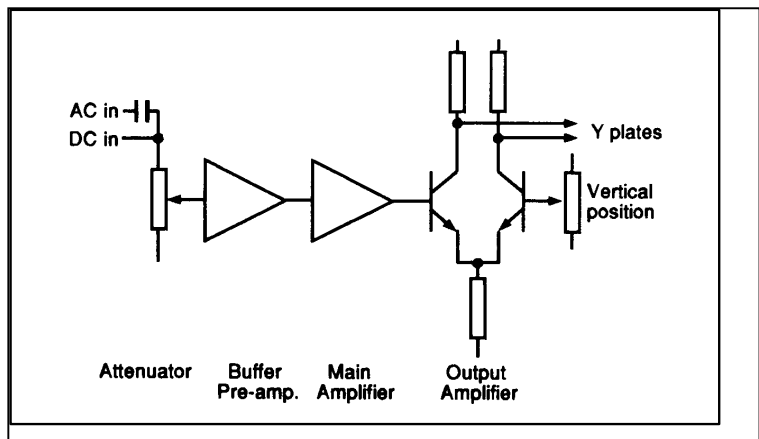


Si on applique une tension sinusoïdale aux plaques de déviation verticale (les plaques qui sont horizontales), le spot va décrire une ligne de haut en bas. Si par ailleurs on applique une dent de scie sur les plaques de déviation horizontales (les plaques qui sont verticales...) le spot va décrire une ligne horizontale.

9.2. L'amplificateur vertical

Un oscilloscope comporte essentiellement un **amplificateur vertical**, c'est lui qui va amplifier le signal à mesurer. Il est constitué :

- d'un condensateur de passage qui permettra de bloquer la tension continue. Ce condensateur peut aussi être mis hors service. C'est le bouton AC/DC
- d'un atténuateur à plusieurs position qui permettra d'obtenir les différentes **sensibilités** (V/cm)
- d'un amplificateur tampon qui doit avoir une grande impédance d'entrée, suivit,
- d'un amplificateur principal qui fournira la plus grande partie du gain
- d'un étage de sortie du type amplificateur différentiel, la deuxième moitié de l'ampli différentiel servira à fixer la position verticale. Les deux sorties de cet amplificateurs (collecteurs des transistors) iront aux plaques de déviations.



Cet ampli est caractérisé par son facteur d'amplification maximum, ce qui va déterminer la **sensibilité** de l'oscilloscope.

Cet ampli possède une **impédance d'entrée**, tout comme pour la mesure des tensions, il faut que l'impédance d'entrée de l'oscilloscope soit grande.

L'impédance équivalente d'entrée se compose d'une résistance en parallèle avec une capacité. Les valeurs typique est de $1\text{M } \Omega$ en parallèle avec 30 pF . Lorsqu'on mesure des tensions à basse fréquence (typiquement $< 500\text{ Hz}$) cette capacité n'a que peu d'importance.

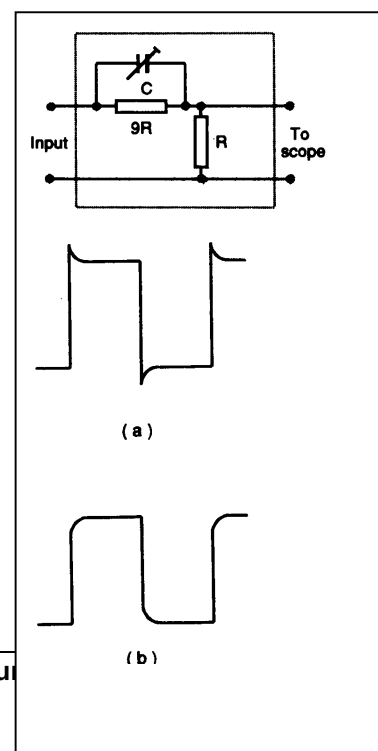


Pour des fréquences supérieures et si on veut reproduire sans déformation des signaux carrés, on utilise un **probe d'oscilloscope** tel que représenté ci-contre. Dans la tête du probe il y a un circuit RC. On peut régler le condensateur pour avoir un signal parfaitement carré. Il faut contrôler régulièrement le calibrage du probe en

le connectant sur la borne prévue et retoucher éventuellement le réglage pour obtenir un "beau carré", sans "overshoot" et sans arrondi.

Un probe diminue la sensibilité. La plupart des probes sont des $10\times$, ce qui veut dire que si la sensibilité est par exemple de $0,5\text{ V/cm}$, sans probe, elle sera de 5 V/cm avec probe.

Une autre précaution doit être prise lorsqu'on mesure un **signal vidéo**. Tous les systèmes vidéo (amplificateur, matrices de commutation, distributeur) ont une impédance de $75\text{ } \Omega$. Les câbles sont aussi des câbles $75\text{ } \Omega$ par conséquent l'oscilloscope doit aussi présenter une impédance de





75 Ω . On place donc sur l'entrée de l'oscillo une charge "feedthrough" de 75 Ω ou un T \acute{e} en BNC et une charge de 75 Ω . Si on oublie cette charge, le signal vid \acute{e} o sera d \acute{e} form \acute{e} (principalement dans les fr \acute{e} quences \acute{e} lev \acute{e} es) et le niveau mesur \acute{e} sera 2 x trop grand.

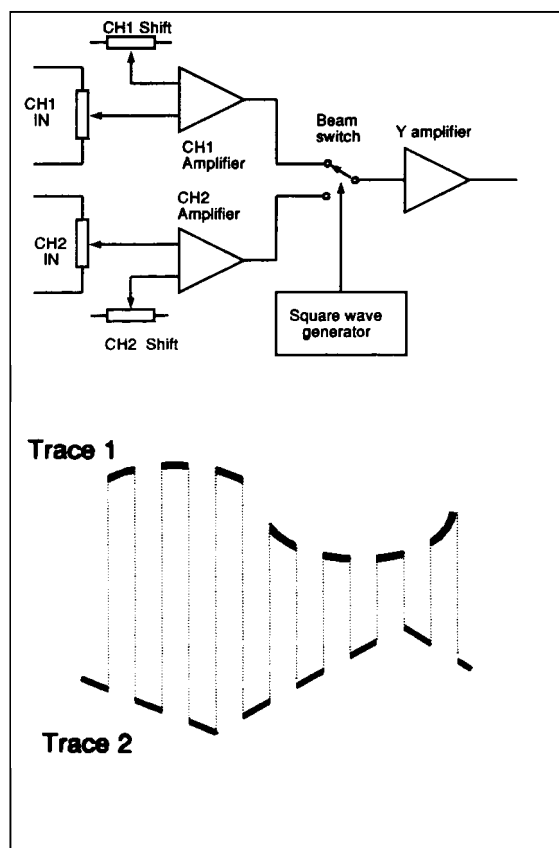
L'amplificateur vertical poss \acute{e} de \acute{e} galement une **bande passante**. Lorsqu'on dit qu'un oscillo \acute{a} une bande passante de 20 MHz cela veut dire qu' \acute{a} 20 MHz il chute de 3 dB. En d'autres termes si on s'attend \acute{a} voir une trace de 10 cm, elle n'aura que 7 cm ! En d'autres termes, si on veut faire des mesures de haute pr \acute{e} cision, il faudra une bande passante beaucoup plus grande (disons 10 x) que la fr \acute{e} quence maximum \acute{a} mesurer.

Dans la plupart des cas il est souhaitable de visualiser l' \acute{e} volution de deux tensions en m \acute{e} me temps. C'est ce qu'on appelle un oscilloscope \acute{a} deux canaux. On peut utiliser des TRC avec deux faisceaux \acute{e} lectroniques, on a donc deux paires de plaques de d \acute{e} viation verticale. Mais ces oscilloscopes sont excessivement cher, et pour dans la plupart des cas on peut utiliser un oscilloscope avec un seul faisceau, et commuter soit sur un signal soit sur l'autre. Bien s \acute{u} r il faut un deuxi \acute{e} me amplificateur vertical.

On distingue deux m \acute{e} thodes de commutation des signaux,

- soit par d \acute{e} coupage ou "**chopping mode**"
- soit \acute{a} l'alternat ou "**alternate mode**"

Chopping-mode



En fait, en commutant, on va repr \acute{e} senter un morceau de la 1 \acute{e} re trace, puis un morceau de la 2 \acute{e} me trace, puis \acute{a} nouveau un morceau de la 1 \acute{e} re

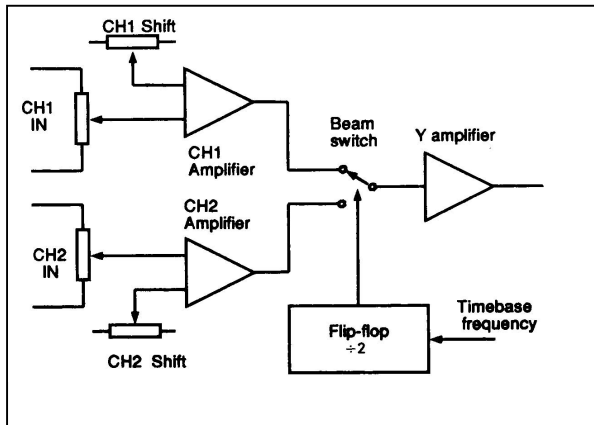
trace, et ainsi de suite ... L'image ci-dessus est \acute{e} videmment fortement dilat \acute{e} e afin de pouvoir expliquer ce m \acute{e} canisme.

Le g \acute{e} n \acute{e} r \acute{a} teur de signaux doit avoir une fr \acute{e} quence beaucoup plus \acute{e} lev \acute{e} e que la fr \acute{e} quence de balayage.

Le chopping-mode est essentiellement utilis \acute{e} pour des vitesses de balayage lent



Alternate-mode



L'alternate mode est commuté par la base de temps.

L'alternate mode est utilisé pour des vitesses de balayage rapide.



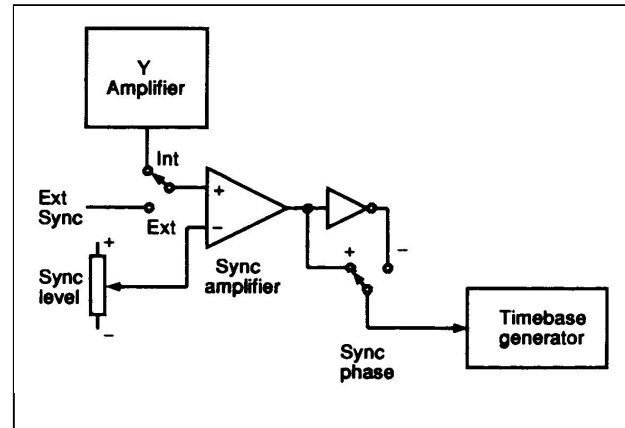
8.9.3. La base de temps

L'autre section de l'oscilloscope est la **base de temps**, il s'agit essentiellement d'un générateur de dent de scie.

La dent de scie est déclenché par le signal à mesurer soit

- par le signal à mesurer. Si l'oscilloscope possède deux canaux on pourra donc aussi choisir lequel de ces canaux va déclencher le générateur de dent de scie.
- par un signal extérieur.

On pourra aussi déterminer le seuil de déclenchement, de même que le sens de déclenchement (sur le flanc positif ou sur le flanc négatif).

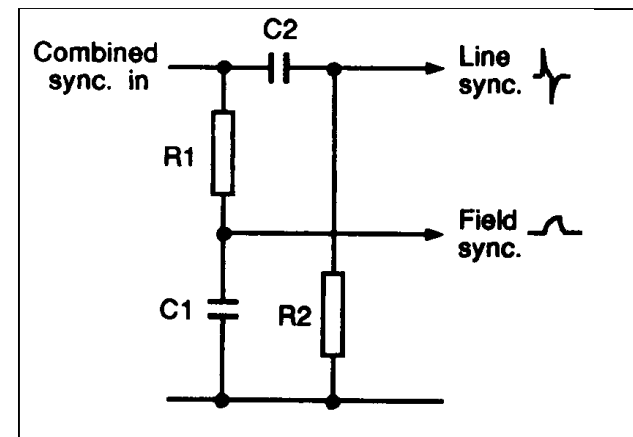


Une des formes de signaux les plus difficile à afficher sur un oscilloscope est un signal TV. La plupart des oscilloscopes possèdent maintenant un circuit qui sépare le signal de synchronisation et un circuit RC permet de choisir la déclenchement

- sur l'impulsion de synchro ligne, ou
- sur l'impulsion de synchro trame

Dans la plupart des signaux vidéo, on trouve aussi des VITS (Video Insertion Test Signals). Chacun de ces VITS permet d'évaluer une caractéristique du signal :

- le 2T/20T (ligne n°) permet de mesurer le gain et la phase différentielle de la sous porteuse couleur (4,43 MHz).
- la multi-salve (ligne n°) permet de se rendre compte de la bande passante.



Les oscilloscopes évolués, spécialement destinés à la vidéo, permettent aussi de sélectionner une ligne particulière en donnant son numéro. Par conséquent on peut aussi montrer ces VITS.

8.9.4. Les autres fonctions

8.9.4.1. Affichage sur l'écran

La plupart des oscilloscopes affichent maintenant sur l'écran les sensibilités verticales et les vitesses de balayage.

8.9.4.2. Curseurs de mesure

Les oscilloscopes possèdent aussi des lignes (" curseurs") qui permettent de mesurer l'amplitude ou la durée et l'inverse de la durée c.-à-d. la fréquence.

8.9.4.3. Modulation de la lumière par le Whénelt

Dans certaines applications on peut moduler l'intensité du spot par un signal extérieur. Ceci est possible grâce à l'entrée "Z modulation" qui permet d'appliquer une tension extérieure sur le Whénelt.



8.9.5. Les oscilloscopes spéciaux

On distingue aussi plusieurs type de tubes à rayons cathodiques :

- des TRC à mémoire
- des TRC à haute rémanence utilisé pour les signaux lents

8.9.6. L'oscilloscope à LCD

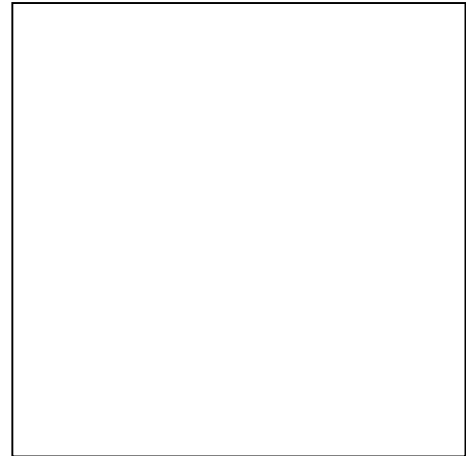
Il existe aussi des oscilloscopes avec écran LCD. La définition va de

Ils présentent l'avantage d'être beaucoup plus portables et de fonctionner sur un accu interne.

Les caractéristiques de sensibilité et de bande passante rivalisent avec les oscillo traditionnels.

Ces oscillo ont également toutes les fonctions d'un multimètre et peuvent être utilisé comme tel.

On peut toutefois leur reprocher que "l'image" du signal n'est pas la même que pour un oscillo à tube à rayon cathodique traditionnel



8.9.7. L'emploi normal d'un oscillo

Pour utiliser un oscillo, on va généralement toucher différents points du montage avec le probe et on va vérifier si les signaux obtenus sont conformes avec les représentations faites dans le manuel (manuel de dépannage et d'entretien de l'appareil). On peut faire attention à la forme du signal et voir si le signal n'est pas déformé et on peut aussi faire attention à l'amplitude du signal. En absence de manuel, il faudra réfléchir de façon logique : si un étage est fait pour amplifier et qu'il n'amplifie pas c'est qu'il y a un problème!

Lors d'un dépannage on doit toujours procéder de façon méthodique : Si, par exemple, on doit dépanner un émetteur SSB, on va vérifier s'il y a bien un signal aux bornes du microphone. Ce signal est très petit (de l'ordre de quelques dizaines de millivolts). La sensibilité de l'ampli vertical sera de quelques 5 ou 10 mV/div et la base de temps sera sur 10 ms/div environ. Puis on va voir si ce signal est correctement amplifié. On doit donc voir la même forme, mais avec des amplitudes croissantes.

Si tout est bon on va arriver à l'étage de modulation qui recevra donc d'une part le signal audio et d'autre part la sous porteuse. La sous porteuse sera à une fréquence nettement plus élevée, donc à cet endroit il faudra réajuster la base de temps.

Si tout est bon on arrivera à l'étage de changement de fréquence puis à l'amplificateur final.

Lorsqu'on suit un signal "à la trace", le long d'un montage, on utilise généralement le probe de l'oscillo.

Toutefois si on mesure **à la sortie d'un émetteur** on devra charger cet émetteur avec une antenne fictive ou "dummy load", qui est généralement une résistance de 50 Ω , non inductive et non capacitive pouvant dissiper au moins la puissance de l'émetteur.



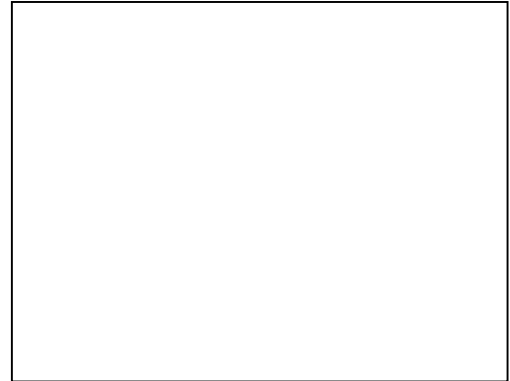
8.9.8. Quelques mesures typiques

On peut utiliser un oscilloscope pour vérifier si les signaux d'un montage, pour faire un dépannage, pour localiser une distorsion, ... mais on aussi faire des

8.9.8.1. Mesure de puissance PEP

La puissance PEP est la puissance efficace dans la pointe de modulation. Donc dans le signal SSB, on va repérer l'amplitude maximale, puis on va calculer la puissance efficace dans cette crête.

La figure ci-contre représente le signal de sortie d'un émetteur SSB. Supposons que nous mesurons ainsi une tension de 200 V crête à crête dans la crête de modulation et sur une antenne fictive (charge de 50 oms). Dans ce cas La valeur efficace de la tension sera $U_{\text{eff}} = U_{\text{crête-à-crête}} / 2 \times \sqrt{2} = 200 / 2,83... = 70,7$ V_{eff}. Et la puissance PEP vaudra : $P = U^2 / R = 70,7^2 / 50 = 5000 / 50 = 100$ Watts

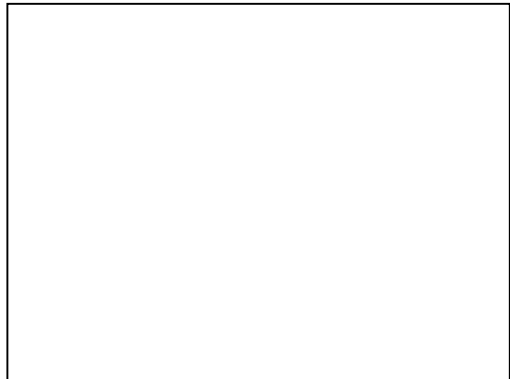


8.9.8.2. Mesures de fréquence et de phase

Pour cette mesure on applique un des signaux sur les plaques verticales, l'autres sur les plaques horizontales, on obtient ainsi des formes appelées figures de Lissajous. Si les rapports entre les deux fréquences est constant et est un nombre entier, la figure est stable et on a la relation

$$\frac{f_H}{f_V} = \frac{n_H}{n_V}$$

f_H est la fréquence sur les plaques horizontales
 n_H est le nombre de boucle le long de l'axe horizontal



Cette méthode de mesure de fréquences est peu pratique et on lui préfère l'usage du fréquencemètre, mais les figures de Lissajous sont "tellement belles" à voir qu'on prépare un tel montage lors des présentations de matériel, et vous ne verrez donc ces figure de Lissajous que pour "faire beau" ...

Si on applique deux signaux de même fréquence mais avec un décalage angulaire, on pourra calculer

Un montage permettant d'avoir facilement deux tensions déphasées variables est représenté ci-contre.





8.10. L'analyseur de spectre

L'analyseur de spectre, encore appelé "spectrum analyser" ou simplement "spectrum", est fort comparable à l'oscilloscope, il permet aussi la visualisation d'un signal. Mais alors qu'un oscilloscope permet la représentation dans le domaine temporel c.-à-d. qu'il représente l'amplitude du signal en fonction du temps, l'analyseur de spectre permet la représentation dans le **domaine des fréquences** c.-à-d. qu'il représente l'amplitude du signal en fonction de la fréquence.

La figure (E-4-1).... représente un cas relativement simple d'un signal sinusoïdal et de son harmonique 2.

On y voit une représentation dans un système à 3 dimensions (amplitude, fréquence, temps) et les représentations sur un oscilloscope (amplitude-temps) et sur un spectre (amplitude-fréquence).

Malgré que les deux "images" représentent le même phénomène, les renseignements sont présentés d'une façon différente, chaque représentation à ses avantages et ses inconvénients.

L'analyseur de spectre est particulièrement intéressant dans le cas des amplificateurs, des oscillateurs, des détecteurs et des modulateurs

Le principe d'un tel analyseur de spectre repose sur le principe d'un récepteur dont on fait balayer la fréquence ("swept superheterodyne") comme indiqué à la figure (E-4-2). Cet analyseur de spectre est donc constitué d'un récepteur à bande étroite dont on fait varier la fréquence d'accord d'une façon électronique. L'accord se fait en appliquant une dent de scie à un VCO. La même dent de scie est appliquée aux plaques de déviation horizontales d'un tube à rayon cathodiques. La tension de sortie du récepteur est redressée et appliquée aux plaques de déviation verticale du tube à rayon cathodique. Il en résulte une représentation amplitude-fréquence.

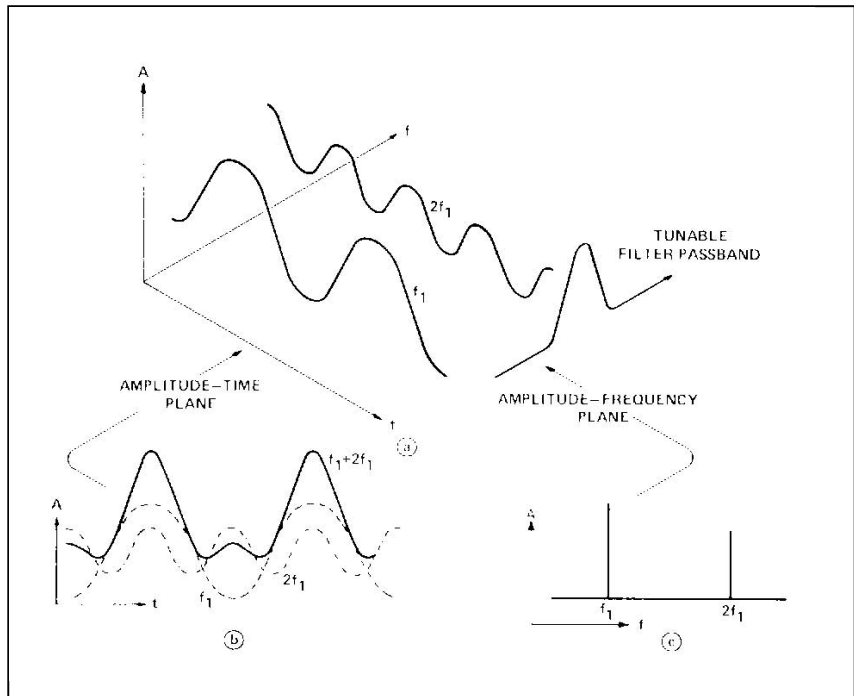


schéma bloc spectrum

L'axe horizontal est donc étalonné en fréquences, et pour ce faire on dispose

- d'une commande qui permet de choisir la fréquence centrale ("tuning"),



- d'une commande qui permet de définir une certaine largeur de balayage de fréquence ("**frequency span**")
- et finalement il faut aussi définir une certaine " finesse " de l'analyse, en fait c'est la bande passante du récepteur qui va définir cette finesse ("**resolution band-width** ")

Toutefois, il existe une autre variante où on fixe la fréquence de départ et la fréquence finale.

L'axe vertical est gradué en amplitude, ou plus précisément en puissance généralement exprimée en dBm.

- il faut donc connaître le niveau de référence ("**reference level**"). C'est au fait le niveau de la ligne horizontale en haut de l'écran. Pour modifier ce niveau de référence, il suffit d'agir sur un atténuateur à l'entrée de l'analyseur ("**input attenuator**").
- il faut aussi définir une échelle, celle-ci est habituellement logarithmique avec des calibres de 10, 5 , 2 ou 1 dB par division, mais il y a aussi souvent une échelle linéaire utilisée principalement lors de l'analyse des signaux

La puissance maximum que l'on peut appliquer à l'entrée d'un spectrum est souvent de l'ordre de 30 dBm (1 Watt). Par conséquent lorsqu'on fera des mesures sur un émetteur de 100 Watts, il faudra utiliser un atténuateur capable de supporter 100 W ou plus (en d'autres termes "capable de dégager une chaleur équivalente à 100 Watts) et dont l'atténuation sera de 20 dB ou plus ($10 \log 100/1$).

Une caractéristique très importante d'un spectrum est sa dynamique, c.-à-d. la différence entre le plus fort signal et le plus faible signal que l'on peut distinguer sur l'écran. Cette valeur est de l'ordre de dB à dB pour les meilleurs spectrum.

Certains spectrum sont équipés d'un générateur de poursuite ("tracking generator"). La fréquence de ce générateur varie et vaut exactement à la fréquence analysée par le spectrum. Ceci est particulièrement intéressant pour les mesures sur un amplificateur ou pour régler un filtre.

Que peut-on mesurer avec un analyseur de spectre ?

- mesure sur les amplificateurs: une des mesures les plus classiques consiste à appliquer à un amplificateur les fréquences f_1 et f_2 , et de mesurer toutes les composantes $n f_1 \pm m f_2$.
- mesures sur les mélangeurs : on peut mesurer
- la perte de conversion
- l'isolation de l'oscillateur local
- les produits d'intermodulations
- détermination du taux de modulation en AM
- détermination de l'excursion en fréquence (méthode de Bessel)
- mesure d'interférence électromagnétiques : on utilise pour ce faire une antenne de mesure à large bande
- mesures de la réponse en fréquence de filtres

8.11. Mesure des modulations AM et FM

8.11.1. Mesure de la profondeur de modulation en AM

8.11.2. Mesure de l'indice de modulation en FM



8.12. Dépannage

"Mesures" rime avec "dépannage". Donner un cours de dépannage sort du cadre du programme HAREC, toutefois nous pensons utiles vous donner quelques éléments d'information sur le dépannage

8.12.1. Logique de dépannage

Tout d'abord il faut raisonner de façon logique dans tous les cas de dépannages. Si nous prenons comme exemple les transceivers actuels, ils utilisent près d'une centaine de transistors, une cinquantaines de circuits intégrés, dont quelques-uns sont spécialement programmés, il est donc impossible de passer tout en revue, il faut "réfléchir" et jouer d'astuces, mais tout ceci ne peut venir qu'avec le temps et l' "expérience".

Si vous allumer et que rien ne se passe, aller voir du côté de l'alimentation, du fusible, des connections d'alimentations.

Est-ce que le problème se manifeste à l'émission ou à la réception ?

8.12.2. Mauvais contacts

La première source d'ennuis sont les mauvais contacts

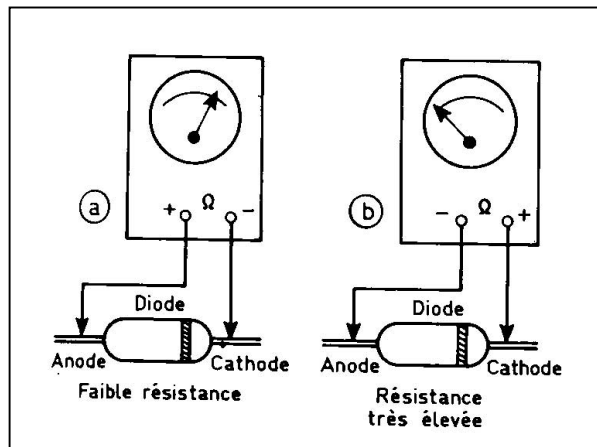
8.12.3. Alimentations

Ensuite viennent les pannes des alimentations

8.12.4. Vérification des diodes

On peut vérifier les diodes et les transistors à l'aide d'un ohmmètre. Mais il est nécessaire de repérer au préalable les polarités. Pour ce faire on utilise une diode dont on est certain et si la résistance est faible, alors le "-" de l'ohmmètre correspond à la cathode. On marque alors "-" ou "k" ou "n" sur la borne correspondant à la cathode, à fortiori le "+", l' "a" ou le "p" correspond à l'autre borne.

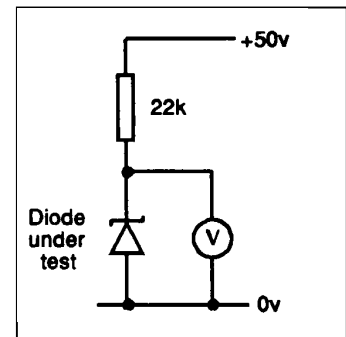
Si on vérifie une diode et que dans un sens elle a une faible résistance et dans l'autre une forte résistance, alors il y a beaucoup de chance pour que la diode soit bonne. Si la résistance est pratiquement identique et très faible, alors la diode est en court-circuit. Si la résistance est très grande dans les deux sens, alors la diode est coupée.



Dans les multimètres numérique on limite souvent le courant à 1 mA, et on mesure en fait la tension. par conséquent la lecture la plus faible correspond à la chute de tension dans le sens direct.



Une diode zéner se mesure plus difficilement, il faut une source de tension variable supérieure à la tension zéner. Si on prend une alimentation de 50 V, on pourra donc mesurer toutes les diodes zéners jusqu'à 50 V. On place alors une résistance de limitation de courant en série. Si, comme sur le schéma ci-contre on prend une résistance de 22 k Ω , le courant sera limité à 2 mA environ. A l'aide d'un voltmètre on peut alors contrôler la tension de la zéner.

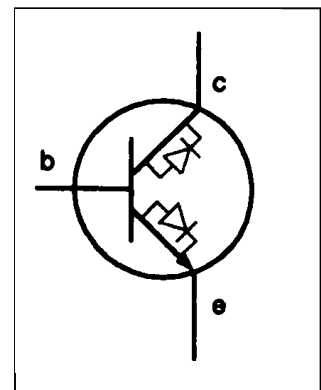


8.12.5. Vérification des transistors

Lorsque le transistor est encore monté dans son circuit, on peut mesurer les tensions sur sa base, son émetteur et son collecteur et vérifier que ces valeurs sont en concordance avec le manuel d'entretien ou le schéma fourni par le constructeur.

On peut aussi vérifier le transistor en le considérant comme constitué de deux jonctions. On mesure donc les deux jonctions comme si c'étaient deux diodes.

On peut aussi se contenter de vérifier que la tension entre base et émetteur est comprise entre 0,2 et 0,6 V



8.12.6. Avec le temps va tout s'en va et ... les condensateurs électrolytiques vieillissent

Dans un équipement qui date de quelques temps (5 ans ou plus), ce sont en général les condensateurs électrolytiques qui "lâchent" le plus souvent.



Chapitre 9 : Interférences et immunité

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Nous vivons dans un monde d'ondes électromagnétiques qui vont du 50 Hz à plusieurs centaines de milliers de GHz (lumière visible). Ces ondes peuvent engendrer des dysfonctionnements dans des appareils électroniques tels que les récepteurs radio, les récepteurs TV, les magnétophones, les magnétoscopes, les installations hi-fi, les installations téléphoniques, etc ...

En tant que radioamateur vous allez contribuer à "polluer" cet environnement et peut-être qu'un jour votre voisin viendra frapper à la porte, à sa mine peu réjouie vous comprendrez qu'il n'a pas pu voir "son" match de football. Vous savez que la loi sur le radioamateurisme vous interdit de perturber votre voisin. Il vous faudra alors chercher une solution pour éviter ces interférences.

Chercher la solution est probablement beaucoup plus difficile que de chercher un coupable ...mais votre voisin aura vite fait de vous désigner comme coupable. Chercher le coupable est également beaucoup plus improductif que de chercher la solution.

La solution est souvent constituée de 50% de diplomatie (ou de psychologie de conciliation) et de 50% de trucs et d'astuces. Il faudrait donc ici ajouter un cours de psychologie de la conciliation, mais ceci n'est pas prévu dans le règlement HAREC.

N'abordez pas le problème en arborant votre licence ou votre totale indifférence au problème. Ne mettez pas en cause son téléviseur ou sa chaîne hi-fi (même si c'est vrai et même si votre voisin a réellement acheté une sous marque "merdique" !). Votre voisin ne connaît rien en technique, ce qui l'intéresse c'est "son" match de foot et il a le réellement du droit de le voir ! Evitez l'escalade, évitez que le service NCS de l'IBPT ne doive intervenir ... Expliquez clairement à votre voisin ce que vous faites, inviter le à une jatte de café, et montrez lui un QSO. Expliquez à votre voisin qu'il est possible de trouver facilement une solution où il pourra regarder son match de foot en paix et où vous pourrez faire du DX, mais que cela nécessite une collaboration pour trouver les causes et les remèdes. Rassurez-le aussi et dites-lui que tous les frais des filtres seront à votre charge...

A côté des réels cas d'interférences, il y a encore les "effets induits" où le voisin est convaincu d'être perturbé par votre installation de radioamateur alors que vous n'émettez pas ... un "cross-check" avec votre log devrait rapidement vous mettre sur la voie ...

Et puis il y a certaine personne qui sont malades et qui entendent des voix ... ne riez pas c'est beaucoup plus fréquent qu'on le croit.

Mais dans les cas de réelles interférences il reste encore les 50% de trucs et astuces qui permettront d'arriver à une solution. Nous allons expliquer ces trucs et astuces avec encore un peu de théorie. Mais dans ce domaine aucune recette n'est une recette miracle, il faudra chercher parmi tous les trucs que nous expliquerons celui qui réellement fait de l'effet ! La chasse aux interférences c'est 1/3 de théorie et 2/3 de magie noire.



9.1. Brouillage des équipements électroniques

9.1.1. Blocage

9.1.2. Interférences avec le signal désiré

9.1.3. Distorsion d'intermodulation

La distorsion d'intermodulation se produit lorsque plusieurs signaux sont mélangés dans un élément non linéaire. Par exemple si vous émettez sur 144,850 MHz et que dans votre entourage il y a aussi une station FM sur 93,4 MHz, il peut se former un signal sur 238,25 MHz ce qui est un canal dans l'interbande TV.

Pour qu'il y ait produit d'intermodulation, il faut un **élément non linéaire**. Ceci peut être l'étage d'entrée d'un ampli de télédistribution, où une oxydation quelconque sur la câble de télédistribution. Pour que cette intermodulation soit gênante il faut "de la puissance". Ceci se passera donc uniquement si vous êtes près de ce voisin et si l'émetteur FM sur 93,4 MHz est également très près.

Pour qu'il y ait intermodulation il faut qu'il y ait 2 (ou au moins deux ...) signaux simultanément. Si la perturbation disparaissait si vous arrêtez vos émissions ou si la perturbation disparaît si l'émetteur FM est coupé (il vous faudra peut-être attendre minuit pour faire cet essai !) alors il s'agit peut-être d'intermodulation.

Comment remédier à une interférence due à une intermodulation ? Tout simplement en supprimant un des trois éléments c.-à-d. en supprimant l'élément non linéaire (la rouille dans le boîtier de télédistribution, ...) en mettant un filtre qui supprime l'une des deux fréquences juste avant l'élément non linéaire.

Mais le problème peut être BEAUCOUP plus grave, sur un pylône de radiodiffusion, vous pouvez avoir plusieurs émetteurs de forte puissance (plusieurs dizaines de kW) et des éléments métalliques oxydés.

9.1.4. Désensibilisation

9.1.5. Interférences dues aux harmoniques

Une des causes en sont les harmoniques c.-à-d. les fréquences indésirables qui sont des multiples de la fréquence émise. Les émetteurs de radioamateurs sont normalement prévu de filtre pour réduire les harmoniques. Toutefois, il y a moyen de réduire encore ces interférences par l'usage d'un filtre passe-bas.

Ainsi si vous transmettez sur 14,200 MHz par exemple, l'harmonique 4, c.-à-d. $4 \times 14,2 = 56,8$ MHz, tombe en plein dans le canal 3 (porteuse image 55,25 MHz, porteuse son 60,75 MHz) produisant une interférence sur 1,55 MHz (56,8 - 55,25) . Si votre voisin regarde le canal 3 en télévision il y aura donc une interférence qui sera d'autant plus importante (c.-à-d. dérangeante) que ce voisin est proche de votre station. Ceci peut se résoudre en mettant un filtre passe-bas dans la ligne d'alimentation de l'antenne du radioamateur et en mettant un filtre passe-haut dans la ligne d'alimentation de l'antenne du récepteur TV perturbé.



9.2. Les causes d'interférence dans les appareils électroniques

Il y a 3 chemins par lesquels les interférences peuvent arriver

- par radiation
- par conduction
- par induction

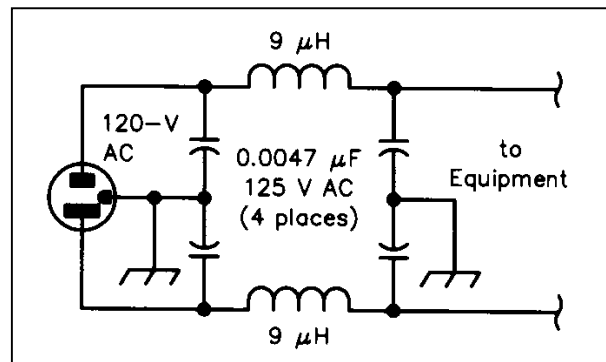
	remède	
differential mode		
common mode	self de choc	

- intensité du champ d'un émetteur
- émissions de spurious d'un émetteur (rayonnement parasites et harmoniques)
- effets non désirés sur les équipements : via l'entrée de l'antenne , via d'autres lignes de connexions, par rayonnement direct.

9.2.1. Les "machines à arc"

Une série d'appareils électriques produisent des arcs et peuvent générer des interférences. Dans ce groupe nous trouvons :

- les contacts des thermostats de chauffage : le remède consiste à mettre un condensateur de 1 à 10 nF en parallèle sur le contact qui produit des arcs. On peut aussi utiliser des condensateurs appelés condensateurs de déparasitage, il s'agit en fait d'un condensateur de 10 nF avec une résistance de 330 Ω en série.
- tous les moteurs avec des collecteurs et des balais : le remède consiste à mettre un filtre LC comme indiqué ci-contre. la valeur des selfs et celle des condensateurs ne sont pas critiques.
- les enseignes au néon : le remède consiste à mettre un filtre LC (comme ci-dessus) et des résistances de 10 k Ω /10 Watts dans chacun des fils de la haute tension.
- les postes à souder à arc : le remède consiste à mettre un filtre LC à l'entrée. Etant donné les puissances à mettre en jeu la self est donc "une grosse self" ...
- les clôtures électriques du type à décharge : le circuit électronique fournit une décharge haute tension toutes les secondes à peu près et constitue un excellent générateur de parasite qui a l'art d'ennuyer les radioamateurs. Plus le propriétaire du champ est riche, plus la clôture sera importante, plus cette antenne émettrice de parasite sera bonne et plus les parasites seront ennuyeux. La solution consiste à remplacer ce circuit par une simple alimentation haute tension (200 à 400 V) en courant continu. A cette fin, on peut utiliser le transformateur d'un vieux poste de radio et limiter le courant à 10 mA au moyen d'une résistance de 20 à 40 k Ω . Etant donné qu'il s'agit maintenant de courant continu, il n'y a plus de rayonnement de parasites.
- une autre source d'arcs sont les isolateurs de lignes HT défectueux. Lorsque ces isolateurs sont défectueux (micro fissures internes) des arcs se produisent à l'intérieur (surtout par temps humide). Les radioamateurs peuvent à l'aide d'un récepteur détecter le pylône suspect et prévenir la compagnie d'électricité qui procédera au remplacement.



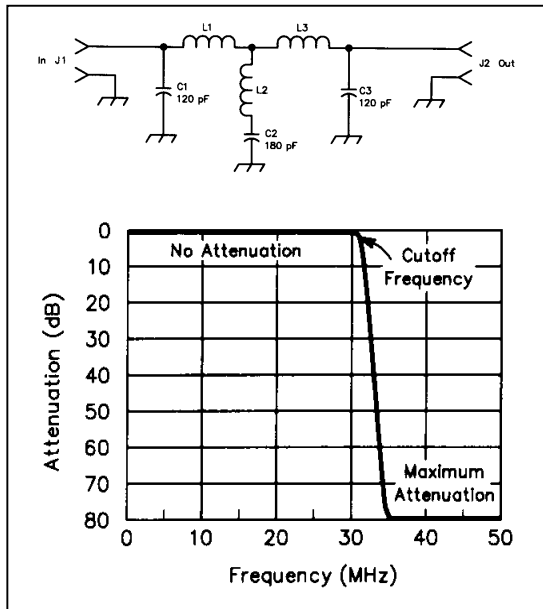


9.3. Mesures à prendre contre les interférences

Le remède le plus radical et aussi le moins bon est de supprimer la licence d'un radioamateur. C'est aussi la solution du fonctionnaire paresseux, car il existe beaucoup de remèdes pour supprimer les interférences des stations radioélectriques et en particulier des stations de radioamateurs chez les voisins.

Toutefois il faut "vouloir", il faut "vouloir aller" chez le voisin perturbé, il faut "vouloir chercher une solution", il faut "vouloir payer" quelques euros pour améliorer l'installation de votre voisin.

9.3.1. Filtrage de l'émetteur décamétrique



Une façon de séparer les signaux consiste à les séparer en fréquence. Les filtres peuvent ainsi avoir une grande atténuation pour certaine fréquence et très peu pour d'autres.

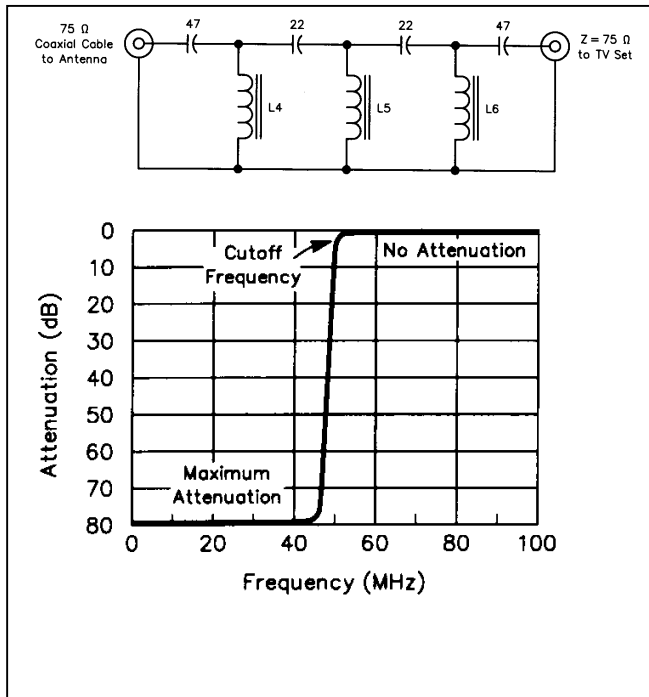
Bien que la plupart des émetteurs (ou des émetteurs-récepteurs) donne des valeurs de réjections d'harmonique 2 supérieure à 50 dB, il est parfois nécessaire de mettre un filtre qui donne quelque dB de plus.

Attention : si on met un filtre qui atténue de 30 dB par exemple en série avec un autre filtre qui atténue de 30 dB, cela ne signifie pas qu'on aura atténué de 60 dB, mais bien de 33 dB au meilleur des cas!

Il existe de nombreuses descriptions de tels filtres, ci-contre celui décrit par l'ARRL.



9.3.2. Filtrage du récepteur TV ou FM perturbé



Le filtrage du côté émetteur peut s'avérer insuffisant, il faut alors filtrer aussi du côté récepteur.

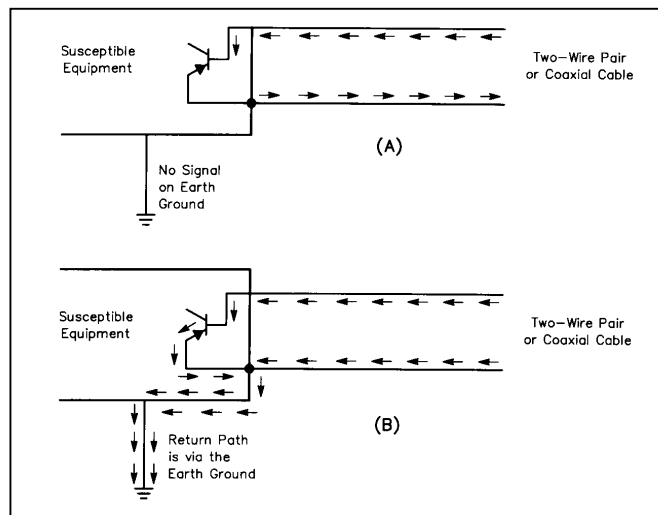
Comme les fréquences sont
bande I
bande FM
bande III
bande IV-V

il suffit donc d'un filtre passe haut, tel que celui représenté ci-contre. L4 et L6 = 0,157 uH , L5 = 0,135 uH



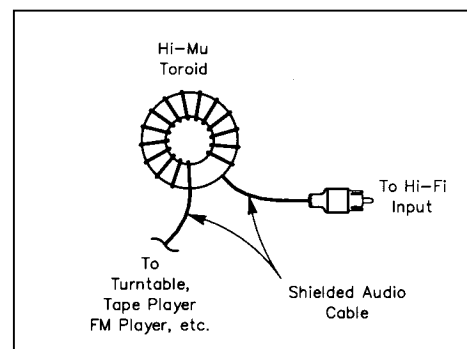
9.3.3. Filtrage de l'entrée audio

Le mode commun :

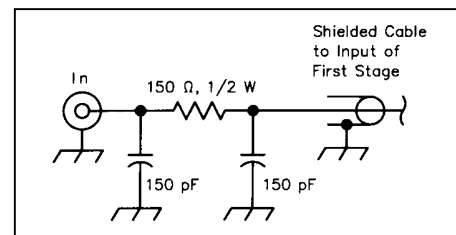


Parmi les problèmes les plus fréquemment rencontrés, il y a l'interférence sur les appareils audio (amplificateur, lecteur de CD, lecteur de cassette, ...). Si en débranchant une entrée l'interférence disparaît on peut essayer de découpler cette entrée pour les signaux HF.

Parfois il suffit d'enrouler le câble autour d'un tore de ferrite. Il faut utiliser un tore qui a un grand μ et il faut que l'impédance de la bobine ainsi constituée soit grande par rapport à l'impédance d'entrée. Ainsi, si l'entrée fait 10 k Ω , il faudra que la bobine fasse quelques 100 k Ω pour que son action soit efficace. Dans le chapitre 6 nous avons donné les formules,



Une autre façon consiste à insérer un petit filtre RC en série dans le circuit d'entrée. Supposons que les interférences ne soient gênantes qu'à partir de 14 MHz, dans ce cas on peut ajouter un circuit RC dont la fréquence de coupure soit par exemple 7 MHz ($f_c = 1 / (2 \pi R C)$). les valeurs ci-contre (150 pF et 150 Ω) conviennent donc



Les derniers conseils sont

- utiliser du câble blindé avec un bon recouvrement (une bonne tresse de masse, bien serrée)
- éviter les longueurs de câble excessives
- éviter les câbles de longueur voisine à $\lambda/4$ des fréquences favorites.



9.3.4. Filtrage d'un téléphone

Les interférences dans le téléphone sont probablement les plus fréquentes et les plus gênantes ... surtout chez les voisins. Une première chose consiste à offrir à vos voisins un téléphone qui n'est pas perturbé chez vous. Essayez plusieurs modèles, demandez la couleur préférée de votre voisin et n'hésitez pas à la dépense ... votre hobby est à ce prix !

9.3.4.1. Le filtre en série

9.3.4.2. La méthode des 6 condensateurs:

Lorsqu'il y a des interférences entre une station de radioamateurs et un poste téléphonique, une des méthodes consiste à utiliser 6 condensateurs : On prend 6 condensateurs de 10 nF, un fil de chaque condensateur est raccordé à 6 points particuliers du poste téléphonique, l'autre fils de chaque condensateur va vers un point commun (ce point commun est "flottant", c.-à-d. isolé du reste du circuit). Ces 6 points sont : les deux connexions vers le micro, les deux connexions vers l'écouteur et les deux connexions vers la ligne téléphonique. La valeur des condensateurs dépend de la fréquence concernée : la valeur de 10 nF signalée plus haut convient pour les bandes décamétriques, mais si la perturbation provient uniquement d'émissions VHF on utilisera des condensateurs de 100 pF. Cette méthode a donné de bons résultats, mais comme dans tout problème de compatibilité électromagnétique, rien n'est garanti, rien n'est universel mais tout est à essayer !

9.3.5. Le problème des clôtures électriques

Les radioamateurs qui habitent à la campagne disposeront probablement de beaucoup de place pour mettre des antennes , et notamment des antennes pour les bandes basses, ils n'auront peut-être pas beaucoup de voisin, mais ils auront peut-être des problèmes d'interférences avec les clôtures électriques.

Les modèles actuellement en vente et en exploitation sont tous du type impulsif. La clôture n'est donc pas en permanence sous tension, mais il y a une impulsion toute les seconde ou toute les 2 secondes. Si un isolateur est défectueux (micro fêlure parfois remplie d'eau), il se produira un arc à cet endroit et par conséquence un "tac" toutes les secondes dans votre réception.

Les signes caractéristiques sont donc cette répétitivité, le fait que l'interférence est en permanence sur toutes les fréquences, et que le phénomène est aggravé en cas de pluie !

Pour détecter l'isolateur qui fuit il suffit de prendre un récepteur (ou un émetteur-récepteur) portable, sans antenne (ou alors avec un simple morceau de fil d'un mètre ...) et une batterie de quelques Ah. A l'aide de ce "renifleur" aller alors vous balader le long de la clôture.

On pourra alors demander au fermier de remplacer cet isolateur défectueux, ou mieux encore lui proposer de faire le travail à sa place.

Si malgré vos recherches le problème persiste, il reste une autre solution : remplacer la source de tension impulsif par une tension continue : Fabriquez une alimentation continue à partir d'un vieux transformateur de poste à lampe, essayez d'obtenir 400 à 600 Volts et placez en série une résistance qui limite le courant à quelques 10 à 20 mA (400 V et 20 mA → 20 kΩ et capable de dissiper au moins 15 Watts). Le grand luxe consiste à mettre un milliampère mètre en série pour s'assurer que la clôture n'est pas à la masse quelques part !



9.3.6. Le problème des lignes à haute tension

Il arrive que les isolateurs des lignes à haute tension claquent. Il y a alors un arc électrique qui produit une perturbation permanente sur presque toutes les fréquences. Le problème est parfois aggravé par la pluie ou les vents violents. Même méthode que ci-dessus : Pour détecter l'isolateur qui fuit il suffit de prendre un récepteur (ou un émetteur-récepteur) portable, sans antenne (ou alors avec un simple morceau de fil d'un mètre ...) et une batterie de quelques Ah et d'aller se balader le long de la ligne haute tension.

Lorsque vous aurez repérer l'isolateur qui fuit, prenez contact avec le cabinier, ne lui dites surtout pas que vous êtes gêné par cette perturbation, mais expliquez lui plutôt que "pour le bien de son réseau, et pour éviter de problèmes, il faudrait peut-être mieux faire quelque chose ...". Lorsque vous aurez gagné sa confiance il sera alors temps de lui dire que vous êtes radioamateur et que cela vous gênait un peu !

N'oubliez pas que l'isolateur coûte probablement beaucoup plus que votre installation de radioamateur !



Chapitre 10 : Sécurité et santé

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

*La deuxième partie de ce chapitre concerne la **protection de la santé** : Il vous est déjà tous arrivé de recevoir une "drille" en touchant une pièce métallique sous tension. Avec du 220 V ceci n'est généralement pas mortel, ça picote un peu, on jure un bon coup et puis c'est oublié, c'est tout. Il en va tout autrement si on vous ligotait sur une chaise et qu'on vous appliquerait du 220V entre vos poignets (c'est la chaise électrique en somme !).*

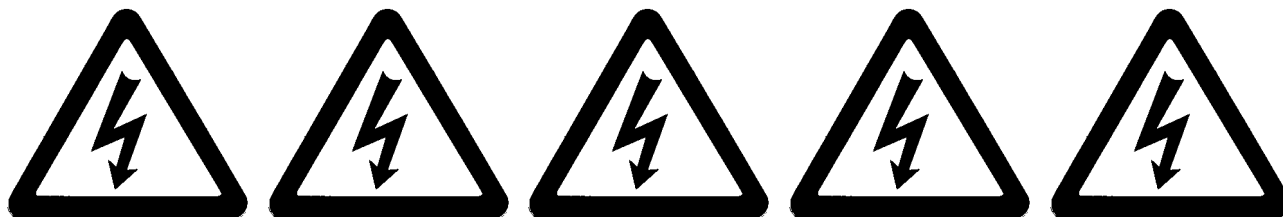
Enfin, pour "ceux qui jouent" avec des tubes et des linéaires à tube, des contacts accidentels avec des tensions plus élevées qui peuvent être fatales.

Puisqu'un radio amateur va "jouer" avec ces tensions, il est donc important de bien connaître les risques et les règles de mise en œuvre des circuits électriques d'alimentations en 220 V. Ces règles sont reprises dans le Règlement Techniques des Installations électriques (le "RT") dont nous reprendrons les articles qui nous concernent directement.

Le dernier élément concerne les dangers des rayonnements hautes fréquences.



10.1. Protection contre les dangers électriques



ATTENTION DANGER ATTENTION DANGER ATTENTION DANGER

PRECAUTIONS A PRENDRE POUR LES HAUTES TENSIONS

Les hautes tensions que le radioamateur rencontre se trouvent principalement dans les amplificateurs linéaires à tubes. On y trouve des tensions de plusieurs milliers de Volts sous des courants pouvant atteindre l'Ampère.

DE TELLES TENSIONS, AVEC DE TELS DEBITS, SONT FATALES !

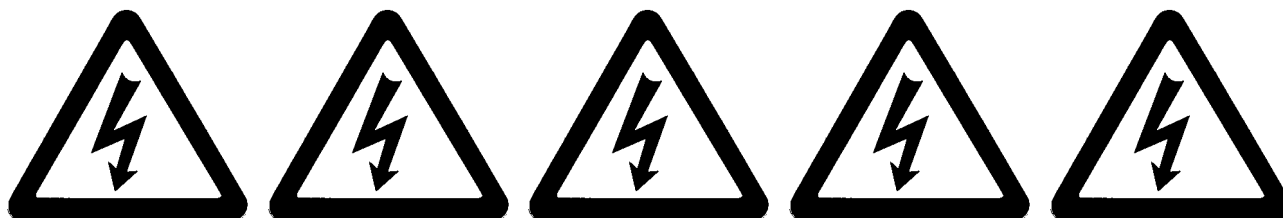
Donc si vous voulez contrôler ou mesurer ces tensions, réfléchissez bien si la mesure est utile, s'il n'y a pas moyen de faire autrement.

Et si vraiment il faut le faire, travaillez de la façon suivante :

- soyez sûr que le châssis de l'appareil (par exemple l'amplificateur linéaire) est bien relié à la terre, non seulement par le cordon secteur, mais aussi et surtout par la vis "GROUND" sur votre appareil
- branchez le voltmètre sans alimenter le circuit,
- mettez une main dans le dos et enclenchez le secteur,
- mettez l'autre main dans le dos et lisez la tension,
- coupez le secteur et attendez que les condensateurs se déchargent,
- EN AUCUN CAS vous n'essayerez de touchez aux fils, de retourner l'appareil pour voir ce qui se passe de l'autre côté, ou de pousser sur un composant pour voir ce qui se passe ... ne le faites même pas avec un tournevis isolé !!

Sachez que si par mégarde vous touchez des pièces sous une telle tension, C'EST LA MORT !
Et vous ne serez plus là pour raconter au radioclub comment cela s'est passé !

Dans les téléviseurs il y a aussi des hautes tensions, pouvant même atteindre 25 kilovolts, mais le courant débité est limité par la résistance interne du circuit. Dans ce cas le choc électrique est important, l'arc que l'on peut "tirer" est impressionnant, mais du fait que le courant est limité, les séquelles sont beaucoup moins importantes que dans le cas ci-dessus.





10.1.1. Les effets du courant électrique sur le corps humain

L'**électrisation**¹ désigne l'ensemble des manifestations physiopathologiques liées à l'action du courant électrique alors que le terme **électrocution** désigne un décès par électrisation.

Il faut tout d'abord faire la distinction de l'action du courant électrique sur plusieurs types de "tissus biologiques" :

- les muscles moteurs commandés par le cerveau : les mains, les bras, les pieds et les jambes par exemple. Si ces muscles sont parcourus par un courant électrique, le cerveau ne les contrôle plus ce qui pour effet de provoquer de violentes contractions. Ces contractions, générant des mouvements intempestifs, se traduisent : soit par le non lâcher de la pièce ou la partie en contact ou par répulsion en fonction du muscle sollicité (fléchisseur ou extenseur).
- les muscles auto réflexes qui fonctionnent automatiquement tels que le cœur et les poumons.
 - Le cœur, en tant que muscle, fonctionne selon un cycle de contraction (systole) et de décontraction (diastole) et il est caractérisé par des impulsions électriques (électrocardiogramme ou ECG) d'une durée de 0,75 sec environ (80 pulsation/minute). Une tension électrique extérieure (électrisation) va perturber profondément ce cycle. Le danger de l'électrisation est d'autant plus grand si le courant passe par le cœur ou par des tissus proches du cœur, donc si par exemple une main touche un des pôles et l'autre main touche l'autre pôle.
 - Le danger pour les poumons est relativement semblable à celui du cœur.
- la peau est un élément important dans la résistance offerte au passage du courant. La peau peut être plus ou moins épaisse, elle peut être plus ou moins humide, plus ou moins grasse, ou présenter des callosités (mains). Tous ces facteurs font que la résistance de contact peut varier dans un rapport de 1 à 1000 et par conséquent le courant va également varier dans une telle proportion. Il faut également noter qu'au-delà de 1000 V, il y a rupture diélectrique de la peau, c-à-d que la peau perd soudain son pouvoir isolant.

Le fait d'avoir la peau à nu (salle de bain, période estivale, ...) ou mouillée (salle de bain, ...) augmente donc les risques d'électrisation. Le fait de porter des vêtements, des chaussures, et à fortiori des équipements spécialement conçus pour résister à l'électricité (gant isolant d'électricien, ...) sont de nature à diminuer les risques d'électrisations.

Trois facteurs sont également à prendre en compte : la **tension** , le **courant** et le **temps de contact** :

¹ Dans le cours d'électricité on désigne par électrisation le fait de charger un corps isolant (petits morceaux de papier, bâton de verre ou d'ambre), ici dans l'approche médicale de l'accident produit par l'électricité, ce terme à une autre signification !



Cours de radioamateur en vue de l'obtention de la licence complète

(HAREC +)

Il est bien évident que plus la tension est élevée, plus le courant sera élevé. Ceci conduit à la classification des tensions suivante :

		CA	CC	
TBTS	Très Base Tension de Sécurité	0 à 12 V		En dessous de 12 volts il n'y a aucun danger, c'est la raison pour laquelle tous les appareils qui se trouvent dans le volume de sécurité d'une salle de bain (c-à-d le volume qui contient la baignoire et/ou la douche) doivent être alimentés par une tension de 12 V au maximum.
TBT	Très Basse Tension	jusqu'à 50 V	0 à 120 V	aucun danger d'électrocution
BT	Basse Tension	51 à 1000 V	121 à 1500 V	danger de mort au toucher
HTA	Haute Tension A	1001 à 50 000 V	1501 à 75000 V	danger de mort à moins de 20 cm
HTB	Haute Tension B	au-delà de 50 kV	au-delà de 75 kV	danger de mort à moins d'un mètre

Le courant qui traverse les tissus est un autre facteur important :

- un courant de 1 mA est considéré comme le seuil perceptible
- la douleur apparaît à 5 mA
- le seuil de contraction musculaire se situe à environ 10 mA.
- au-delà d'une centaine de mA, le phénomène d'échauffement (RI^2) apparaît et cet échauffement peut donner lieu à de brûlures du 1er, 2eme ou 3eme degré.

Conduite à tenir en cas d'accident

S'il s'agit d'une simple "drille" il n'y a rien de spécial à faire sinon prendre conscience du danger ...

En cas d'électrisation où la victime reste "coller" au conducteur sous tension, ou si elle est "propulsée" du conducteur

- 1) la réaction immédiate est de **couper le courant** en amont, soit de retirer une fiche de la prise de courant ou de couper au niveau du compteur électrique.
- 2) ensuite alerter les secours, le **112**
- 3) **puis,**
 - si la personne est consciente, l'installer dans la position où elle se sent le mieux (par défaut position allongée) et la surveiller
 - si la personne est inconsciente et respire, la tourner sur le côté en chien de fusil (position latérale de sécurité PLS)
 - si la personne ne respire pas, effectuer la réanimation cardio-pulmonaire.

En cas d'électrisation par **très haute tension**, il faut de plus prendre soit même toutes les précautions requises pour "détacher" la victime : emploi de tabouret isolant, de gants isolants (des gants d'électriciens adaptés à la tension de service) ou de perches



Mais le courant électrique peut aussi soulager

En physiothérapie on utilise des courants de l'ordre de 5 à 10 mA et des tensions de l'ordre de 30 V pour traiter des affections rhumatismales. Bien sûr le contact avec la peau est fortement amélioré, par l'utilisation d'éponges humides ...

10.1.2. Le réseau d'alimentation public

Dans nos contrées, l'énergie électrique est distribuée en triphasé avec une fréquence de 50 Hz. Le système est connu sous l'appellation 220/380 V car il y a 220 V entre une phase et le neutre, par contre il y a 380 V entre phases. Le rapport 380/220 vaut $\sqrt{3}$. Mais le cuivre coûte cher et les producteurs d'électricité ont tendance à passer au système 230/400 V.

La plupart des habitations sont donc raccordées en triphasé, mais le triphasé n'est utilisé que pour les applications qui requièrent le plus de puissance : les fours de cuisson à l'électricité, les gros moteurs (si vous avez un atelier par exemple) et à l'alimentation de certains moteurs de chauffage central par exemple. Tout le reste se fait en monophasé.



10.1.3. Le Règlement Général sur les Installations Électriques ou RGIE

Toutes les installations électriques en Belgique doivent répondre au RGIE par conséquent le raccordement d'une station de radioamateur doit également répondre à ces normes².

D'autres part, le RGIE est essentiellement basé sur la notion de **sécurité**, il est donc important d'en comprendre les grands principes.

10.1.3.1 Fusible, disjoncteur et différentiel

Le RGIE impose en tête du coffret, le placement d'un **interrupteur différentiel** avec une sensibilité de **300 mA** et un **pouvoir de coupure de 40 A** minimum. Ce différentiel détecte les courants de défaut s'écoulant vers la terre. Il s'agit donc d'une excellente protection contre les risques d'incendie et d'électrocution. Le différentiel général doit être plombable. Pour s'assurer de leur bon fonctionnement les différentiels doivent être vérifiés régulièrement, de préférence en appuyant sur le bouton-test.

En plus du différentiel général de 300 mA et,

- si la résistance de terre est $< 30 \Omega$, il faudra un différentiel de 30 mA pour la salle de bains (douche), machine à laver, séchoir et lave – vaisselle. Pour le chauffage par résistances noyées dans le sol un différentiel séparé de 100 mA est obligatoire
- si la résistance de terre est comprise entre 30 et 100 Ω , il faudra un différentiel de 30 mA pour chaque circuit d'éclairage, il faudra aussi un différentiel de 100 mA par circuit ou groupe de circuits comportant au maximum 16 prises et un différentiel pour les circuits du frigo, surgélateur et cuisinière

Les fusibles et les disjoncteurs servent à interrompre le circuit en cas de surcharge ou de court-circuit, protégeant ainsi les fils et les appareils.

Les disjoncteurs peuvent être thermique, magnétique ou magnéto-thermique.

- un disjoncteur thermique est basé sur la dilatation d'un bilame qui déclenche le disjoncteur (ouvre), ce type de dispositif possède une certaine inertie, et il faut donc quelques secondes avant de déclencher
- un disjoncteur magnétique est basé sur l'action d'un électroaimant qui déclenche presque instantanément le disjoncteur.

Les fusibles ne sont plus recommandés dans les installations domestiques. Ils conviennent toutefois encore dans les installations industrielles ou semi industrielles pour des intensités supérieures à 32 A.

10.1.3.2. Circuits

Une installation domestique est composée de plusieurs circuits et on fait en général la distinction entre circuit d'éclairage et circuit prise de courant.

Le circuit prise de courant comportera au maximum 8 prises simples ou multiple. On sépare aussi les circuits en fonction de l'étage.

Si un point lumineux est placé sur le même circuit qu'un circuit d'éclairage, ce point lumineux comptera pour une prise de courant.

Chaque circuit est protégé par une paire de fusibles ou un disjoncteur magnéto-thermique bipolaire.

² Pour obtenir ces normes voir <http://www.aib-vincotte.com/Frontmodules/FR/arei.asp>



10.1.3.3. Calibre

En général on utilise un calibre de 1,5 mm² pour les circuits d'éclairage et 2,5 mm² pour les circuits de prises de courant. Pour les appareils de chauffe électrique ou les appareils de forte puissance on utilisera du 6 mm². Le tableau général suivant reprend les calibres, sections de conducteurs :

les calibres maxima pour fusibles et disjoncteurs			
section	couleur	fusible	disjoncteur
1 mm ²	rouge	6 A	10 A
1,5 mm ²	orange	10 A	16 A
2,5 mm ²	gris	16 A	20 A
4 mm ²	bleu	20 A	25 A
6 mm ²	brun	32 A	40 A
10 mm ²	vert	50 A	63 A
16 mm ²		63 A	80 A
25 mm ²		80 A	100A
35 mm ²		100 A	125 A

10.1.3.4. Les types de câblage et de câble

On distingue

- le câblage sous gaine
- le câblage sous tube extérieur ou encastrés
- le câblage sous plinthes (et goulotte)
- le câblage enterré

et les câbles suivants

désignation belge	désignation HAR (européenne)		
VOB	H07 VU	Conducteur monobrin, destiné au câblage sous tube isolé	
VOB.S	H07 VK	Conducteur multibrin (souple) destiné au câblage interne d'appareils	
VTB	H05 VU	Câblage interne d'appareils	
VTLBp	H03 VVH2F	Petits appareils transportables (câble p ^{lat})	
VTLB	H03 VVF	Petits appareils transportables (câble rond)	
VTMB	H05 VVF	Appareils transportables pour l'ext. : tondeuses, taille-haies ...	
CSUB	H03 RTF	Appareils transportables : fer à repasser, grille-pain...	
VVB XVB			
VFVB XFVB		Câble armé destiné à être enterré	
VMVB		Câble similaire au VFVB, mais dont la gaine bourrante est chargée d'une poudre de ferrite, ce qui contribue à tenir le champ électromagnétique à l'intérieur du câble et donc à une haute compatibilité électromagnétique.	



Mode de pose	VFVB (XFVB)	VVB (XVB)	VOB,VOBs(t)
dans l'air	accepté	accepté	interdit
sans tube dans le mur	accepté	accepté	interdit
sous tube (plastique ou métal)	accepté	accepté	accepté
dans des plinthes non métalliques et incombustibles	accepté	accepté	accepté

10.1.3.5. Prise de terre

Le RGIE prévoit également que chaque habitation soit pourvue d'une **boucle de terre**³. La boucle de terre

- est constituée d'un conducteur massif (cuivre ordinaire ou plombé) de 35 mm² qui
- est placé sur tout le pourtour, sous les fondations des murs extérieurs.
- est placée à fond de fouille et recouverte de terre afin qu'il n'y ait aucune connexion avec la fondation (problème d'oxydation en cas de contact avec le ferrailage du béton armé)
- les extrémités de la boucle sont accessibles des deux côtés
- et la boucle de terre est reliée à un **sectionneur de terre** (barrette coupe terre) qui doit permettre de mesurer la résistance de la prise de terre. Le conducteur entre l'extrémité de la boucle de terre et la barrette coupe terre est de couleur jaune vert.

La résistance de la prise de terre doit être inférieure à 30 Ω , toutefois on admet sous certaines réserves (ajouts de différentiels sur tous les circuits) une résistance de terre de maximum 100 Ω .

Les dispositions du RGIE prévoient également que les armatures métalliques des appareils d'éclairage (lustre, ...) soient également raccordées à la terre.

10.1.3.6. Les prises de courant et fiches

Excepté quelques applications bien particulières (rasoir électrique, téléviseur, radio domestique) le RGIE impose **des prises de courants et des fiches avec terre c-à-d avec 3 broches**. De plus ces prises doivent être munies d'obturateurs automatiques pour éviter l'introduction d'objets.

Les fils peuvent être repérés "L" pour Line et "N" pour Neutral. Le troisième fil est le fil de terre

PHASE	NEUTRE	TERRE
brun	bleu	jaune vert

³ La boucle de terre remplace le "piquet de terre" des anciennes installations.



10.1.3.7. Contrôle de l'installation et agrégation

- Toute extension (comme l'ajout d'un circuit) réalisée après le 1er octobre 1981 doit satisfaire au RGIE.
- Un **plan de position** et un **schéma unifilaire** doivent être réalisés pour chaque extension
- Toute extension d'une installation doit être contrôlée par un organisme de contrôle
- Les manquements doivent être corrigés dans les plus brefs délais
- Un nouveau contrôle par un organisme de contrôle agréé est obligatoire au bout de 25 ans.
- En cas d'incendie, l'assureur peut se retirer si le client n'est pas en mesure de démontrer que tous les raccordements étaient en ordre

Schéma unifilaire

plan de situation

10.1.3.8. Problèmes relatifs aux anciennes installations

Les problèmes ci-dessous peuvent être la cause d'accident et il est impératif d'y apporter les remèdes :

1. **Anciens coffrets de répartition ouverts** avec plaque de marbre ou de plastique noir avec un interrupteur « à couteau » non protégé : à remplacer par des coffrets de répartition fermés et sûrs
2. **Absence de différentiel** ce qui implique qu'en cas de perte de courant, certains éléments en métal des appareils vont être sous tension et seront donc une cause possible d'accident. Il faut obligatoirement faire installer un différentiel de 300 mA après le compteur électrique et un différentiel de 30 mA pour la salle de bain.
3. **Absence de terre ou mauvaise terre** donc par conséquent aussi broche de terre de prises de courant non raccordées d'où danger d'électrocution. Solution : remplacez toutes les prises sans broche de terre, veillez à ce qu'elles soient convenablement reliées à l'électrode de terre via un conducteur de protection jaune-vert.
4. **Anciennes canalisations** Risques : l'isolation des fils s'effrite, augmentant ainsi le risque d'incendie le fil n'est pas suffisamment fixé à la borne de raccordement ; il peut se détacher et provoquer une surchauffe Solution : les fils électriques dont la section est inférieure à 1 mm² doivent être remplacés par des fils d'au moins 1,5 mm² pour l'éclairage et d'au moins 2,5 mm² pour les prises ; vérifiez toutes les prises et bornes de raccordement et réparez ou remplacez les éléments détériorés.
5. **Protections inadaptées** : Risques : l'intensité nominale des fusibles ou disjoncteurs existants est trop élevée pour les conducteurs en place présence de fusibles qui ont été réparés de manière insensée Solution : remplacez les fusibles par des disjoncteurs adaptez la protection des disjoncteurs (ou des fusibles) à la section des fils



10.1.4. Connexions à l'intérieur des véhicules

Il est souhaitable de tirer une ligne spéciale (2 fils) qui va directement de la batterie au TCVR et d'installer les fusibles près de la batterie. La plupart des TCVR mobiles sont fournis de ces câbles et fusibles.

Il ne faut pas perdre de vue qu'avec une tension de 13,8 V, les chutes de tensions prennent une importance beaucoup plus grande qu'en 220V par exemple. Il ne faut pas perdre de vue que les arcs électriques sont beaucoup plus spectaculaires en continu qu'en alternatif.

10.1.5. Les hautes tensions

Les équipements à tubes utilisent des hautes tensions continues. On peut donner les ordres de grandeurs suivants :

- pour un amplificateur BF, un récepteur ou un émetteur à tube (excepté l'étage final) : 150 à 300 V
- étage final d'un émetteur à tube jusqu'à 100 à 150 W : 400 à 600 V
- amplificateur linéaire à tube jusqu'à 1500 W : 3000 V et parfois plus

10.1.7. La foudre

Le coup de foudre direct représente un courant de 10 000 à 25 000 ampères sous une tension de 10 à 100 millions de volts, il dure quelques 20 millisecondes. Sachant que la charge d'un tel nuage est de l'ordre de 5 Cb, l'énergie est donc de 5 Cb x 100 MV x 20 ms soit 10 MW ! C'est une puissance énorme et on comprend mieux pourquoi rien ne résiste au coup de foudre direct. Les coups de foudre directs sont, fort heureusement, très rares.

Le coup de foudre par induction est lié au coup de foudre direct, son intensité est beaucoup moins importante.

Pare le fait même qu'une installation de radioamateur utilise des antennes, le risque de foudre est plus important que la moyenne.

Il est recommandé de mettre toutes les parties métalliques des pylônes et des mâts à la terre (sauf les pylônes rayonnants et les antennes verticales bien sûr).

Des parafoudres peuvent aider dans le cas de coups de foudre par induction.



10.2. Protection contre les dangers des champs HF

Trop souvent on entend des rumeurs alarmantes concernant les dangers des champs HF. Trop souvent ces rumeurs proviennent des médias totalement ignorants et/ou totalement incompetents en la matière. A leur décharge il faut dire que les scientifiques eux-mêmes ne sont pas tous d'accord et fixent des normes qui évoluent au fil des années.

Le paradoxe est qu'on crie haro sur les stations de base des GSM qui ont une dizaine de watts, mais qui se trouve à plusieurs mètres des habitations, et qu'on ne dit rien du GSM, l'appareil que l'on utilise et qui rayonne quand même 2 watts à quelques cm de la tête. Bien sûr on argumentera que les temps d'expositions ne sont pas les mêmes.

Bien sûr, il y a eu des accidents, des techniciens chargés de l'entretien d'équipements micro-ondes (radars, ...) ont perdu la vue (partiellement ou totalement) en regardant dans un guide d'onde où il y avait de la puissance.

Mais il y a aussi des techniciens qui sont chargés de l'entretien et de l'exploitation d'émetteurs OM ou OC et qui sont exposés à des puissances TRES importantes, et donc des champs TRES importants et ceci à raison de 8 h par jour. Ces techniciens ont vécu jusqu'à un âge raisonnable et ne souffrent d'aucun problème particulier.

Mieux encore les kinésithérapeutes utilisent des ondes électromagnétiques pour soigner et guérir.

Malgré 70 ans d'observations des effets possibles des ondes électromagnétisme sur l'organisme humain, malgré les 20 dernières années où l'étude a été plus approfondie, "on n'est toujours pas sûr d'être certain" que les normes proposées sont suffisantes pour garantir que la santé ne sera pas mise en danger.

Il y a évidemment deux comportements extrêmes :

- *si on n'est pas absolument sûr, il faut interdire (appelons cela le comportement de l'extra-écologiste) , et,*
- *si on n'est pas sûr c'est qu'il n'y a pas de problème, sinon on l'aurait déjà constaté !*

Il convient donc de remettre un peu de sérieux et de rigueur dans cette matière et nous y intéresser. En tant que radioamateur, les questions que l'on DOIT se poser sont les suivantes :

- *quels sont les dangers encourus?*
- *quelles sont les normes ?*
- *quel est le champ HF que l'on peut supporter sans encourir de risque pour la santé ?*
- *est-ce que l'emploi d'une puissance de 1 kW dans une beam 3 éléments 10/15/20 m peut produire un champ tel qu'il existe un risque pour la santé ? et si oui quelle est la distance de sécurité ?*
- *même question pour 1 kW et une antenne verticale $\lambda/4$ en 40 ou 80 m ou pour un dipôle 40/80 m à 10 m du sol par exemple*
- *même question pour la bande des 2 m (ou 70 cm) avec une puissance de 100 Watts et une antenne à haut gain (disons 12 dB)*
- *est-ce que le passant qui se trouve à 2 m de ma voiture où j'émet dans la bande des 2 m (ou 70 cm) avec une puissance de 50 Watts est soumis à un champ dangereux ou non ?*
- *est-ce que le portable 2 m (ou 70 cm) avec une puissance de 5 Watts, dont l'antenne est à 3 cm de ma tête est dangereuse ou non ?*



10.2.1. Effets ionisants

On dit qu'un rayonnement est **ionisant**, lorsqu'il parvient à arracher un (ou plusieurs) électron(s) à un atome et qu'il peut le transformer en ion. Pour arracher 1 électron il faut que l'énergie soit supérieure à l'énergie qui retient cet électron donc

Le physicien allemand Max Planck a établi que l'énergie d'un rayonnement dépendait de sa fréquence selon la relation $E = h f$ où h est une constante qui porte le nom de constante de Planck et qui vaut $6,62 \cdot 10^{-34}$ J sec. Faisons quelques rapides calculs et reportons-les dans un tableau

	λ	fréquence		E (J)	E (eV)
limites des bandes radioamateurs les plus utilisées	160 m	1,8 MHz	$1,8 \cdot 10^6$	$1,19 \cdot 10^{-27}$	$7,44 \cdot 10^{-9}$
	3 cm	10 GHz	$1 \cdot 10^{10}$	$6,6 \cdot 10^{-24}$	$4,1 \cdot 10^{-5}$
limite des radiofréquences	0,1 mm	3.000 GHz	$3 \cdot 10^{12}$	$1,98 \cdot 10^{-21}$	0,0124
lumière visible : rouge	750 Å		$4 \cdot 10^{14}$		1,65
lumière visible : violet	400 Å		$7,5 \cdot 10^{14}$		3,10
UV	250 Å		$1,2 \cdot 10^{15}$		4,96
Rayon X mou	100 Å		$3 \cdot 10^{16}$	$1,98 \cdot 10^{-13}$	124
Rayon X dur	0,01 Å		$3 \cdot 10^{20}$	$1,98 \cdot 10^{-13}$	$1,24 \cdot 10^6$
Rayons γ	0,001 Å		$3 \cdot 10^{21}$	$1,98 \cdot 10^{-12}$	$1,24 \cdot 10^7$

$1 \text{ \AA} = 0,001 \text{ \mu}$
$1 \text{ eV} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ J}$

Les rayonnements radioactifs (alpha, beta et gamma), de même que les rayons X, les UV peuvent donc casser les liaisons moléculaires, et produire des ions. Lorsqu'une cellule est ionisée, il peut y avoir des modifications des cellules et apparition de cancer.

Par contre les rayonnements HF, et plus particulièrement la bande de 1,8 MHz à 10 GHz, où se déroule presque toutes les activités radioamateurs, l'énergie est bien inférieure à l' eV. Il n'est donc pas possible d'extraire un e⁻ d'un atome. Il n'y a donc pas d'ionisation, ni d'effet ionisant, pour ce qui nous concerne.

Les rayonnements électromagnétiques ("radiofréquences") sont dits **rayonnements non-ionisants** car à ces fréquences l'énergie n'est pas suffisante pour créer des ions.



10.2.2. Effets thermiques des ondes électromagnétiques

Mais lorsqu'un tissu est exposé à un rayonnement électromagnétique, il subit un **échauffement**. Les tissus humains sont essentiellement constitués d'eau et comme la molécule d'eau est polarisée, elle est influencée par les champs électriques et tente de s'orienter dans le sens du champ. Si ce champ est alternatif la molécule d'eau va donc constamment changer d'orientation, ce qui crée un échauffement.

D'autre part, on sait que

- la profondeur de pénétration est d'autant plus grande que la fréquence est faible
- si l'intensité est trop forte, il peut y avoir des dégâts irréversibles et irréparables
- l'élévation de température est contrecarrée par la circulation sanguine qui joue le rôle de liquide de refroidissement
- certains tissus sont plus sensibles à cette augmentation de température que d'autres.
- les effets thermiques sont plus marqués pour des fréquences proches des fréquences de résonances du corps humain. Pour un adulte, les effets sont les plus nocifs aux environs de 35 MHz si le corps est à la masse et de 70 MHz si le corps est isolé de la terre. Si la source est par exemple un portable, et donc près de la tête, les effets sont plus nocifs vers 400 MHz qui est la fréquence de résonance de la tête.

Il est actuellement admis qu'au-delà d'une augmentation de température de 1°C, il apparaît des effets thermiques nuisibles. La puissance qui fait augmenter de 1°C une masse de 1 kg (1 kg de tissus humains bien entendus) est de 4 W / kg. Cette puissance s'appelle **Specific Absorption Rate (SAR)**.

On distingue aussi deux catégories de personnes exposées ou deux zones :

- le domaine professionnel où les personnes sont au courant des dangers des ondes radio et où l'énergie peut être déterminée avec précision. On dit aussi que ces personnes sont dans une **zone contrôlée**, et,
- et le domaine grand public où les personnes ne sont pas au courant des dangers des ondes radio. On dit aussi parle alors de **zone non contrôlée**.

Dans le domaine professionnel (= zone contrôlée), la puissance ne doit pas dépasser 1/10 du SAR donc 0,4 W/kg. Dans le domaine grand public (= zone non contrôlée), la puissance ne doit pas dépasser 1/50 du SAR. donc 0,08 W/kg

10.2.2.1. L' EIRP

La puissance considérée ici est l' EIRP (**Equivalent Isotropic Radiated Power**). Il faut donc multiplier la puissance HF appliquée à l'antenne par son gain donc $EIRP = G \times P$. Le gain est le gain de l'antenne par rapport à l'antenne isotropique :

- un quart d'onde a un gain de 5,16 dB par rapport à l'antenne isotropique.
- un dipôle a un gain de 2,15 dB par rapport à l'antenne isotropique, par conséquent comme les antennes yagi ont des gain exprimé en dBd, il vient : $G_{dBi} = G_{dBd} + 2.15 \text{ dB}$

Pour calculer l' EIRP, on peut bien entendu également tenir compte des pertes dans les câbles, par exemple:

dB/100 m	160 m	80 m	40 m	20 m	15 m	10 m	6 m	2 m	70 cm	23 cm
RG58	1.98	2.78	3.86	5.4	6.7	7.79	10.49	17.5	30.3	51.8
RG213	0.27	0.74	1.37	2.32	3.03	3.67	5.24	9.35	16.8	29.4
Aircell7								7.9	14.1	26.1
Aircom +								5	8.5	21.5



On peut aussi ajouter les pertes dans les connecteurs, dans les appareils de mesure et dans les coupleurs d'antennes. Ci après quelques valeurs typiques:

	perte par paire de connecteur	TOS-mètre ou appareil de mesure de la puissance	perte pour un coupleur d'antenne
HF	0,005 à 0,05 dB	0,03 dB	0,1 à 0,3 dB
VHF	0,01 à 0,05 dB	0,05 dB	
UHF	0,02 à 0,1 dB	0,1 dB	

Dans le cas du service radioamateur où on utilise différents modes de transmissions, on peut aussi pondérer cette puissance par un facteur

mode		C _{mode}
SSB	J3E	0,2
AM (m = 100 %)	A3E	0,3
CW	A1A	0,4
AM avec m = 50 %	A3E	0,5
SSB avec compresseur	J3E	0,5
ATV (cf en 70 cm)	C3F	0,6
ATV FM (cf en 23 cm)	F3F	1
FM	F3E	1
RTTY	F2B, J2B	1
SSTV	J3F	1
TUNE	NON	1

Le facteur de correction des 3 minutes. Certains auteurs (entre autres, le législateur allemand) admettent que si sur tout intervalle de 6 minutes, il n'y a pas plus de 3 minutes d'émission, alors on peut introduire un facteur de correction C_{3 min} = 0,5.

10.2.2.2. Conversion puissance/champ électrique ou champ magnétique

La relation fondamentale qui donne le **champ électrique** en fonction de la puissance et de la distance est :

$$E_{(V/m)} = \sqrt{30 \text{ EIRP}_{(W)} / d_{(m)}}$$

Par conséquent la relation qui donne la **distance de sécurité** est :

$$d_{(m)} = \sqrt{30 \text{ EIRP}_{(W)} / E_{(V/m)}}$$

On parle aussi parfois de **densité de puissance** : Pour une distance d, on peut en effet considérer une sphère de surface $s = \pi d^2$ (avec $d = 2r$). Toute la puissance passe au travers de cette sphère et la densité de puissance est par conséquent égale à $S = P / s$

L'autre formule importante permet la conversion d'une densité de puissance en champ électrique :

$$E_{(V/m)} = \sqrt{S_{(W/m^2)} \times 377}$$



10.2.2.4. Champ maximal admissible

Plusieurs organisations ont tenté de fixer des normes fixant les valeurs maximales des champs, citons :

- l'ANSI ou American National Standards Institute
- l'IEEE ou Institute of Electrical and Electronics Engineers
- l'ICNIRP ou International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
- le NCRP ou National Council on Radiation Protection and Measurements

La courbe de l'IEEE :

On y distingue les courbes pour les zones **contrôlées** et **non contrôlées** de même que pour deux polarisations. On notera que le creux se situe entre 10 et 1000 MHz.

A partir de ce graphique on peut refaire un tableau qui reprend les bandes radioamateurs et les limites en zones contrôlées et en zone non-contrôlée. Il vient alors (voir plus loin)

Par ailleurs le Conseil de l'Europe a émis la Recommandation 1999/519/CE le 12 juillet 1999 qui traite de l'exposition du public aux champs électromagnétiques de 0 à 300 GHz. D'une façon générale cette recommandation reprend les travaux de l'ICNIRP et propose un facteur de précautions de 50 pour le grand public.

La législation belge est définie par

- l'Arrêté Royal du 29 avril 2001,
- l'Arrêté Royal du 21 décembre 2001, et,
- l'Arrêté Royal du 10 août 2005

cette législation belge utilise un facteur de précaution de 4 par rapport à la recommandation européenne

fréquence (MHz)	environnement contrôlé (V/m)	environnement non contrôlé (V/m)	recommandation ⁴ européenne (V/m)	législation belge (V/m)
1,8	4000	600	64,8 ⁵	non applicable
3,5	1700	220	46,5	non applicable
7	850	120	32,8	non applicable
10			28	13,7
14	400	55	28	13,7
18			28	13,7
21	270	35	28	13,7
24			28	13,7
28	210	27	28	13,7
144	60	27	28	13,7
432	75	32	28,68 ⁶	14,25⁷
1296	120	60	49,5	24,69
2350			61	30,7
5700			61	30,7
10 000	200	150	61	30,7
au-delà de 10 GHz			61	non applicable

⁴ Ces valeurs sont pratiquement identiques à la norme allemande (norme VDE) et à la législation française (Décret 2002-775 paru au Journal Officiel du 5 mai 2002)

⁵ Entre 1 et 10 MHz, la valeur est égale à $87/\sqrt{f}$

⁶ Entre 400 MHz et 2 GHz, la valeur est égale à $1,375\sqrt{f}$

⁷ Entre 400 MHz et 2 GHz, la valeur est égale à $0,686\sqrt{f}$



10.2.2.5. "Worst case"

Tous les calculs se font toujours dans le cas le plus défavorable ("worst case"). Ainsi si on utilise une antenne directionnelle, on calculera par exemple la distance dans la direction principale sans tenir compte qu'en dehors du lobe principal la puissance chute de 10 à 20 dB.

10.2.2.6. Nécessité de signalisation

Les endroits publics où il existe un risque que le champ électromagnétique dépasse la valeur admise par les normes, doivent être délimité par une clôture et le danger doit être signalé par le symbole ci-contre.

De même dans les entreprises où il y a un risque d'exposition aux ondes électromagnétiques (cyclotron, soudure et séchage HF, entreprise de construction de matériel HF,...) les zones à risques doivent être clairement délimitées et signalées par le symbole ci-contre.



10.2.3. Effets non thermiques des ondes électromagnétiques

Mais depuis peu, on prétend que pour des niveaux de puissance plus bas, il peut y avoir des effets sur la santé. Ces effets sont appelés **non thermiques** ou **athermiques**. Ces effets se répercuteraient après de longues expositions, et ne seraient perceptibles qu'au bout de plusieurs générations. Les chercheurs qui traitent ces problèmes se divisent en deux groupes :

- les épidémiologistes qui font des études statistiques sur des groupes relativement importants. Les épidémiologistes auraient constaté quelques cas suspects de leucémie ou de cancer des vaisseaux lymphatiques parmi les radioamateurs.
- les biologistes qui étudient plutôt la cellule et sa mutation.

On parle ainsi de

- migration et de changement de l'ion calcium (élément très important dans le fonctionnement de la cellule)
- changement de la vitesse de prolifération des cellules
- perturbation de l'activité des enzymes
- influence sur l'ADN

Mais les effets ne sont pas clairement établis et donc controversés. Un travail important devra encore être fait dans les années qui viennent.

10.2.4. Conclusions

Dans l'état actuel des choses on se contente donc de limiter le champ électromagnétique à une valeur acceptable pour éviter les effets thermiques.



10.3. Protection contre les dangers des champs à 50 Hz

L'autre danger provient du courant industriel à 50 Hz (ou 60 Hz en Amérique) on parle alors d'ELF (Extremely Low Frequency). Ces champs électromagnétiques peuvent en effet apparaître sous les lignes hautes tensions, près de transformateurs HT/BT ou dans les milieux industriels ou domestiques.

Etant donné la très grande longueur d'onde, il est plus aisé de mesurer de champs magnétiques plutôt que des champs électriques. Quelques valeurs de champs du champ électrique sont:

	μT
télévision	0,04 à 2
micro-ondes	4 à 9
sous ligne HT	10 à 30
champ terrestre (en permanence)	50
four	0,4 à 200
rasoir électrique	100 à 1000
sèche cheveux	0,1 à 2000

Le Conseil de l'Europe fixe la limite à $0,1 \mu\text{T}^8$ (voir Rec. 1999/519/CE le 12 juillet 1999).

10.4. Epilogue

Ce chapitre peut paraître alarmiste, mais il ne doit certainement pas vous empêcher de poursuivre votre hobby, c-à-d le radio amateurisme. Toute activité humaine entraîne des risques, en cuisinant vous pouvez vous couper ou vous brûler, en traversant la rue vous pouvez vous faire écraser, ...

⁸ En réalité $5/f$ comme f est de 50 Hz on obtient $0,1 \mu\text{T}$



Annexe

La distribution de courant aux Etats-Unis et au Canada

De nombreux appareils proviennent des Etats-Unis ou du Canada où les normes son sensiblement différentes, notons à titre d'information:

- la fréquence du réseau est de 60 Hz. Les transfos américains ont donc "moins de fer", en d'autres termes un transfo américain utilisé en Europe chauffe plus (pertes dans le fer et saturation) à moins qu'il n'ait été surdimensionné et que le constructeur ait prévu un usage sur 50 Hz et sur 60 Hz !
- aux Etats-Unis le système est 120/240 V ,
- la fiche secteur comporte deux broches plates, une fiche avec terre comporte en plus une broche ronde,
- les couleurs des fils sont aussi différentes :

	LINE	NEUTRAL	GROUND
couleur aux USA	noir ou rouge	blanc	vert

- les conducteurs sont classés en numéros AWG ("American Wire Gauge"). Le tableau ci après reprend les AWG les plus courants, le diamètre et la section équivalente en SI et les intensités maximales :

	diamètre approximatif (mm)	section approximative (mm ²)	intensité maximum	fusible
# 6AWG			55 A	50 A
# 8 AWG	3,251	8,302	40 A	40 A
#10 AWG	2,641	5,480	30 A	30 A
#12 AWG	2,032	3,243	25 A	20 A
#14 AWG	1,625	2,075	20 A	15 A