

1.6. Signaux sinusoïdaux

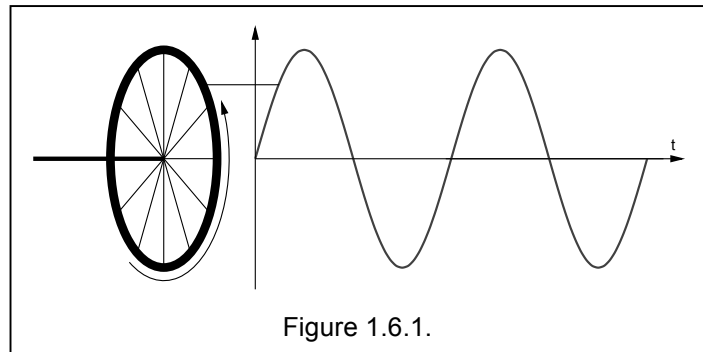
Les tensions que l'on rencontre ne sont pas toujours des tensions continues, comme celles fournies par les piles ou les batteries. Dans de nombreux cas, le courant passe dans un sens pendant un certain temps, puis dans l'autre pendant un autre laps de temps. On parle alors de courant alternatif, encore 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.



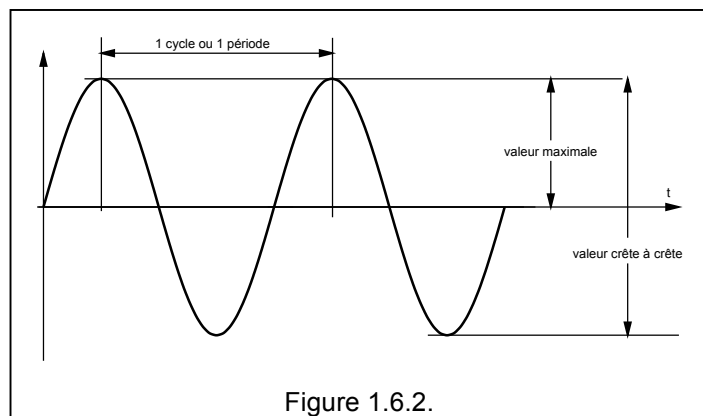
Faisons maintenant avancer la roue sur son axe. Nous verrons alors que le repère décrit une courbe comme sur la figure ci-contre. Cette courbe est appelée une sinusoïde parce qu'elle représente la fonction trigonométrique du sinus d'un angle. Pour chaque tour, on se retrouve en un point identique, on 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

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

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



Et si on devait représenter le courant continu de la même façon, ce serait un simple trait horizontal. L'amplitude de la tension, ou du courant, est constante.

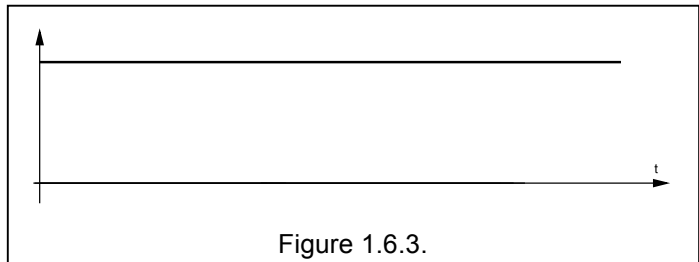


Figure 1.6.3.

La figure ci-contre montre un signal sinusoïdal tel que le montre un oscilloscope numérique⁵⁵. 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

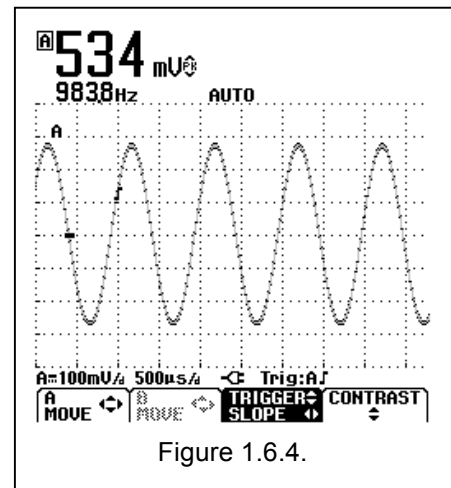


Figure 1.6.4.

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 :

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

Une tension sinusoïdale s'exprime alors par

$$u = U \sin (\omega t + \varphi)$$

- où
- u est la valeur instantanée
 - U est l'amplitude maximale
 - ω est la pulsation avec $\omega = 2 \pi f$ où f est la fréquence
 - φ est la phase de la tension à l'instant initial (t = 0)

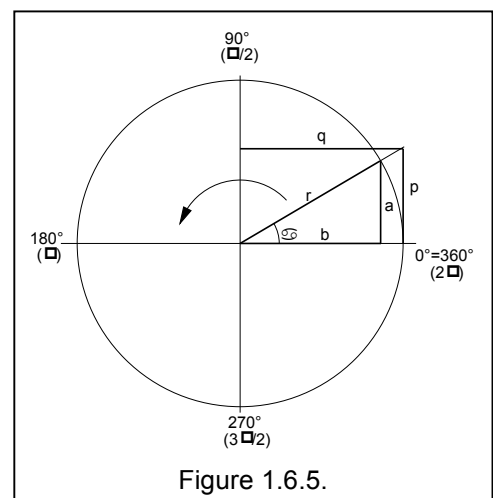


Figure 1.6.5.

⁵⁵ Il s'agit en fait d'un appareil Fluke 123 qui sert simultanément de multimètre et d'oscilloscope.

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) :

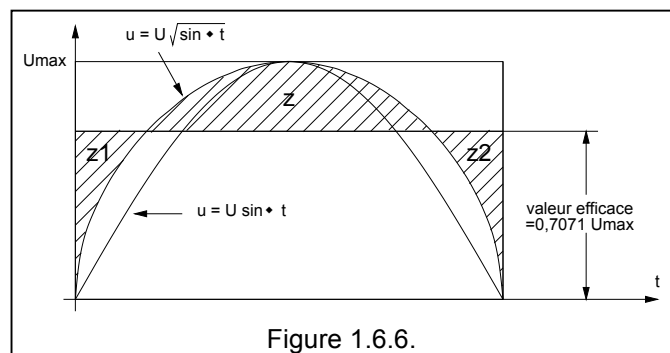
tension efficace ou

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

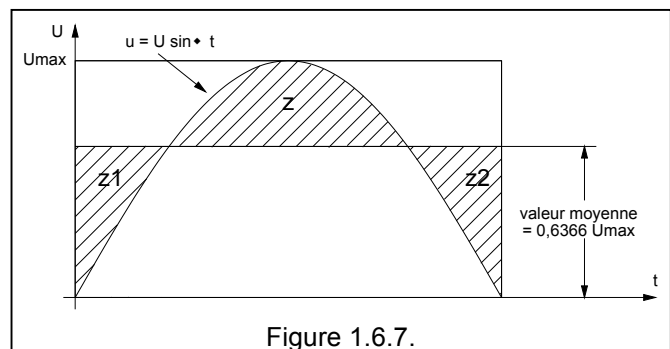
ou pour la conversion inverse

$$U_{max} = U_{eff} \sqrt{2} = U_{eff} \times 1,414$$

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

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**.⁵⁶

fréquence ou

fréquence = 1 / période	f = 1/T
--------------------------------	----------------

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).

pulsation ou

$\omega = 2 \pi f$

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. Résistance, condensateur et bobine soumis à un courant continu ou alternatif

1.6.5.1. Résistance en continu et en alternatif

Nous avons parlé de résistance au § 1.1.4. et tout ce qui a été dit pour le courant continu, c-à-d $I = U/R$ est également vrai en courant alternatif à condition de parler des mêmes types de grandeur (efficace, pointe, moyen ...) donc $I_{\text{eff}} = U_{\text{eff}} / R$ et $I_{\text{max}} = U_{\text{max}} / R$.

1.6.5.2. Condensateur en continu et en alternatif

Lorsqu'on applique une tension continue à un condensateur, il ne se passe apparemment rien. Toutefois si on y regarde de plus près, il y a une petite pointe de courant, puis plus rien. On dit que le condensateur s'est chargé, les électrons sont "sortis" du générateur de tension et sont venus couvrir les armatures, de charges négatives, tandis que de l'autre côté il y a un déficit d'électrons, donc des charges positives. Si on déconnecte le condensateur de la source et qu'on le met en court circuit, il y a une brève petite étincelle, puis plus rien, on dit qu'on a déchargé le condensateur.

Lorsqu'on applique une tension alternative sur un condensateur, on peut imaginer que ce phénomène de charge et de décharge va se reproduire 2 x par alternance et que par conséquent il passera un certain courant dans le circuit. Tout ce passe comme si le condensateur présentait une certaine résistance, mais dans ce cas-ci on parle d'**impédance**.

Cette impédance est caractérisée par deux éléments

- d'abord par le rapport ($Z = U/I$)

⁵⁶ Anciennement, on parlait de **cycles par seconde (c/s)**, de kilocycles par seconde (kc/s) et de Mégacycles par seconde (Mc/s).

- mais aussi par une phase : la phase entre la tension et le courant⁵⁷.

L'impédance d'un condensateur est donnée par $Z_C = 1 / j \omega C$ et on distingue :

- le terme $1 / \omega C$ qui donne la grandeur
- et $1/j$ qui indique que le courant est en avance sur la tension.

Le "j" qui apparaît ici est un opérateur mathématique et il faut ouvrir ici une parenthèse

Une parenthèse mathématique⁵⁸

On vient ici d'introduire la notion d'opérateur imaginaire j. Cet opérateur imaginaire n'est qu'un "attireur d'attention", sa présence signifie simplement qu'il faut faire attention, car en plus de la relation entre la tension et le courant, il existe une relation de phase de 90 degrés. Ce "j" est donc purement symbolique, on aurait tout aussi bien pu entourer ωL d'un cercle on aurait très bien pu surligner en vert tout ce qui est +j et en rouge tout ce qui est -j, le surligneur étant aussi en quelque sorte aussi un attirer d'attention. Mais vous conviendrez qu'il n'est pas commode de se balader avec deux surligneurs en poche et nous conserverons donc "+j" ou "-j" comme opérateurs imaginaires.

Notez aussi que les mathématiciens utilisent "+i" et "-i" ... mais cela pose des problèmes aux électriciens et aux électroniciens pour qui i (ou I) est le symbole du courant. Donc nous avons pris + j et -j pour nos imaginaires.

Comme un déphasage de 180° peut être représenté par l'opérateur "-1" (ou simplement par "-"), on peut concevoir j comme l'opération, qui réalisé deux fois de suite donne un retard de 180° donc $j \times j = -1$, en d'autres termes $j = \sqrt{-1}$, or vous savez tous, qu'on ne peut pas extraire la racine carrée d'un nombre négatif et voilà pourquoi on a "inventé" la notion de nombre imaginaire ... A l'opposé, les autres nombres sont des nombres réels.

Notez aussi que dans les expressions $Z = j\omega L$ et $Z = 1 / j\omega C$, nous avons, dans un cas ($Z = j\omega L$) l'opérateur imaginaire au numérateur et dans l'autre cas ($Z = 1 / j\omega C$) au dénominateur ! Ce qui exprime un retard de 90° et une avance de 90°.

Nous voilà maintenant armé d'un symbole qui permet de dire si on a une avance de phase de 90° (c'est le symbole j) d'un retard de phase de 90° (c'est le symbole -j) ou d'un déphasage de 180° (c'est le symbole -1).

Enfin il est "comique" de constater que l'équivalent de la lettre j dans l'alphabet grec est φ et φ représente une phase !

1.6.5.3. Bobine en continu et en alternatif

Lorsqu'on applique une tension continue à une bobine le courant n'est limité que par la résistance de la bobine et pas par sa self. Ainsi une bobine qui fait 0,2 H, qui présente une R de 0,5 Ω et qui est branché sur une batterie de 12 V qui présente une résistance interne de 0,1 Ω sera traversée par un courant $I = 12 / 0,6 = 20$ A.

⁵⁷ Par convention l'angle de déphasage se mesure en prenant **la tension comme référence**. L'angle de déphasage entre la tension par rapport au courant dépend de la nature des conducteurs, et on peut distinguer "3 familles" :

- les résistances pour lesquelles le courant est en phase avec la tension et le déphasage est nul
- les capacités pour lesquelles le déphasage entre le courant et la tension est de $\pi/2$, on dit aussi que le courant est en avance de $\pi/2$ et, en anglais on emploie le terme 'lagging'
- les selfs pour lesquelles le déphasage entre le courant et la tension est de $-\pi/2$, on dit aussi que le courant est en retard de $\pi/2$ et, en anglais on emploie le terme 'leading',

⁵⁸ En principe il n'y a pas de question sur la notation imaginaire, mais il est important "de ne pas mourir idiot ... "

Par contre, en alternatif, l'impédance d'une bobine est donnée par $Z_L = j \omega L$ et on distingue :

- le terme ωL qui donne la grandeur
- et j qui indique que le courant est en retard sur la tension.

1.6.5.4. En résumé

une résistance	un condensateur	une self
$Z_R = R$	$Z_C = 1 / j \omega C$	$Z_L = j \omega L$

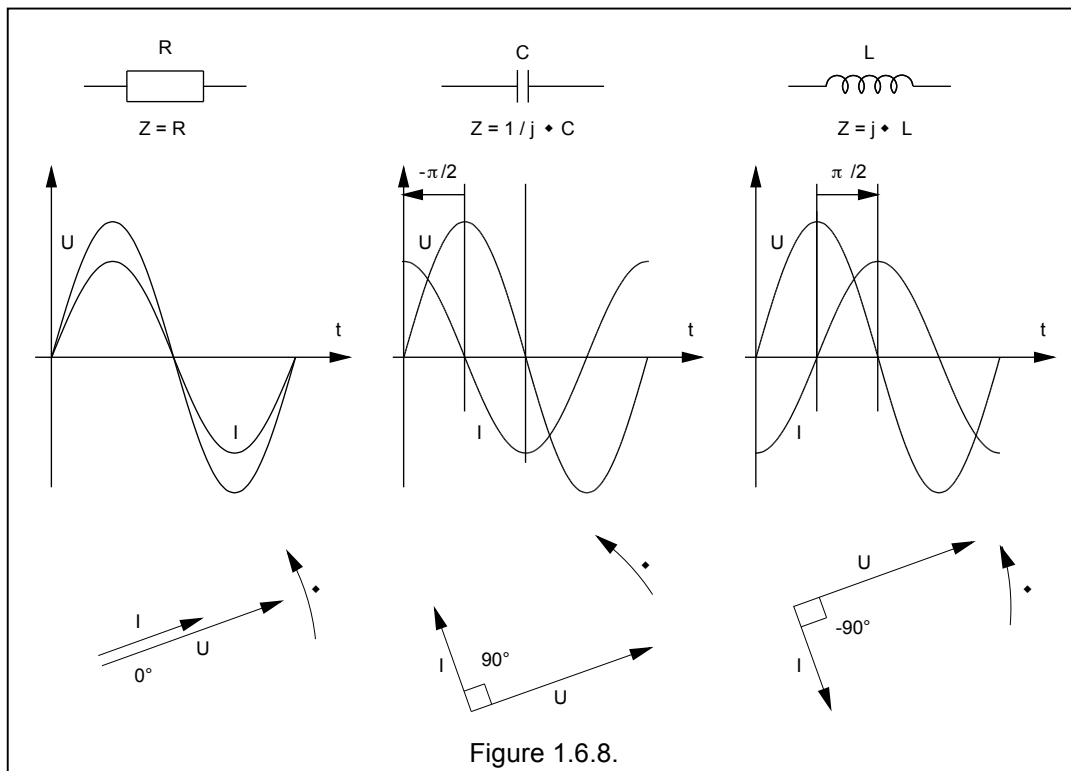


Figure 1.6.8.

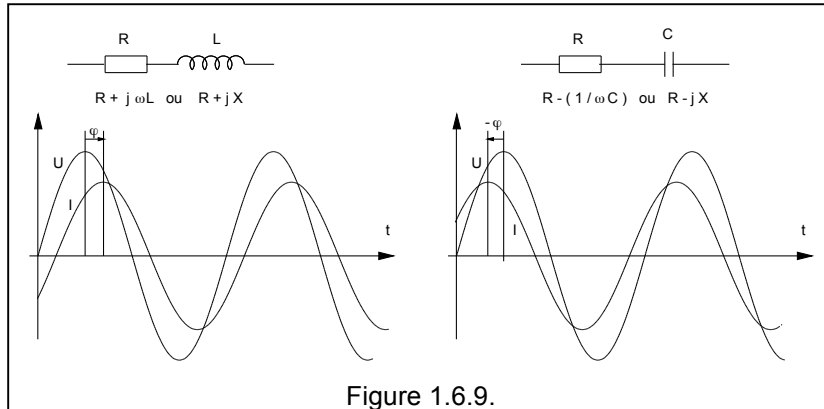
1.6.5.5. Circuits complexes constitués de R, de L et de C

Mais dans la nature rien n'est parfait, il est aussi possible que le circuit ne se comporte ni comme une résistance pure, ni comme une capacité pure, ni comme une self pure.

Imaginons un circuit constitué d'une résistance et d'une self en série on pourra dire que son impédance est égale à $Z = R + j \omega L$ ou $Z = R + jX$. Puisque cette résultante n'est pas de nature résistive pure, ni capacitive pure, ni selfique pure on a dû la baptiser d'un autre nom, à savoir par **impédance** et on l'a symbolisée par la lettre **Z**.

De manière similaire si le circuit est composé d'une résistance et d'un condensateur en série (figure 2 b) on pourra dire présente une impédance égale à $Z = R - j (1 / \omega C)$ ou $Z = R - jX$.

Dans un tel circuit le courant n'est pas en phase, il n'est pas décalé de 90° en retard, il n'est pas décalé de 90° en avance non plus. Mais il est décalé d'un **certain angle φ en retard si il y a une self**, et cet angle est compris entre 0 et 90° ou il est décalé d'un **certain angle φ en avance si il y a un condensateur**.



L' **impédance** Z est la propriété d'un circuit électrique en courant alternatif à s'opposer au passage du courant électrique. C'est une notion similaire à celle de la résistance en courant continu. L'impédance se traduit par une valeur complexe, c'est-à-dire un nombre qui possède une **partie réelle** (la résistance R) et une **partie imaginaire** (la réactance X).

Remarquons que le terme **réactance** regroupe les propriétés des capacités et des selfs.

Un nombre complexe est constitué de deux termes : un nombre réel et un nombre imaginaire et une impédance se représente par

$$Z = R \pm jX$$

Notez qu'il s'agit de + ou de - et certainement pas des deux ensembles⁵⁹.

L'impédance comporte donc une partie résistive R et une partie réactance X .

Le "j" est une notation mathématique, qui indique que le "X" est un nombre imaginaire. Ouvrons ici encore une petite parenthèse mathématique ...

⁵⁹ Notez que dans le cas de la FM, par exemple on a $f \pm \Delta f$ et là le symbole \pm indique qu'il y a à la fois un + Δf et un - Δf . Notez aussi que ce \pm n'est pas ici synonyme d'environ ou d'à peu près ! Attention donc !

Encore un peu de math ...

Pour effectuer des calculs de circuits utilisant des impédances on fera appel au calcul sur les nombres complexes. Sauf les quelques règles que nous énoncerons ci-après, on traite les équations algébriques contenant des parties imaginaires de la même manière que les autres équations algébriques :

- deux nombres complexes sont égaux, si leur parties réelles sont égales et si les parties imaginaires sont égales, c'est pourquoi on tend toujours à regrouper d'une part les termes réels ensemble et d'autres part les termes imaginaires ensemble. C'est sur ce principe très simple que repose presque tout le calcul des circuits d'adaptation.

la table des puissances de j : $j = \sqrt{-1}$ $j^2 = -1$ $j^3 = -j$ $j^4 = 1$

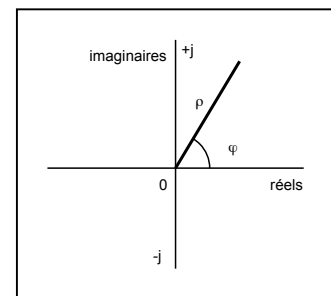
- un produit tout à fait remarquable est $(a + jb) \times (a - jb)$ ce qui donne $a^2 + jba - jba - j^2b^2$ soit $a^2 + b^2$ et oh miracle il n'y a plus de terme imaginaire ! on dit que $(a - jb)$ est le **conjugué** de $(a + jb)$

- on ne peut pas diviser directement une valeur par $a + jb$ et lorsqu'il apparaît un terme $a + jb$ au dénominateur d'une expression, on multiplie le numérateur et le dénominateur par $a - jb$

Notez que les mathématiciens utilisent la lettre i pour représenter l'opérateur imaginaire, c'est plus logique, mais cela embrouille l'esprit des électriciens et des électroniciens pour qui la lettre i ou I est synonyme de "courant", c'est pourquoi nous utiliserons la lettre j .

Ceci termine provisoirement l'explication d'un premier outil mathématique c'est-à-dire la **notation complexe**. Mais ce problème peut encore se traiter d'autres manières.

Etant donné que nous avons parlé d'une grandeur physique qui est le courant et de l'angle qu'elle formait avec la tension, il paraît naturel d'utiliser la notion de vecteur et de concevoir une impédance comme une **expression vectorielle** avec un **module** ρ qui représente le rapport entre la tension et le courant, et un **argument** φ qui n'est autre que le déphasage de la tension par rapport au courant.



Remarque: Toutes les grandeurs physiques ne peuvent pas avoir une représentation vectorielle, par exemple la longueur ou la température ne sont pas des vecteurs.

Un troisième outil mathématique, est la **notation polaire**, on définit une grandeur par son rayon vecteur r et par son angle polaire θ . La notation polaire connaît deux variantes :

- la forme d' Euler $Z = \rho e^{j\varphi}$ avec $\rho = \sqrt{R^2 + X^2}$ et $\text{tg } \varphi = X/R$
- la forme de Steinmetz $z = r \angle \theta$

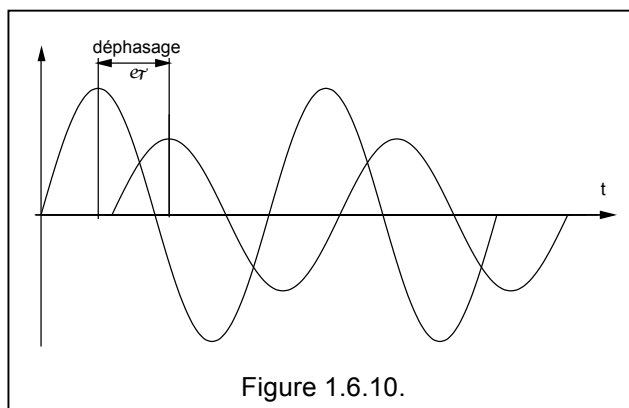
Nous aurons l'occasion de revenir sur ces questions au Chapitre 3.

1.6.6. 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**.



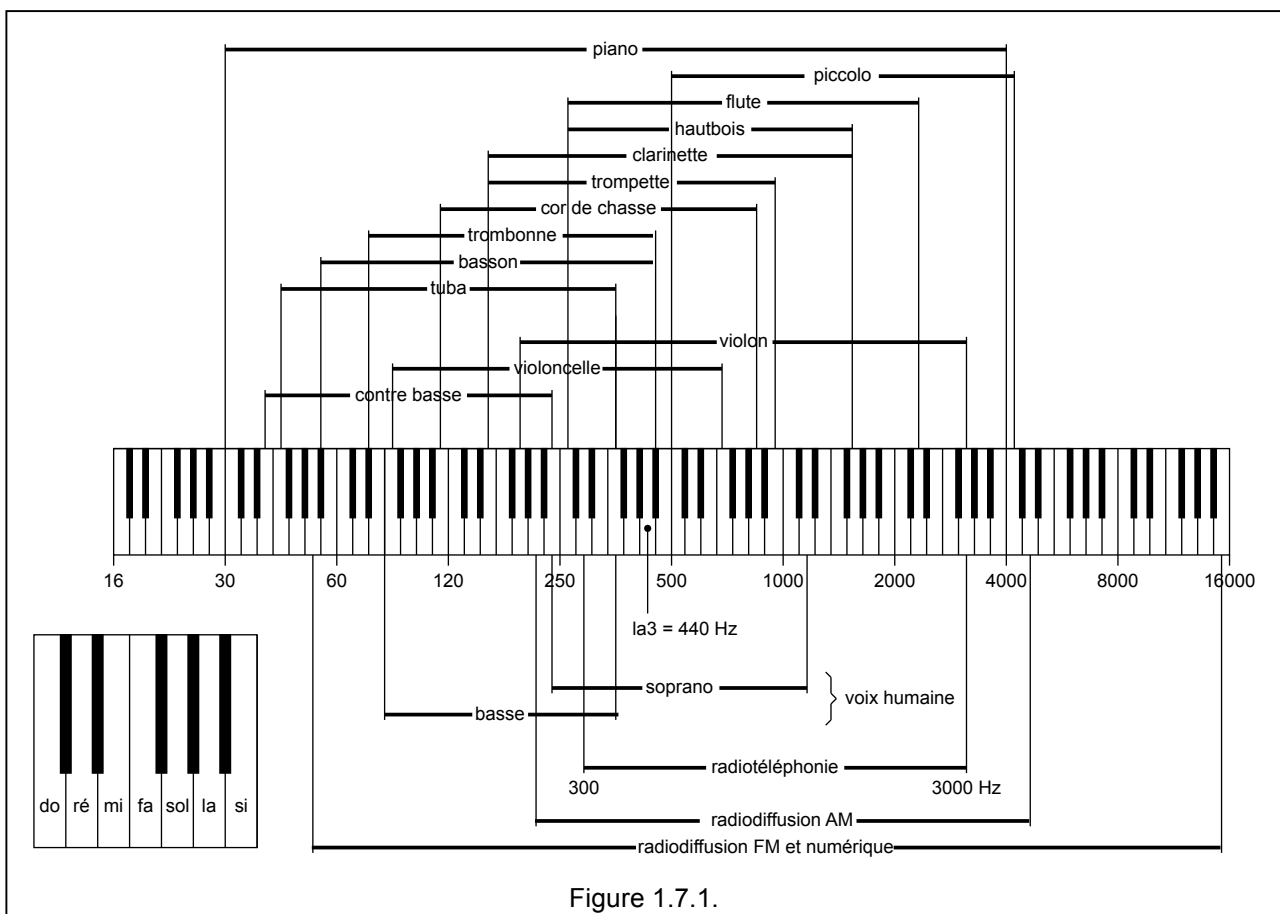
1.7. Signaux non sinusoïdaux

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.



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 voie humaine s'étale de 300 Hz à 3000 Hz. En étudiant ce spectre, on constate que
 - les fréquences basses (< 500 Hz) contribuent à la **puissance** tandis que
 - les fréquences élevées (> 1000 Hz) contribuent à l'**intelligibilité**.
- 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.

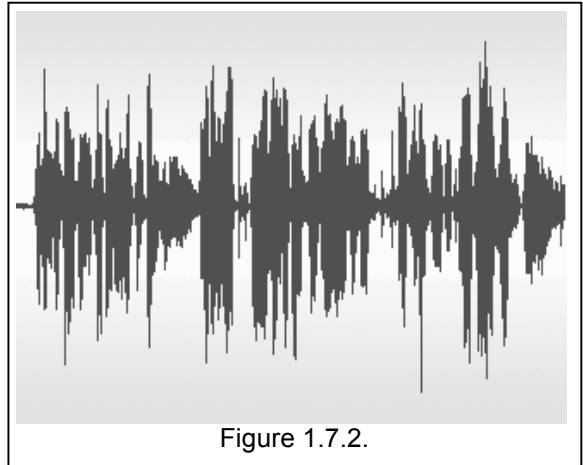


Figure 1.7.2.

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.

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

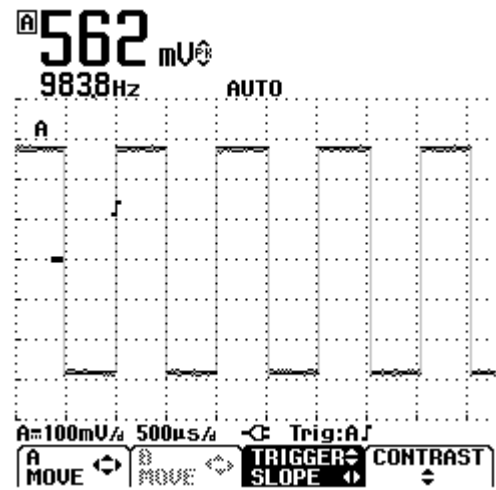


Figure 1.7.3.

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

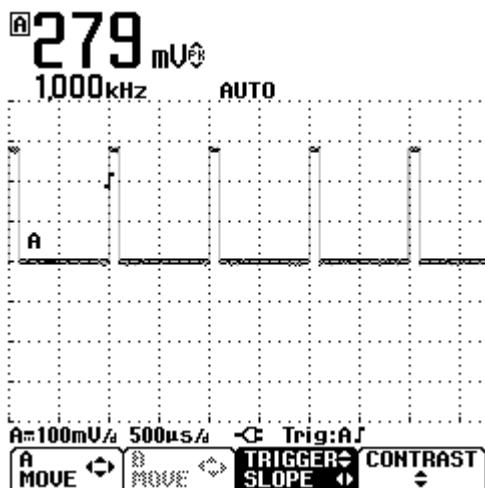


Figure 1.7.4.

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

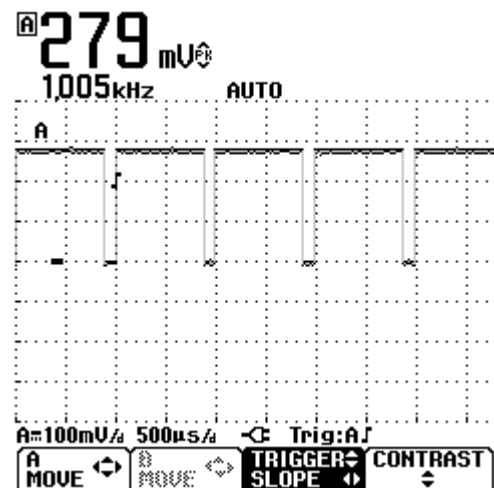


Figure 1.7.5.

1.7.3. Les signaux de forme impulsionnelle

Lorsqu'il s'agit d'impulsions, on définit la largeur de l'impulsion comme la durée à 50% de la hauteur. Soit une impulsion observée à l'oscilloscope et représentée ci-contre la durée à mi hauteur est de 5 divisions soit $5 \times 10 \mu s = 50 \mu s$.

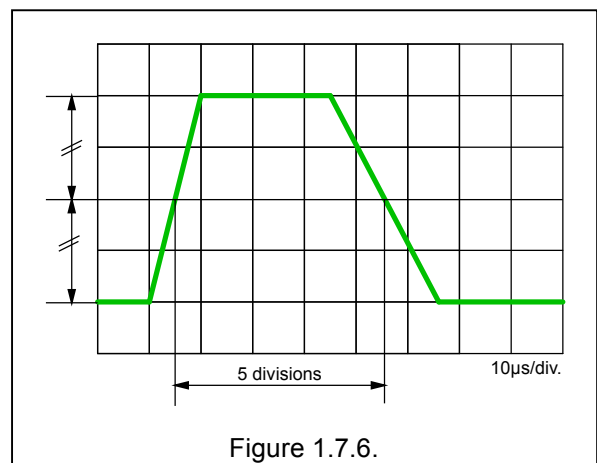


Figure 1.7.6.

1.7.3. Le bruit thermique

Le bruit thermique⁶⁰ 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 °K⁶¹
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 $5 \text{ k}\Omega$ à 300°K et pour une BP de 5 MHz

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

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 $\approx 5 \text{ MHz}$.

Nous reviendrons sur le bruit lorsque nous parlerons des récepteurs.

⁶⁰ 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.

⁶¹ $0^\circ\text{C} = 273,15 \text{ }^\circ\text{K}$

1.8. Signaux modulés

1.8.1. Généralités sur les modulations analogiques

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 c.-à-d en faisant varier V de la même façon que varie le signal de modulation
- la **modulation de fréquence** en agissant sur le paramètre f avec $f = \omega / 2\pi$, c.-à-d en faisant varier f de la même façon que varie le signal de modulation
- la **modulation de phase** en agissant sur le paramètre φ , c.-à-d en faisant varier φ de la même façon que varie le signal de modulation

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 :

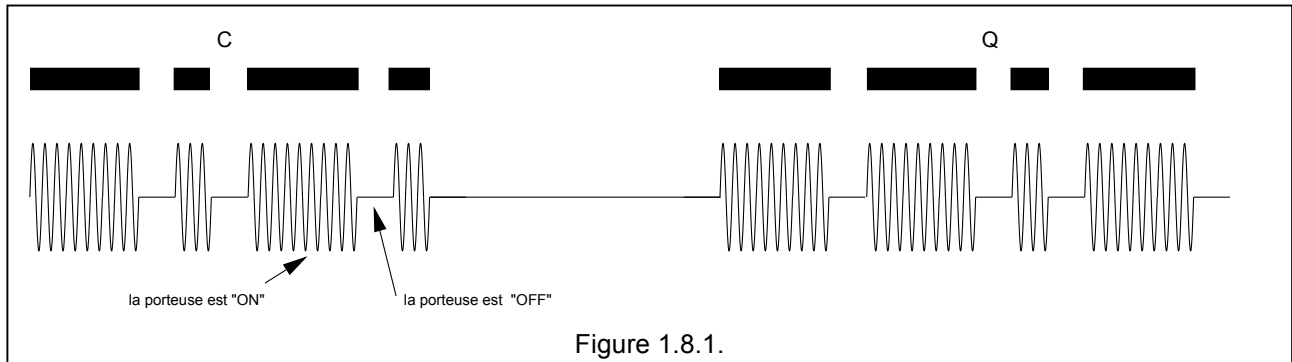
- le signal basse fréquence représentant l'information sera noté $a = A \sin \Omega t$, sa fréquence sera notée F (donc des **MAJUSCULES** pour la **BASSE FREQUENCE**)
- la porteuse sera représentée par $b = B \sin \omega t$, sa fréquence sera **notée f**.

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 ...

1.8.1. La modulation par tout ou rien

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

Nous avons représenté ci-dessous les lettres C et Q transmises en Morse. Ces deux lettres mises ensemble (CQ) sont synonymes de "appel à tous".



Le Morse n'est plus utilisé par les services militaires et maritimes, mais il est encore fort utilisé par les radioamateurs particulièrement en HF. L'épreuve de Morse n'est plus obligatoire pour l'obtention d'une licence de radioamateur.

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 ci-contre)

L'amplitude deviendra donc :

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

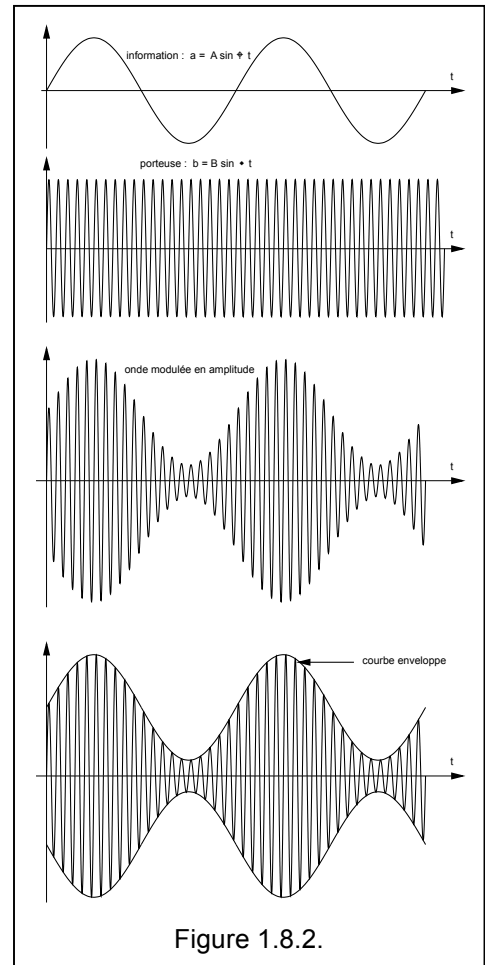


Figure 1.8.2.

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

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

Pour analyser le spectre d'un signal modulé en amplitude, il suffit de reprendre la relation [5] ci-dessus et de s'attarder aux parties en sinus et en cosinus ... L'onde modulée comporte 3 composantes:

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

↓

f

fondamentale

↓

(f-F)

onde latérale inférieure

↓

(f+F)

onde latérale supérieure

- celle en $\sin \omega t$ à la fréquence **porteuse** f
- celle en $\cos (\omega - \Omega)t$ appelée **onde latérale inférieure** et dont la fréquence est (f-F)
- celle en $\cos (\omega + \Omega)t$ appelée **onde latérale supérieure** et dont la fréquence est (f+F)

Pour respecter intégralement les propriétés de l'onde modulée, il faudra donc transmettre les 3 composantes, en d'autres termes, la bande passante requise pour la transmission d'un signal de fréquence F sera de 2F.

Lorsqu'on désire transmettre une bande de fréquence audio allant par exemple de 300 Hz à 3000 Hz, on verra ces raies latérales s'étendre sous formes de deux bandes latérales et un spectre qui sera égal à 2 Fmax.

en AM : bande passante HF = 2 x bande passante BF

Application: Supposons, par exemple, un émetteur fonctionnant sur 14200 kHz, si nous voulons émettre des informations BF dont la bande passante s'étale de 300 à 3000 Hz, la bande passante en HF sera de 14200 kHz - 3 kHz = 14197 kHz à 14000 kHz + 3 kHz = 14003 kHz. La bande passante en HF est donc de 6 kHz.

Note: En radiotéléphonie on se contente d'une bande passante audio de 3 kHz, tandis qu'en radiodiffusion on utilise une bande passante audio de 4,5 kHz. Par conséquent en HF, et en radiotéléphonie, la bande passante est de 6 kHz, tandis qu'en radiodiffusion elle est de 9 kHz

L'inconvénient de la modulation d'amplitude est donc sa grande largeur spectrale.

La **représentation spectrale** donne une image de la répartition de l'énergie en fonction de la fréquence, elle peut être matérialisée sur l'écran d'un analyseur de spectre ("spectrum analyzer").

Pour un signal AM, l'image obtenue sur l'analyseur de spectre donne 3 courbes en formes de cloche, ces courbes sont les images des filtres utilisés dans l'analyseur. Ces filtres peuvent être sélectionnés à l'aide d'un bouton appelé "BW resolution". Nous serons d'autant plus prêt de la réalité que la résolution est fine mais le temps de balayage (c.-à-d. le temps d'analyse) sera alors aussi plus grand. Il y a donc toujours un compromis entre la largeur de bande analysée, le temps de balayage et la finesse de l'analyse. Le bruit dans le fond de l'image est dû à la "dynamique" de l'analyseur de spectre.

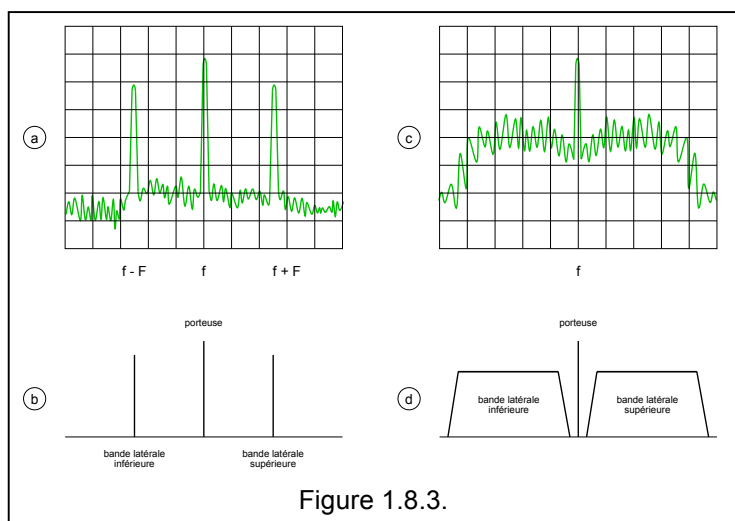


Figure 1.8.3.

Malgré que l'image obtenue sur l'analyseur de spectre donne 3 courbes en forme de "cloche" (figure a). Pour les besoins pratiques de la représentation on se contente souvent de dessiner 3 traits (figure b), car 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 a et b 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 c). 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 d.

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.

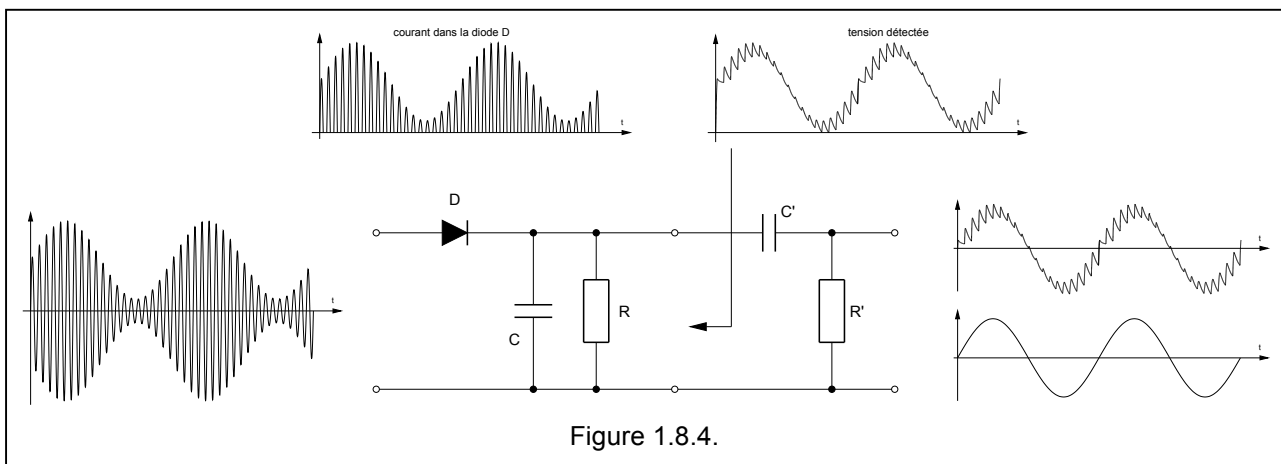


Figure 1.8.4.

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:

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

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:

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

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 :

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

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

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

Donc $P_{bl} / P_{tot} = 1/3$, 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	$P_{sup} = n (mB/2)^2$	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

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 : $P_t = n B^2 (1 + m^2/2)^2 = n B^2 (1 + 0,7^2/2)^2 = n B^2 1,245 = 100 \text{ W}$
 $P_p = n B^2 = 100 / 1,245 = 80,321 \text{ Watts.}$

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 a on peut déduire la profondeur de modulation

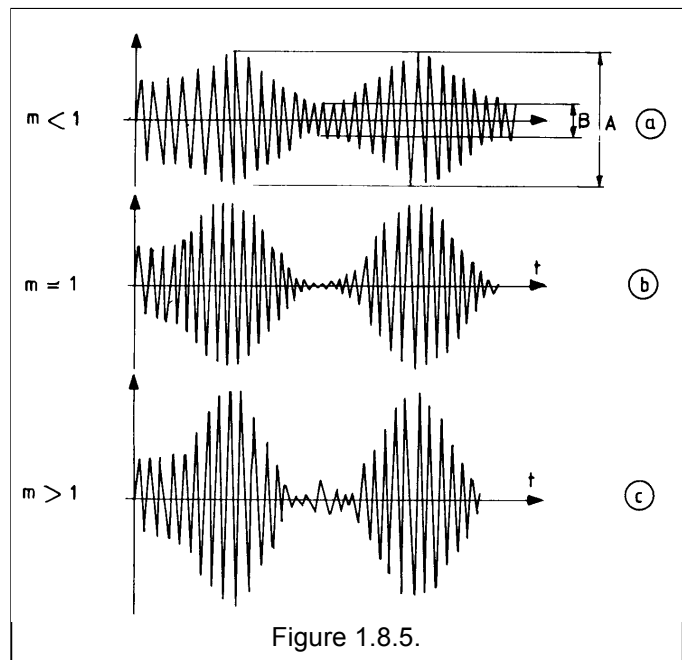


Figure 1.8.5.

$$m = (A-B) / (A+B)$$

[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

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

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

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

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 + 3 dBm 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%

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 :

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

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 :

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

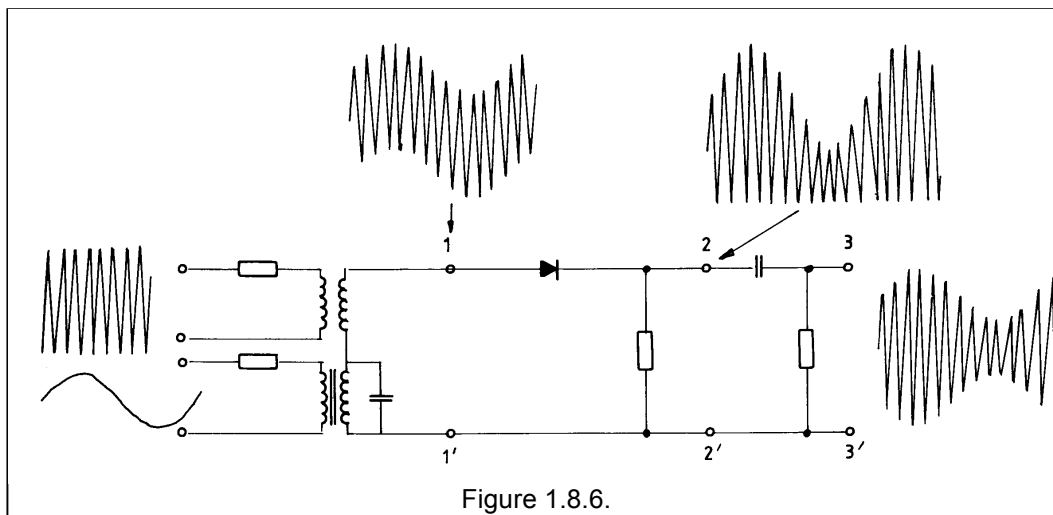
en développant et en regroupant il vient :

$i = \frac{b (A^2 + B^2)}{2}$	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 ...



La façon la plus élémentaire de moduler en amplitude est représentée à la figure ci-dessus: 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 encore l'AM car, dans le cas de perturbations, cette modulation permet de discerner plus facilement le signal utile du signal brouilleur.

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" : voir §1.8.3.
- la modulation à bande latérale résiduelle, encore appelé "vestigial sideband" ou "VSB": elle est utilisée en télévision (voir § 1.8.4.).

1.8.3. La modulation à bande latérale unique⁶²

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 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.

⁶² Voici donc un paragraphe qui vient s'intercaler entre la modulation AM et la modulation FM !

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...

1.8.3.2 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 supérieure à 40 dB on parle de porteuse supprimée. Dans le cas de la téléphonie on parle alors de J3E.

1.8.3.3. 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.

1.8.4. La modulation à bande latérale résiduelle

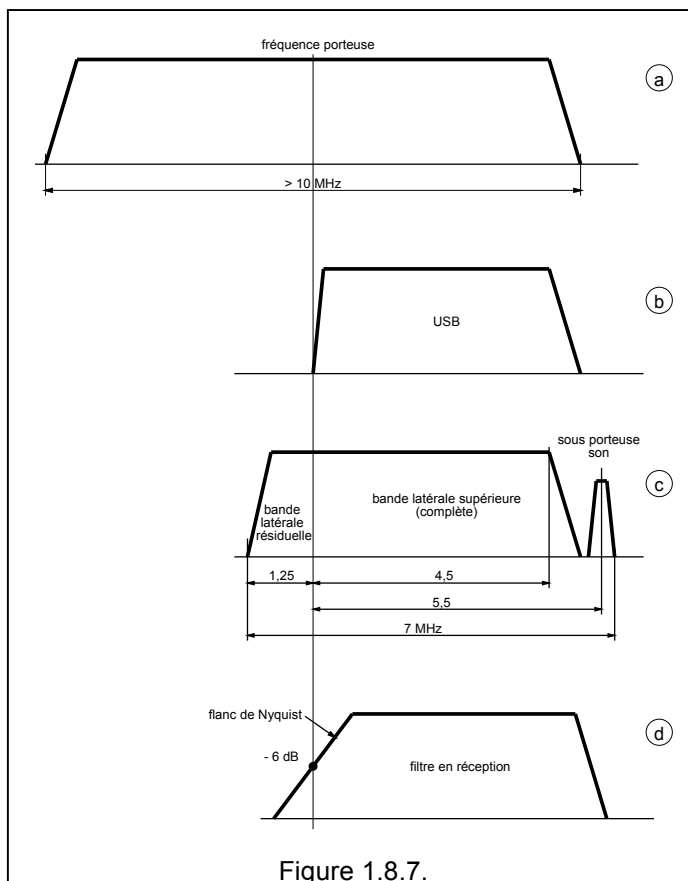
Si nous reprenons tel quel la modulation d'amplitude en télévision, nous conduirait à utiliser des bandes passantes RF de l'ordre de 2×5 MHz au minimum soit plus de 10 MHz (fig. a). A cette bande passante il faut encore ajouter la sous porteuse son. Or, à l'époque où la télévision s'est développée (au environ des années 1950), seule la bande VHF (170 à 230 MHz) pouvait techniquement être exploitée, les composants UHF étaient rares⁶³ et réservés à des fins militaires.

La modulation d'amplitude à bande latérale unique nous conduirait à utiliser des filtres dont la bande passante irait de 25 Hz à 5 MHz (fig. b), et un tel filtre introduirait un retard de groupe important et des déformations non acceptables.

On transmet donc (voir fig. c):

- une bande latérale complète d'une largeur minimum de 4 à 5 MHz,
- la porteuse,
- et un morceau de l'autre bande latérale. Ce morceau s'appelle la **bande latérale résiduelle** ou **vestigial side band (VSB)**, et elle a une largeur maximale de 1,25 MHz.

Si au niveau du récepteur on faisait une simple détection (comme en AM), les composantes à fréquence basse seraient à un niveau double de ce qu'il devrait être. C'est pourquoi on donne à l'ampli FI une réponse connue sous le nom de flanc de Nyquist, dont un point particulier est situé sur la porteuse et représente une atténuation de 2 x (soit 6 dB). (fig. d)



La modulation à bande latérale résiduelle est principalement utilisée dans la transmission d'un signal vidéo.

⁶³ A cette époque il s'agissait essentiellement de tubes électroniques classiques (triodes, ...), de tubes spéciaux (klystrons, klystrons reflex, ...) et on ne parlait pas encore de transistors UHF et encore moins de transistors pour micro-ondes

1.8.5. Les modulations angulaires

1.8.5.1. 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.

1.8.5.2. 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, dans ce cas la variation de la capacité du microphone entraînera une variation de fréquence du circuit oscillant. On peut aussi imaginer un circuit oscillant avec une varicap, et en faisant varier cette varicap on pourrait modifier la fréquence du circuit oscillant dans laquelle elle est montée. 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**⁶⁴ 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**⁶⁵ 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

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

⁶⁴ En anglais "deviation", en néerlandais "zwaai" et en allemand "Hub"

⁶⁵ En anglais "modulation index", en allemand "Modulationsindex"

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 indiquée dans la figure du bas. On peut reprendre le même raisonnement avec de la modulation de phase.

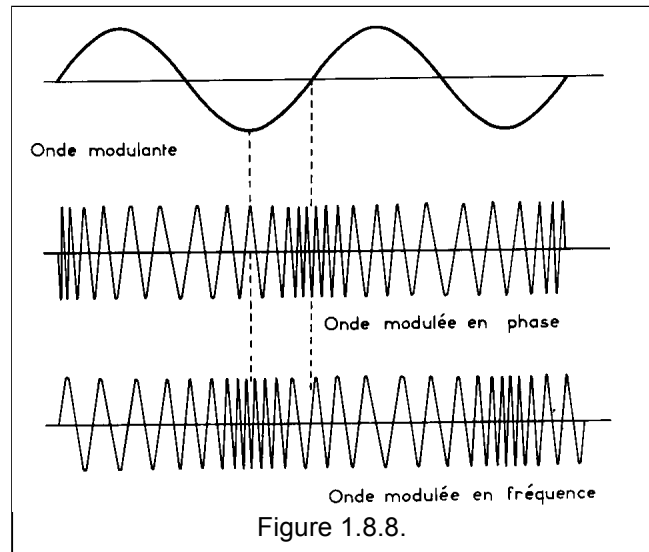
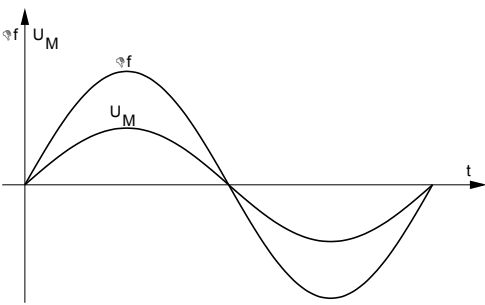
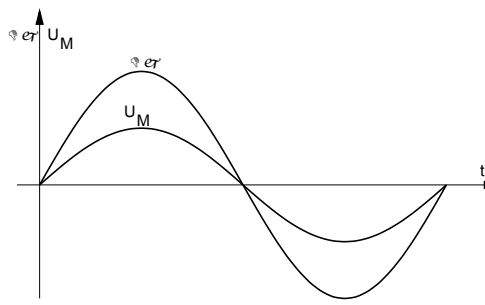
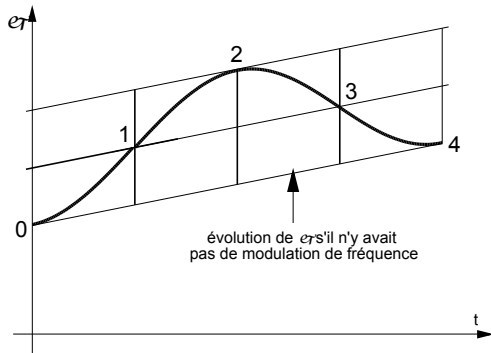


Figure 1.8.8.

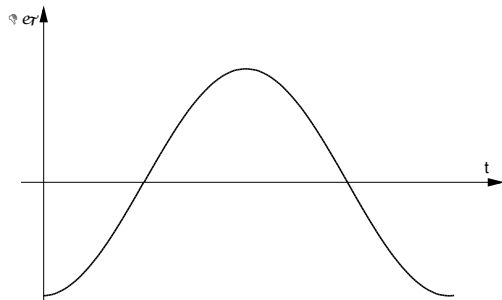
On peut aussi analyser la situation de la façon suivante :

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 $\Delta\varphi$ 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 $\Delta\varphi$ est</p> <ul style="list-style-type: none"> • proportionnelle à U_M • indépendant de F • en phase avec U_M

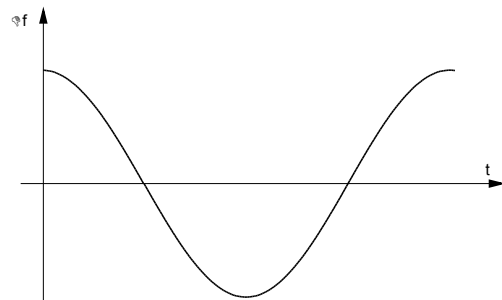
Dessignons maintenant la phase. Sans modulation, la phase évolue de façon linéaire. Au point 1, au début la phase est égale à celle qu'elle aurait sans modulation. Puis, comme la fréquence augmente, la phase doit forcément évoluer plus vite, c'est ce qui se passe entre 0, 1 et 2. Arrivé au point 2 la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

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

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 $\sin (m \sin \omega t)$ 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

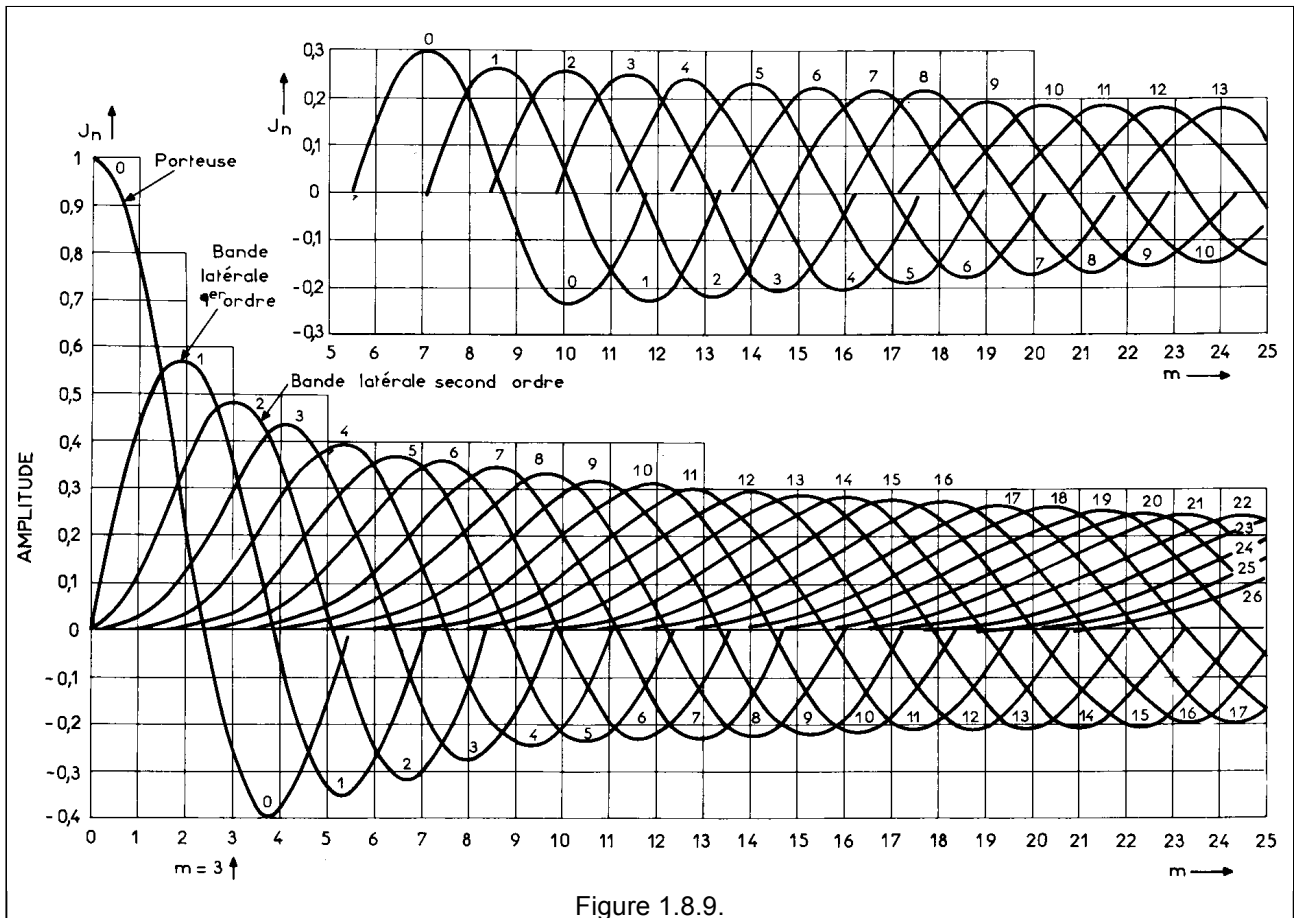
$$v = A \{ \begin{aligned} &+ J_0(m) \cos \omega t \\ &- J_1(m) [\cos (\omega - \Omega) t - \cos (\omega + \Omega) t] \\ &+ J_2(m) [\cos (\omega - 2 \Omega) t - \cos (\omega + 2 \Omega) t] \\ &- J_3(m) [\cos (\omega - 3 \Omega) t - \cos (\omega + 3 \Omega) t] \\ &+ J_4(m) [\cos (\omega - 4 \Omega) t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

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

$$J_n(m) = \left(\frac{m}{n}\right)^n \left(-\frac{1}{n!} + \frac{(m/2)^2}{1!(n+1)!} - \frac{(m/2)^4}{2!(n+2)!} + \frac{(m/2)^6}{3!(n+3)!} - \dots\right) \quad [8]$$

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.

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	$B = 2 F (1 + m)$	⁶⁶ [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 Δf 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 décimétrique.

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

$$\frac{(S/B)_{FM}}{(S/B)_{AM}} = \sqrt{3} \frac{\Delta f}{F}$$

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 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 (87,5 à 108 MHz) ou pour le son TV (norme 625 lignes) : on utilise une cellule RC dont la constante de temps est de 75 μs (50 μs aux USA).

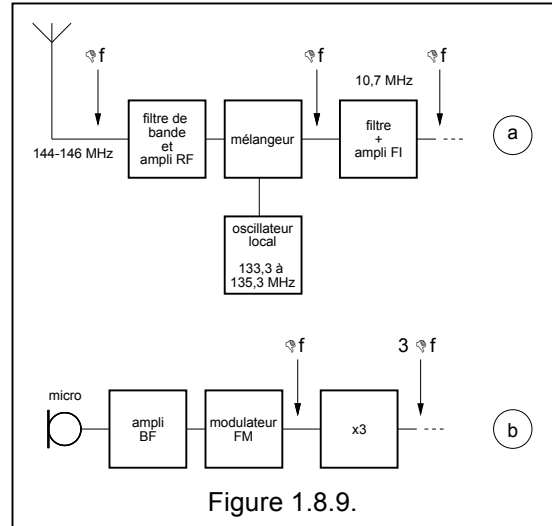
⁶⁶ Cette formule doit être connue pour l'examen IBPT.

- pour la NBFM (radiotéléphonie, FM sur 145 ou 435 MHz, ...)
- pour la vidéo on utilise une cellule plus complexe

1.8.5.6. Changement de fréquence et multiplication de fréquence

Nous verrons par la suite que les récepteurs sont basés sur le principe du changement de fréquence. Après un étage d'entrée dont le but est d'amplifier le signal et de sélectionner la fréquence d'entrée dans une plage plus ou moins large, on procède au changement de fréquence grâce à un mélangeur et un oscillateur local. Le reste de la chaîne d'amplification et de sélection est à une fréquence constante appelée moyenne fréquence ou fréquence intermédiaire. Dans le processus du changement de fréquence, et si on est en présence d'un signal à modulation de fréquence, il n'y a pas de modification de l'excursion, le Δf reste constant !

Par contre certains émetteurs utilisent des multiplicateurs de fréquence. Dans ce cas l'excursion de fréquence sera également multipliée. Ainsi, si on a un signal modulé en fréquence avec une excursion Δf à l'entrée d'un tripleur de fréquence on aura $3 \Delta f$ à la sortie.



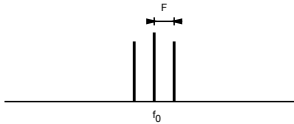
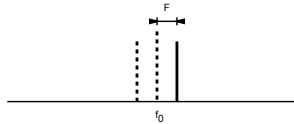
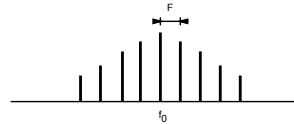
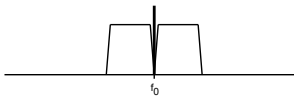
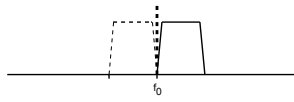
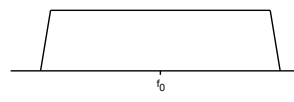
1.8.6. Résumé sur les modulations analogiques

1.8.6.1. Les dénominations des modulations analogiques

En plus des appellations ordinaires, l'UIT a établi des classes d'émission avec une codification particulière. Le tableau ci-dessous donne la correspondance et des exemples pratiques :

APPELLATION ORDINAIRE	CLASSE D'EMISSION	EXEMPLE PRATIQUE
CW	A1A	tel qu'on le pratique dans le bas de chacune des bandes décamétriques (par exemple entre 14,000 et 14,080 MHz) ou dans les bas des bandes VHF-UHF (par exemple entre 144,000 et 144,150 MHz) ou pour certaines balises
	F2A, G2A	pour l'identification d'un relais par exemple
AM	A3E	
SSB	J3E	
FM	F3E, G3E	
RTTY	F1B	en appliquant le signal RTTY à l'entrée micro d'un émetteur SSB ou en utilisant l'entrée "FSK" (= "FSK")
	F2B	en appliquant le signal RTTY à l'entrée micro d'un émetteur FM (= "AFSK")
SSTV	F1C	en appliquant le signal SSTV à l'entrée micro d'un émetteur SSB
	F2C	en appliquant le signal SSTV à l'entrée micro d'un émetteur FM
ATV	C3F	ATV avec modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle (comme sur 70 cm)
	F3F	ATV avec modulation de fréquence (comme en 23 cm)
PACKET	F1D	en appliquant le signal 300 Bd à l'entrée micro d'un émetteur SSB
	F2D	en appliquant le signal 1200 Bd (1200/2200Hz) à l'entrée micro d'un émetteur FM
	F1D	en appliquant le signal bande de base ou duo binaire (9600 ou 4800 Bd) sur la varicap d'un émetteur FM (= "Direct Frequency Shift Keying")
balises	F1A	déplacement de la fréquence de la porteuse par un signal télégraphique destiné à la réception auditive
spread spectrum	A,C,D,F,G,H,J ou R suivi de XX	

1.8.6.2. Tableau résumé AM, SSB, FM

	AM	SSB	FM
code	A3E	J3E	F3E
forme mathématique	$v = B (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t$		$v = A \cos (\omega t + M \sin \Omega t)$
spectre pour un signal sinusoïdal de fréq. F			
spectre pour un signal vocal (par exple 300 à 3000 Hz)			
caractéristiques	<p>profondeur de modulation = amplitude du signal BF / amplitude du signal RF</p> <p>varie de 0% = pas de modulation à 100% = modulation maximale juste avant distorsion</p>	<p>la porteuse n'est pas transmise</p> <p>une seule des bandes latérales est transmise</p> <p>deux possibilités : LSB ou USB</p>	<p>indice de modulation: $m = \Delta f / F$</p> <p>cas de la FM :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Δf est proportionnelle à U_M • Δf est indépendante de F • Δf est en phase avec U <p>mais ce Δf entraîne un $\Delta \varphi$</p> <ul style="list-style-type: none"> • $\Delta \varphi$ est proportionnelle à U_M • $\Delta \varphi$ invers. propor. à F • $\Delta \varphi$ 90° en arrière <p>cas de la PM : comme ci-dessus mais remplacer $\Delta \varphi$ par Δf !</p> <p>modulation de fréquence et modulation de phase sont indissociables → le nom générique de modulation angulaire</p>
bande passante RF	$B = 2 \times$ bande passante BF	$B =$ bande passante BF	$B = 2 F (1 + m)$
P_{porteuse}	porteuse toujours présente	supprimée ou réduite $P_{\text{porteuse}} = 0$	
$P_{\text{ondes latérales}}$	$P_{\text{LSB}} + \text{USB} = 0,5 P_{\text{porteuse}}$		
P_{PEP}	$P_{\text{PEP max}} = 4 P_{\text{porteuse}}$	variable en fonction de la modulation	constante
avantage	très facile à démoduler (une diode et un circuit RC)	très bon rendement	peu sensible au bruit
inconvénient	mauvais rapport S/B mauvais rendement (puissance constante dans la porteuse)	nécessite de restituer la porteuse (Beat Frequency Oscillator) (voir chapitre 5)	nécessite un discriminateur de fréquence pour être démodulé (voir chapitre 5)

1.8.7. Généralités sur les modulations numériques^{67 68}

Nous allons maintenant étudier les modes de modulations numériques ou comment moduler une porteuse avec un signal numérique, c-à-d une suite de 0 et de 1. Tout comme on pouvait moduler une porteuse $v = V \sin(\omega t + \varphi)$ en faisant varier son amplitude, sa fréquence ou sa phase et ce en fonctions des variations du signal modulant, ici on va aussi agir sur un des paramètres de la porteuse et le moduler par 1 ou 0. On aura

- une **modulation en amplitude** encore appelée Amplitude Shift Keying (ASK) ou Modulation par Déplacement d'Amplitude en agissant sur le paramètre **V**
- la **modulation de fréquence** encore appelée Frequency Shift Keying (FSK) ou Modulation par Déplacement de Fréquence en agissant sur le paramètre **f**
- la **modulation de phase** encore appelée Amplitude Shift Keying (PSK) ou Modulation par Déplacement de Phase en agissant sur le paramètre **φ**

Mais par la suite d'autres formes de modulations numériques ont été mises au point, notamment les modulations d'amplitude en quadratures (QAM).

1.8.8. Amplitude Shift Keying (ASK) ou Modulation par Déplacement d' Amplitude

C'est exactement la même chose qu'au paragraphe 1.8.1.

Nous avons introduit cette modulation par tout ou rien juste au début de la modulation d'amplitude, parce que historiquement c'est aussi la forme de modulation la plus ancienne et qu'elle a précédé la modulation d'amplitude.

⁶⁷ Une remarque linguistique en français on parle de numérique pour désigner ce que les anglo-saxons appellent "digital". En français, digital se rapporte au doigt, on parle d'empreintes digitales. **Tout ce qui se conçoit en 1 et 0 c'est du numérique !**

⁶⁸ Ceci constitue une nouvelle matière dans le programme HAREC et a été introduit lors de la réunion de Vilnius en 2004.

1.8.9. 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 ⁶⁹ 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
 $(2 / T_b) + (2 \Delta f)$

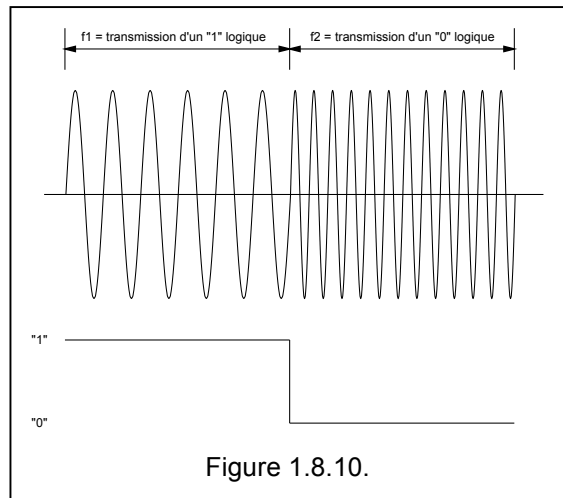


Figure 1.8.10.

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** (voir plus loin).

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**.

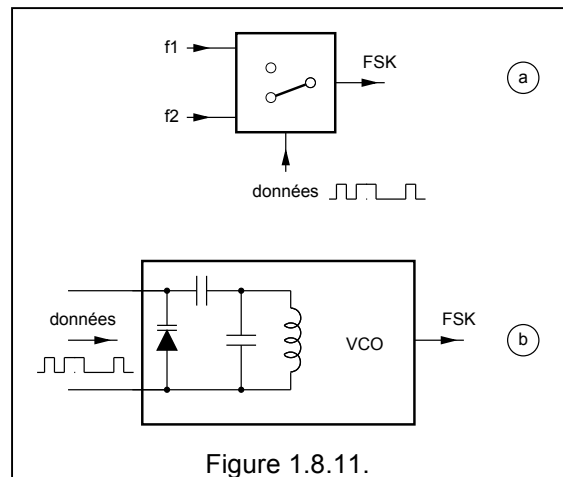


Figure 1.8.11.

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**.

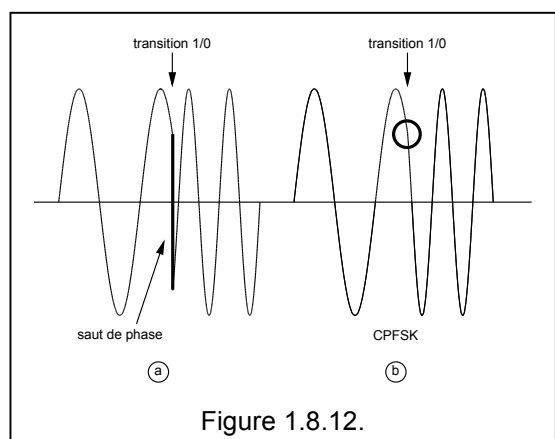
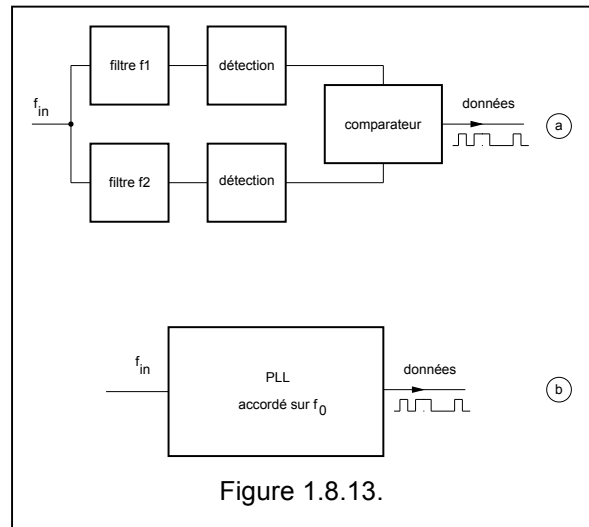


Figure 1.8.12.

⁶⁹ $f_0 = (f_1 + f_2) / 2$ et c'est une fréquence qui n'existe pas, à un instant donné seul f_1 ou f_2 existe.

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.



1.8.9.1. Application radioamateur : la RTTY

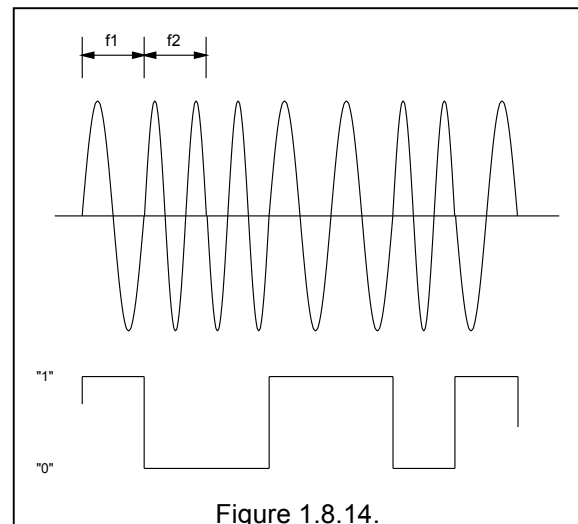
L'application typique, dans le domaine radioamateur de la modulation par déplacement de fréquence (FSK) est la RTTY: voir annexe

1.8.10. Minimum Shift Keying (MSK)

La modulation MSK est une forme particulière de la FSK et il permet d'éviter la discontinuité de phase qui la source d'élargissement inutile du spectre.

En effet si nous prenons une fréquence f_1 pour transmettre un état, et une fréquence $f_2 = 1,5 f_1$ pour transmettre l'autre état, alors le signal arrivera exactement en phase.

Il est évident que l'on peut obtenir une modulation MSK avec d'autres facteurs que 1,5, on pourrait par exemple obtenir le même résultat avec une fréquence f_1 et une fréquence $f_2 = 2 f_1$.



Toutefois, il est possible de faire encore mieux avec la modulation Gaussian Minimum Shift Keying ou **GMSK**. Dans la figure ci-dessus, nous avons donné une impulsion sinusoïdale pour chaque bit, dans la GMSK, on donne une impulsion sous forme de courbe de Gauss.

1.8.11. 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 une **modulation de phase binaire** ou Binary Phase Shift Keying ou **BPSK**, mais comme il y a 2 états, on le désigne aussi par **2PSK**.

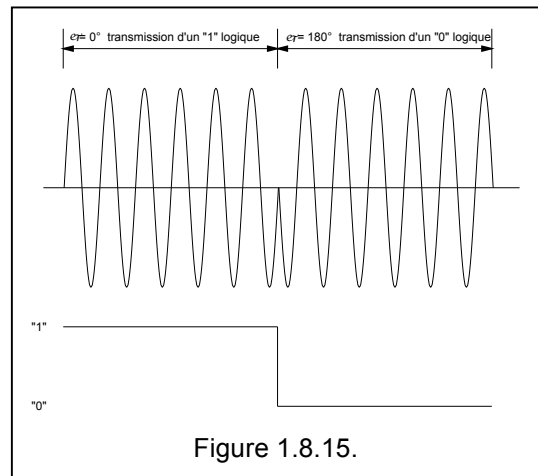


Figure 1.8.15.

On peut obtenir une telle modulation à l'aide d'un modulateur en anneau⁷⁰, 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.

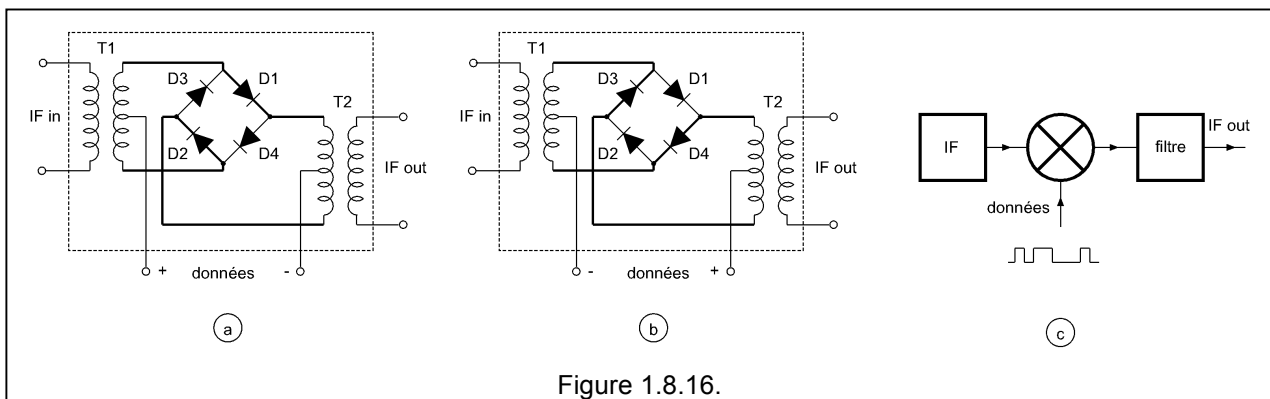


Figure 1.8.16.

Il apparaît immédiatement un problème majeur avec ce type de modulation c'est la bande passante occupée en RF. C'est pourquoi il faut encore ajouter un filtre RF afin de limiter le spectre.

Mais on peut aussi 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 4 états, on le désigne aussi par 4PSK.

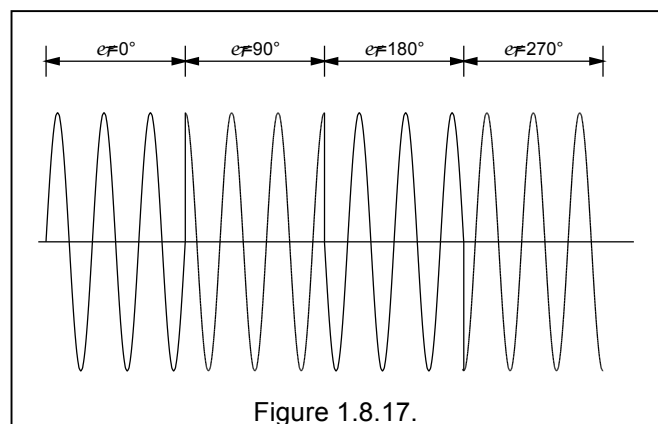


Figure 1.8.17.

⁷⁰ 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 ...

La représentation ci-dessus était une représentation dans le temps. Elle n'est pas très commode, et de plus elle deviendra très difficile lorsqu'on va utiliser un plus grand nombre de phases.

On pourrait donc en premier lieu faire une représentation vectorielle comme à la figure ci-contre. Lorsqu'on transmet les bits 00, la phase est de 0° par exemple, pour 10 la phase est de 90° , pour 11 elle est de 180° et finalement pour 01 elle est de 270° .

On a donc les figures b à e qui sont déjà plus faciles à lire que la représentation dans le temps. Une dernière transformation consiste à noter simplement la position des extrémités des vecteurs par un point (figure f).

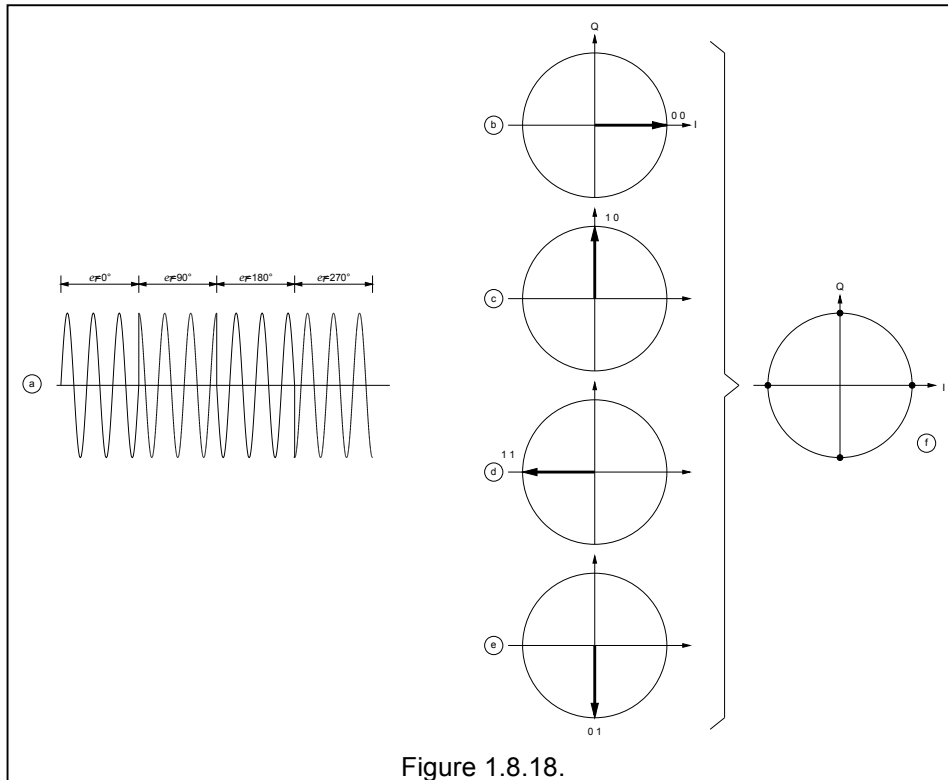


Figure 1.8.18.

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 dans un système d'axes x y. Sur l'axe I, on représente en fait la composante $A \sin \theta$ alors que sur l'axe Q on représente $A \cos \theta$, expressions dans lesquelles A est l'amplitude du signal et θ est sa phase à un instant donné.

On est parti d'une position de 0° pour le premier vecteur, on pourrait tout aussi bien partir de 45° . Les figures a et b sont donc absolument équivalentes, seule la phase de référence est différente.

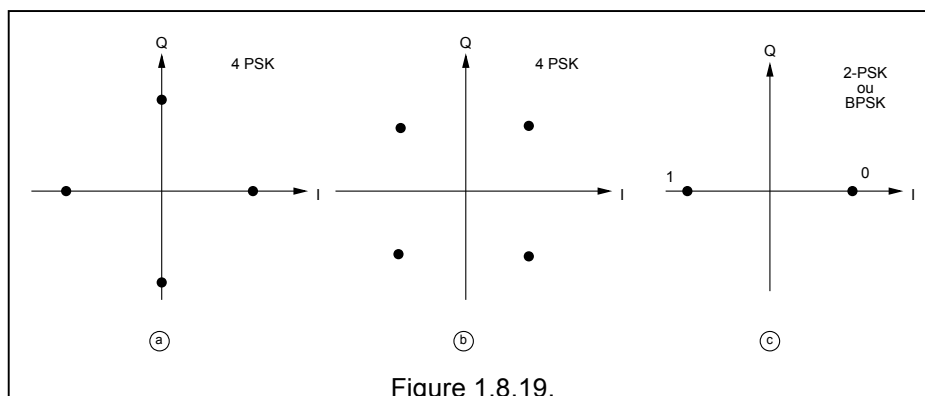


Figure 1.8.19.

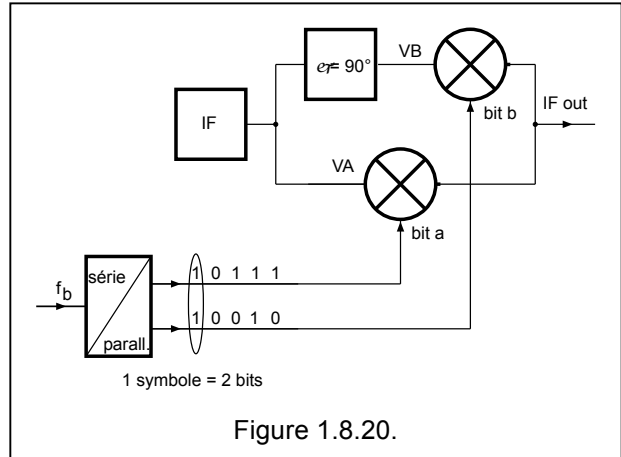
Si un signal 4PSK se représente par 4 points on peut en déduire qu'un signal 2PSK (ou BPSK) se représenterait simplement par deux points (figure c ci-dessus) !

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

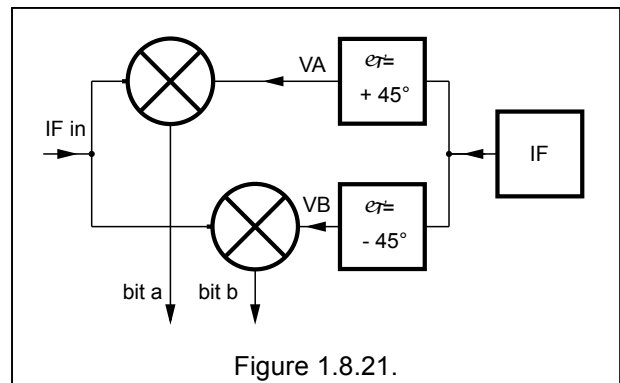
- le point est l'extrémité du vecteur
- et qu'à un instant précis il n'existe qu'un seul vecteur.

Pour réaliser un modulateur 4PSK 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.



La démodulation est presque l'inverse de la modulation. Toutefois ici on décale un signal de +45° 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 !

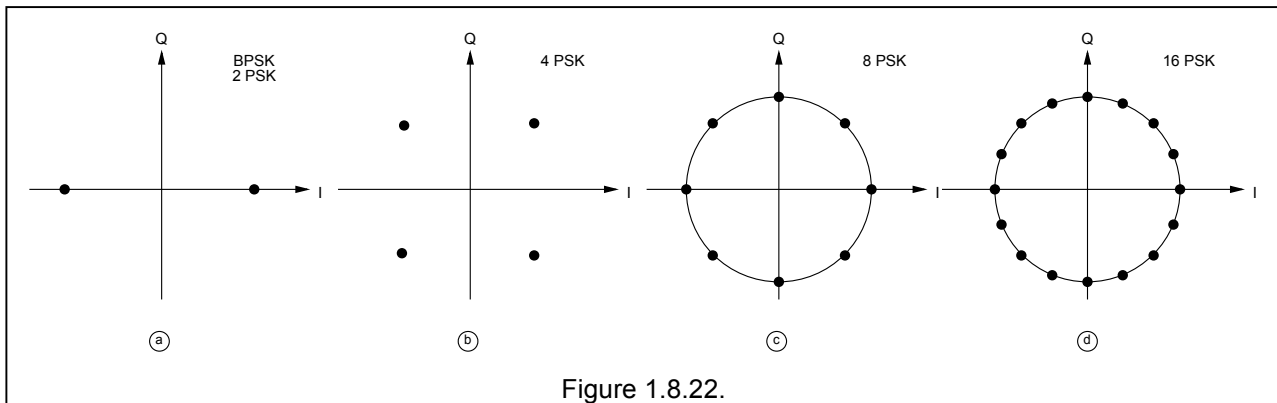
Donc ⁷¹	un bit est une unité d'information,
	un symbole est un nombre de bits transmis simultanément, et,
	le baud rate est le nombre de symboles transmis par seconde.

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 !

En QPSK (4PSK) le bit rate est donc le double du baud rate.

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°, 90°, 180°, 270°, on pourrait utiliser 45°, 135°, 225° 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 .

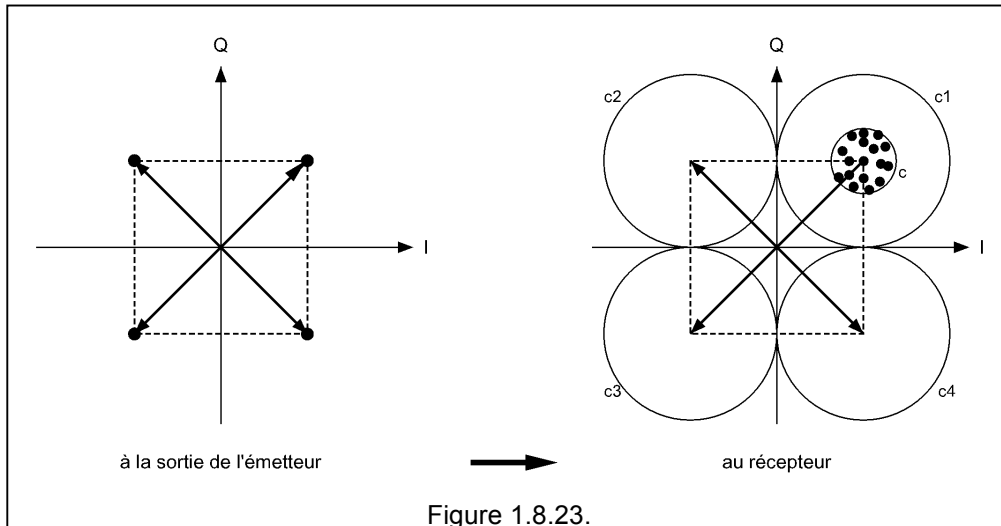
OPSK ou Offset Phase Shift Keying: Dans le dessin du signal 4PSK on trouve de très nombreuses transitions. Malheureusement le circuit électronique (amplificateur) n'aiment pas ces transitions et s'ils sont capable de les supporter ils génèrent des spectre très larges, c'est pourquoi on décale un des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

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 **tribit**, 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.

⁷¹ Très important !

La transmission de signaux numériques n'est jamais parfaite, il y aura des distorsions de phase et d'amplitude, le tout superposé au bruit va donner des constellations qui ne seront plus parfaites. Les extrémités des vecteurs ne seront plus groupées en point mais vont s'étaler dans des sortes de zones plus ou moins circulaires.



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 puis à 16PSK, etc., moins on pourra admettre d'erreur de phase. L'étape suivante est d'envisager une modulation de phase et une modulation d'amplitude, ceci étant réalisé dans la modulation QAM.

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

Cette notion de gain en bande passante et les problèmes de bruits augmentant avec le nombre de phase, 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 le cas d'une modulation 16 QAM, à chaque point de la constellation correspond un vecteur avec une amplitude et une phase. Chaque point de la constellation représente 4 bits.

Rappelons qu'à un instant donné il n'existe qu'un seul vecteur dont un des points de la constellation représente l'extrémité.

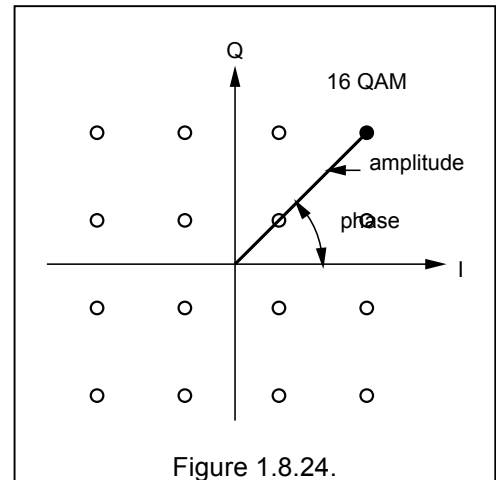


Figure 1.8.24.

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. Cette forme de modulation n'est presque pas utilisée.

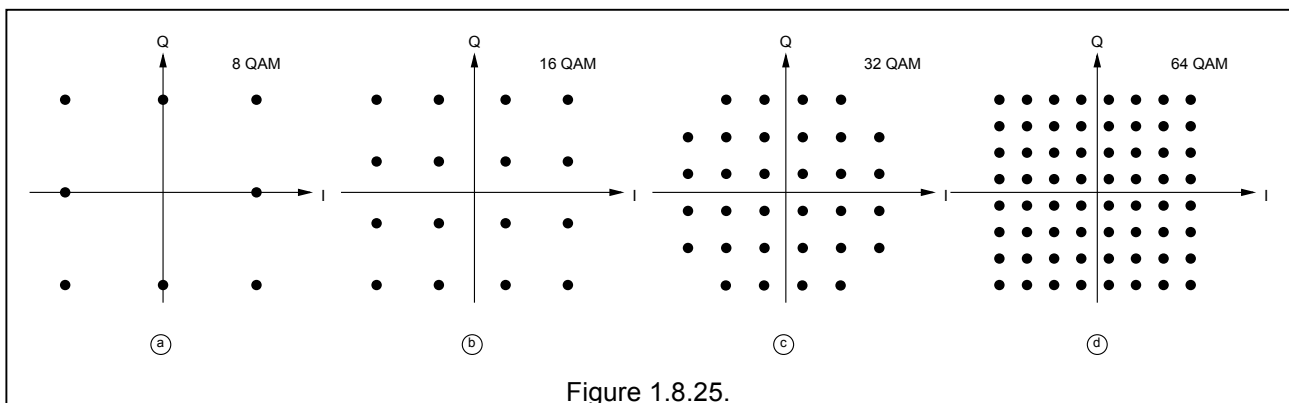


Figure 1.8.25.

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. Théoriquement, il n'y a pas de limite on pourrait ainsi passer à des ordres supérieurs de QAM, mais il y a le problème du bruit et du décodage.

Remarquons

- la progression des nombres, ce sont tous des puissances de 2 : $16 = 2^4$, $32 = 2^5$, $64 = 2^6$, $128 = 2^7$ et $256 = 2^8$.
- mais si 16, 64 et 256 sont des carrés parfaits, 32 et 128 ne le sont pas !
- en dessous de 8 QAM on pourrait avoir 4 QAM, ce qui revient à 4 PSK
- remarquons quelques "francisations" :

FSK	MDF	Modulation par Déplacement de Fréquence
PSK	MDP	Modulation par Déplacement de Phase
QAM	MAQ	Modulation d'Amplitude en Quadrature

1.8.13. Caractéristiques des transmissions numériques

1.8.13.1. Débit binaire et vitesse de transmission

Rappelons d'abord que le **bit**⁷² est l'unité de mesure informatique qui caractérise la quantité élémentaire d'information. C'est la contraction de **binary digit**. Un bit prend la valeur 1 ou 0.

Le **débit binaire** ou **vitesse de transmission** est le nombre de bits transmis par seconde. Au-delà de 1000, on utilise les multiples

- kilobit/sec ou kbit/s soit 1000 bits/sec
- mégabit/sec ou Mbit/s soit 1000000 bits/sec

1.8.13.2. TEB ou BER

On se souvient que l'on caractérisait les modulations et les transmissions analogiques par un rapport signal/bruit. Ici pour les transmissions numériques, nous allons parler de **taux d'erreur binaire** ou **TEB** (ou bit error rate ou **BER**).

Un taux d'erreur binaire de $1E-6$ ⁷³ signifie qu'il y a un bit erroné sur 1000000 (un million) de bits transmis.

Le taux d'erreur binaire est lié au rapport signal/bruit mais on préfère parler de rapport **C/N** c-à-d du rapport de la puissance de la porteuse (**Carrier**) par rapport à la puissance des signaux de bruit (**Noise**).

La figure ci-contre montre l'évolution du BER en fonction du rapport C/N pour quelques types de modulation numériques classiques.

Plus la modulation est complexe (donc passant de QPSK à 64QAM) plus le C/N doit être élevé.

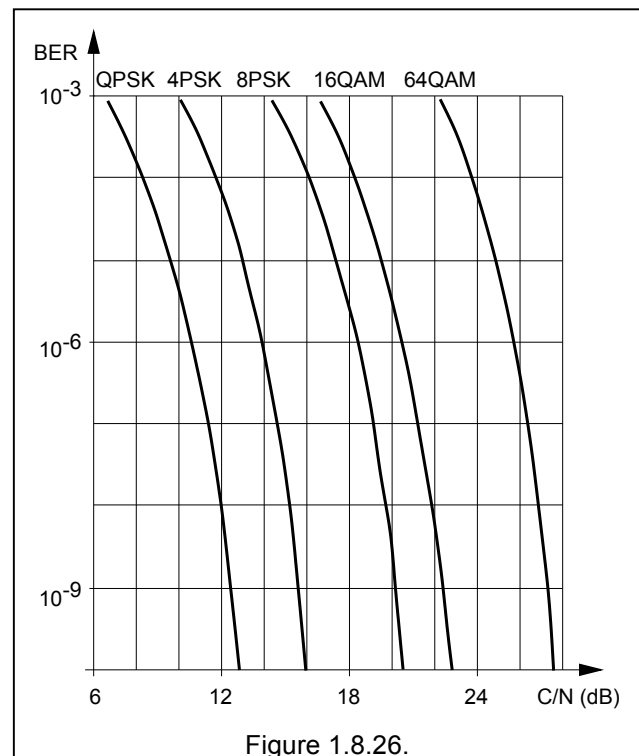


Figure 1.8.26.

On remarque aussi qu'il est impossible d'avoir une transmission sans erreur. Mais tout dépend évidemment de ce l'on transmet : s'il s'agit d'une communication téléphonique on pourra par exemple accepter un BER de $1E-4$. Par contre on ne pourra accepter aucune erreur si on transmet un programme d'ordinateur. Dans ce cas transmettre 1 bit erroné sur 10^{10} (10 milliards de bits) est encore de trop et on ne peut pas non plus obtenir des liaisons avec des C/N très élevés. Par conséquent il faudra alors mettre en place des mécanismes de détection et de recouvrement d'erreur.

1.8.13.3. Bande passante et spectre

⁷² Ne pas confondre bit et byte : un **byte** (ou un octet) = 8 bits

⁷³ Les notations $1E-6$ et 1×10^{-6} sont équivalentes.

1.8.14. Résumé sur les modulations numériques

En résumé :

	il est bon de retenir la signification de la ou des premières lettres car elles en disent long sur le type de modulation	
FSK	F requency	on commute entre deux fréquences
CPFSK	C ontinuous P hase	... de plus on ne produit pas de saut de phase
MSK	M inimum	
GMSK	G aussian M inimum	
PSK	P hase	on commute entre deux phases (0° et 180°)
BPSK	B inary	on commute entre deux phases (0° et 180°)
QPSK	Q uadrature	on commute entre 4 phases
DPSK	D ifferential	on transmet la différence entre les bits à l'instant t_1 et les bits à l'instant t_0
OPSK	O ffset	on décale le vecteur I (ou Q) d'un $\frac{1}{2}$ symbole pour éviter les sauts de phase trop brusques
8PSK	8 Phase	on commute entre 8 phases
16PSK	16 Phase	on commute entre 16 phases
8QAM	8 Quadrature A mplitude	
16QAM	16 Quadrature A mplitude	
32QAM	32 Quadrature A mplitude	
les lettres SK		pour S hift K eying ou "déplacement de" en français
la lettre M en final		pour M odulation

Il faut également retenir que pour

4QAM	on transporte	2	bits par symbole, en effet	$2^2 = 4$
8QAM		3		$2^3 = 8$
16QAM		4		$2^4 = 16$
32QAM		5		$2^5 = 32$
64QAM		6		$2^6 = 64$
128QAM		7		$2^7 = 128$
256QAM		8		$2^8 = 256$

1.8.15. Modulations d'impulsions (PCM, PWM, PAM, PPM, ...)

Nous n'allons pas entrer dans les détails, mais nous voulons néanmoins signaler quelques autres modulations numériques:

	description :
PCM	Pulse Code Modulation, ou Modulation d'Impulsions <u>et</u> Codage ou MIC
PWM	Pulse Width Modulation, ou Modulation d'Impulsions en Largeur ou MIL .Cette technique est aussi utilisée dans les amplificateurs en classe D, les alimentations à découpage, les variateurs de vitesse, ...
PAM	Pulse Amplitude modulation ou Modulation d' Impulsions en Amplitude ou MIA
PPM	Pulse Position Modulation
PDM	Pulse Density Modulation
$\Sigma\Delta$	Sigma-Delta Modulation : Quand le signal augmente on envoie un "1", quand il diminue, on envoie un "0". Il s'agit d'une modulation à 1 bit. Quand il reste constant on envoie 1 0 1 0 ...

1.8.16. Détection et correction d'erreurs

Nous avons déjà indiqué ci-dessus que le taux d'erreur binaire ou TEB ou bit error rate BER était un paramètre important qui caractérisait une transmission numérique. Si le TEB n'est pas acceptable on peut mettre en place des mécanismes pour **détecter** les erreurs et pour les **corriger**.

1.8.16.1. Le Cyclic Redundancy Check ou CRC

Le Cyclic Redundancy Check ou CRC consiste à diviser la valeur binaire représentée un certain nombre de bits transmis par un autre nombre binaire et de transmettre la reste de la division. A la réception on effectue la même opération et on vérifie si les deux restes sont égaux.

Un exemple avec des nombres décimaux : Tout numéro de compte bancaire se termine par un petit tiret et un nombre de deux chiffres. Ce nombre est le CRC ! Par raison d'ergonomie et statistiquement parce que le risque d'erreur devient très faible, on s'est limité à un nombre de 2 chiffres⁷⁴. Or le nombre premier le plus élevé de deux chiffres est 97. On divise donc le nombre 6791999892 par 97 et on prend le reste de la division soit 43 Le numéro de ce compte est donc 679-1999892-43 et ce "43" ne sert qu'à contrôler si tout ce qui précède a été correctement encodé. S'il y a une erreur un bip va retentir et la machine demandera de ré-encoder ce numéro de compte.

C'est exactement ce qui se passe en Packet Radio (voir annexe sur les modulations numériques) où le paquet de 256 bits est divisé par

En cas d'erreur on va demander de répéter la transmission du bloc de données (c-à-d du "paquet"). Cette demande de répétitions est encore appelée ARQ Automatic Repeat Request.

1.8.16.2. Le Forward Error Correction ou FEC

Le Forward Error Correction ou FEC est une autre méthode dans laquelle on donne assez d'éléments au récepteur pour qu'il puisse corriger de lui-même les erreurs.

En AMTOR mode B, on transmet deux fois les mêmes infos, si tout est correct le système affiche les caractères corrects, sinon il les remplace par un caractère convenu (un carré □ par exemple). On suppose alors que le lecteur est assez **in□elligent** pour comprendre qu'il faut lire **intelligent**.

Voir annexe sur les modulations numériques.

Mais il existe des codes plus complexes qui permettent de corriger les erreurs.

⁷⁴ Un employé de banque se trompe moins en tapant un nombre de 2 chiffres qu'un nombre de 3 , 4 ou plus de chiffres.

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 pure⁷⁵

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 tension⁷⁶.

⁷⁵ Démonstration : la valeur instantanée de la puissance vaut $p = u \cdot i$ avec $u = U \sin \omega t$ et $i = I \sin \omega t$

d'où $p = U I \sin^2 \omega t$ mais comme $\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t) / 2$ donc $p = \frac{U I}{2} (1 - \cos 2\omega t) = \frac{U I}{\sqrt{2} \sqrt{2}} (1 - \cos 2\omega t) = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} (1 - \cos 2\omega t)$

⁷⁶ Nous aurons l'occasion de revenir sur ce déphasage dans l'étude des circuits (Chapitre 3.)

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 ($P_{\text{entrée}}$) et la puissance d'entrée (P_{sortie}), on utilise la relation

dB

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

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 ...⁷⁷

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 !

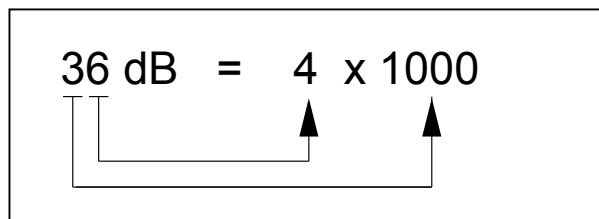
Un amplificateur qui possède un gain de 4 dB est un ampli qui fournit 10 dB suivit d'un atténuateur de 6 dB donc $\times 10$ et $:4$ soit un gain de 2,5 x !

Il est très facile de retrouver (presque) toutes les valeurs à partir de 10 dB et de 3 dB :

6 dB	3 dB + 3 dB	2 x 2	4 x
9 dB	3 dB + 3 dB + 3 dB	2 x 2 x 2	8 x
7 dB	10 dB – 3 dB	10 : 2	5 x
4 dB	10 dB – 6 dB	10 : 4	2,5 x
8 dB	4 dB + 4 dB	2,5 x 2,5	6,25 x
1 dB	10 dB – 9 dB	10 : 8	1,25 x

Une autre façon de voir les choses :

- on prend le nombre de dizaines de dB et on en déduit l'exposant (c-à-d le nombre de zéro)
 - on traduit le nombre d'unités (de dB) en valeur comme indiqué ci-dessus
- donc par exemple :



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 .

⁷⁷ Encore plus simplement

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

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 ⁷⁸	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

$$A = A1 \times A2 \times A3 \times \dots \times An$$

et par conséquent

$$10 \log A = 10 \log A1 + 10 \log A2 + 10 \log A3 + \dots + 10 \log An$$

et donc

$$G = G1 + G2 + G3 + \dots + Gn$$

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.

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
<u>TOTAL</u>	<u>T</u>

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

⁷⁸ En fait il ne faut retenir que ces 2 définitions

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

$G_{dB} = 20 \log U_{sortie} / U_{entrée}$	ou	$G_{dB} = 20 \log I_{sortie} / I_{entrée}$
--	----	--

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 $dB\mu V$.

par définition ⁷⁹ :	$0 \text{ dB}\mu V = 1 \mu V$
--------------------------------	-------------------------------

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

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).

⁷⁹ C'est encore une définition à retenir par cœur !

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 "éta")

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, l'enveloppe est constante, la puissance PEP est égale à la puissance efficace (RMS) et la notion de puissance PEP perd un peu de signification.

pour les modes à modulation constante tel que FM , modulation numérique, etc ...	$P_{\text{PEP}} = P_{\text{efficace}}$
---	--

1.10. Traitement numérique⁸⁰ du signal⁸¹ ou Digital Signal Processing , DSP

Les phénomènes qui nous entourent sont presque tous "analogiques", c'est-à-dire qu'ils sont caractérisés par des grandeurs qui évoluent sans discontinuité. C'est le cas des sons où la grandeur est une pression d'air. C'est le cas aussi pour une image où les grandeurs caractéristiques qui sont la luminosité et la couleur varient d'un point à l'autre de l'image ("pixel").

Lorsque nous avons parlé de modulations analogiques, un des paramètres de la porteuse (amplitude, fréquence ou phase) suivait la variation du signal à transporter (son ou image). Pour les modulations numériques on va aussi moduler l'amplitude, la fréquence ou la phase, mais on va devoir passer par une étape supplémentaire c'est-à-dire traduire le signal analogique (son ou image) en une succession de bits (1 ou 0). Ceci est précisément le but de l'échantillonnage et de la quantification.

Le signal ainsi numérisé peut être transmis sur un support (un câble, une onde radio, une fibre optique) et restitué à un autre endroit. Mais le signal peut aussi être traité de façon numérique, c'est-à-dire qu'un signal peut être filtré (passe haut, passe-bas, passe bande ou réjection de bande), il peut aussi être débarrassé du souffle (bruit). Si le signal analogique de départ était modulé en AM, en FM ou en SSB, on pourra aussi le démoduler. Mais le traitement numérique du signal permet aussi d'améliorer des images, de faire de la reconnaissance vocale, de venir en aide à l'échographie (médicale ou maritime), sismologie,

Le traitement numérique du signal a donc ouvert de nouveaux horizons et comme (presque) tous les émetteurs-récepteurs ont un "DSP" et il est normal que nous abordions ici aussi la traitement du signal numérique ou le DSP⁸².

Les techniques DSP font appel à des concepts mathématiques de haut niveau, mais nous essayerons de garder cet aspect à son expression la plus simple.

Enfin, pour ne pas se limiter à quelques définitions (parfois hermétiques, nous l'admettons), il nous a paru nécessaire d'illustrer le texte par quelques exemples de circuits. Ce chapitre devrait donc être vu (ou revu) après l'étude des composants et des circuits.

⁸⁰ Rappel : Une remarque linguistique, en français on parle de numérique pour désigner ce que les anglo-saxons appellent "digital". En français, digital se rapporte au doigt, on parle d'empreintes digitales. Tout ce qui se conçoit en 1 et 0 c'est du numérique !

⁸¹ Ceci constitue une nouvelle matière dans le programme HAREC et a été introduit lors de la réunion de Vilnius en 2004.

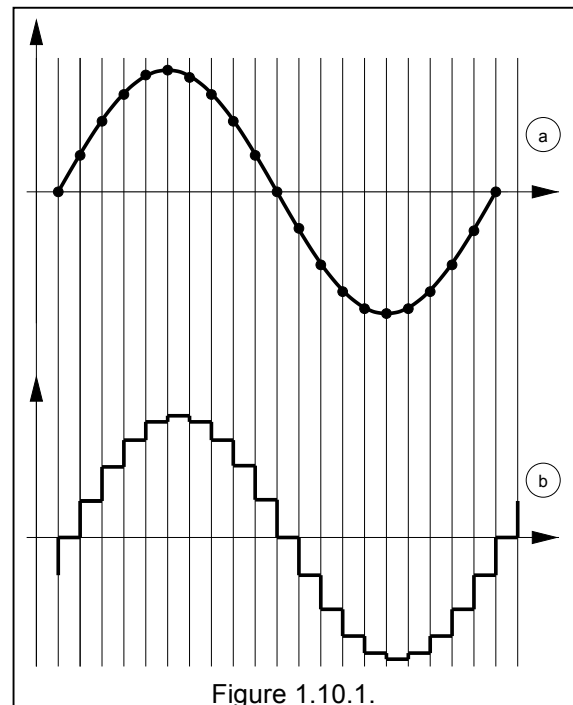
⁸² Cette technique très novatrice, comporte aussi une partie "mathématique" de haut niveau que nous allons aborder ici en essayant de la simplifier au maximum.

1.10.1. Echantillonnage et quantification

L'**échantillonnage** est un procédé par lequel on prend des échantillons d'un signal analogique à des intervalles réguliers. L'amplitude de cet échantillon est encore à cet instant une grandeur analogique.

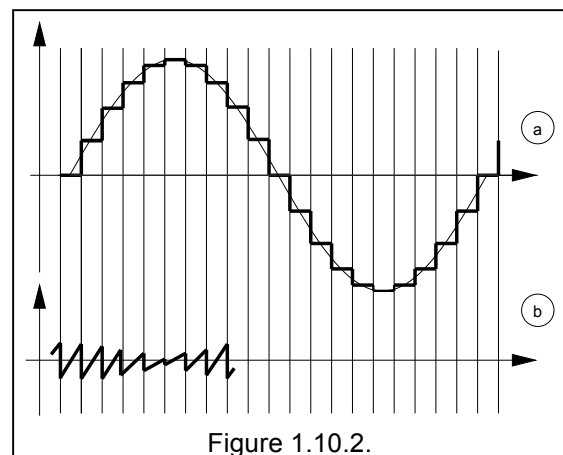
L'échantillon va ensuite être quantifié, c-à-d qu'on va traduire l'amplitude de cet échantillon en une valeur numérique. Cette opération s'appelle la **quantification**.

La figure ci-contre représente un signal (sinusoïdal) avec des points d'échantillonnage et à chaque point correspond une valeur quantifiée.



La valeur quantifiée comportera un certain nombre de bits. Il est évident que si on échantillonne avec 8 bits on aura beaucoup moins de précision que si on échantillonne avec 10 bits ou plus. Avec 8 bits on a 256 niveaux ($2^8 = 256$), avec 10 bits on a 1024 niveaux ($2^{10} = 1024$).

Si on examine la différence entre la valeur quantifiée et la valeur réelle du signal on aura une différence, qui peut être nulle, négative ou positive. Cette différence apparaît comme un bruit que l'on appelle **bruit de quantification** (ou idle noise). Remarquons que le bruit de quantification ne dépend pas du nombre de bits, mais bien du rapport intervalle entre échantillon/ période du signal



L'échantillonnage et la quantification s'opèrent dans des circuits appelés ADC (Analog-to-Digital Converter) et inversement nous aurons besoin de convertisseurs numériques analogiques ou DAC (Digital-to-Analog Converter). Voir Chapitre 3.

1.10.2. Fréquence minimum d'échantillonnage

Le nombre d'échantillons par seconde s'appelle la **fréquence d'échantillonnage**. Ainsi, si la fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz, cela signifie que l'on prend 8000 échantillons par seconde. Il faut que la fréquence minimale d'échantillonnage soit égale à au moins 2 x la plus haute fréquence à échantillonner, ainsi,

- pour la téléphonie où le spectre est limité à 3,5 kHz, la fréquence minimale d'échantillonnage est de 8 kHz, c'est-à-dire que l'on prend généralement 8000 échantillons par seconde,
- pour l'audio (Hi-Fi) où le spectre est limité à 20 kHz, la fréquence minimale d'échantillonnage est de 44 kHz, et on prend donc 44000 échantillons par seconde,
- pour la vidéo où le spectre est limité à 5,75 MHz, la fréquence minimale d'échantillonnage est de 13,5 MHz, ce qui veut dire que l'on prend 13500000 échantillons par seconde

1.10.3. Convolution

(à terminer)

1.10.4. Filtre anti-replis et filtre de reconstruction

Si on échantillonne un signal avec une fréquence inférieure au minimum, c'est-à-dire avec une fréquence inférieure à 2 x la plus haute fréquence, tout se passe comme si il y avait une fréquence plus basse, comme si le spectre était "replié" sur lui-même. Il est donc nécessaire de filtrer correctement le signal d'entrée. Le filtre s'appelle un **filtre anti-replis** ou anti-crénelage ou anti-alias. Le filtre anti-replis est un filtre passe-bas qui doit être extrêmement raide. Ainsi

- pour la téléphonie on filtre à 3,5 kHz si on emploie une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz
- en audio (Hi-Fi, CD, ...) on filtre à 20 kHz si on emploie une fréquence d'échantillonnage de 44 kHz
- en vidéo on filtre à 5,75 MHz si on emploie une fréquence d'échantillonnage de 13,5 MHz

Lorsque, en bout de processus, on va restituer le signal sous forme analogique, il y aura forcément des composantes à la fréquence de la fréquence d'échantillonnage. Donc on retrouvera du 8 kHz en téléphonie Pour éviter cela il faut utiliser un filtre de reconstruction qui est également un filtre passe-bas relativement raide qui

- pour la téléphonie ne laisse passer que les composantes inférieures à 3,5 kHz (si la fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz),
- pour l'audio (Hi-Fi) ne laisse passer que les composantes inférieures à 20 kHz (si la fréquence d'échantillonnage est de 44 kHz),
- pour la vidéo ne laisse passer que les composantes inférieures à 5,75 MHz (si la fréquence d'échantillonnage est de 13,5 MHz).

1.10.5. Convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique ou ADC et DAC

Un convertisseur analogique/numérique (désigné par ADC sur les schémas anglo-saxons ou par CAN sur les schémas français) est un circuit qui convertit une tension sous forme d'un nombre binaire.

Un convertisseur numérique/analogique, désigné par DAC sur les schémas anglo-saxons ou par CNA sur les schémas français, est un circuit qui convertit un nombre binaire sous forme d'une tension.

Un ADC ou un DAC est caractérisé par le nombre de bits (en sortie ou en entrée). Un ADC avec 8 bits pourra manipuler un maximum de 256 valeurs ($2^8 = 256$), et il y aura donc 128 valeurs positives et 128 valeurs négatives. Si l'amplitude du signal d'entrée est de $1 V_{\text{crête à crête}}$ par exemple, le plus petit incrément sera de $1/128$ de Volt, et numériser un signal de 10 mV dans les mêmes conditions revient à faire une grossière erreur.

Une façon de contourner (partiellement) ce problème est d'utiliser un loi de codage qui ne soit pas linéaire, mais logarithmique :

Cette technique est utilisée en téléphonie par exemple, où on se contente de 8 bits !

On peut se contenter d'une telle définition, mais après avoir vu les chapitres () et () il sera bon de revenir sur ce qui suit :

La figure ci-contre montre un montage appelé convertisseur analogique/numérique à double rampe.

La figure ci-contre montre un montage appelé convertisseur numérique/analogique.

1.10.6. Filtrage numérique, FIR et IIR

Dans la suite de ce cours, nous verrons comment, dans la technologie traditionnelle "radio", on construit (ou on a construit) des filtres avec des selfs et des condensateurs. Nous verrons aussi que, pour les circuits à fréquence intermédiaire par exemple, on peut obtenir des filtres beaucoup plus sélectifs, beaucoup plus pointus à l'aide de quartz. Nous verrons aussi comment on peut utiliser des selfs et des condensateurs pour filtrer en HF (disons de 0,1 MHz aux micro-ondes⁸³).

Ce que nous allons voir ici concerne les basses fréquences (pour fixer les idées, disons jusqu'à 20 kHz). On peut en effet construire des **filtres numériques** extrêmement performant grâce au traitement des signaux. Tellement performant qu'au lieu de filtrer les signaux moyenne fréquence d'un récepteur, on peut aussi créer un nouveau standard de moyenne fréquence aux environs de 12 kHz et de le traiter comme s'il s'agissait d'une basse fréquence dans un DSP.

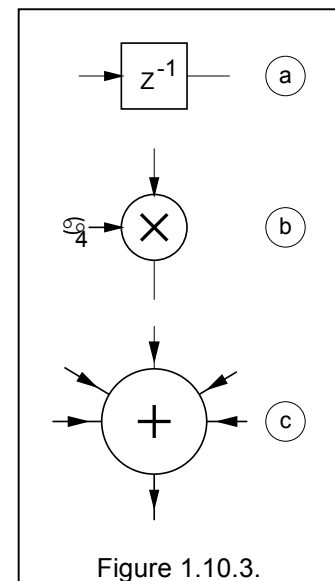
Les filtres DSP utilisent des circuits **retardateurs** de signaux, des circuits **multiplicateurs** et des circuits **additionneurs**.

Mais attention, ce que nous dessinons ne correspond pas à un circuit électrique proprement dit, il n'y a ni résistance, ni capacité, ni self, ni élément actif (transistor, ...) ce que nous dessinons ici est un **concept mathématique** que l'on va implémenter dans un microprocesseur. Les 3 symboles ci-contre ne représentent que des fonctions implémentées dans des programmes de traitement du signal.

Le signal qui entre dans un circuit retardateur (figure a) en ressort après un certain temps. Symboliquement il y a un " Z^{-1} " dans ce symbole. Pour réaliser un tel circuit on pourrait imaginer une mémoire dans laquelle on stocke la valeur numérisée d'un signal et puis on va lire cette mémoire après un certain temps.

Le signal qui entre dans un multiplicateur subit une transformation, on va le multiplier par un facteur (ici représenté par α_4). Si le signal d'entrée vaut 12 par exemple et que α_4 vaut 3, la sortie sera égale à 36⁸⁴.

Quand à l'additionneur, il comporte plusieurs entrées et le signal qui en sort est égale à la somme des signaux d'entrée.



1.10.6.1. La réponse impulsionnelle

Un élément important est la réponse d'un filtre : on distingue deux types de filtre numérique: le filtre à réponse finie ou Finite Impulse Response ou FIR et le filtre à réponse infinie ou Infinite Impulse Response ou IIR.

En anglais le mot principal se trouve à la fin ... Commençons donc par **Impulse Response** ou en français la **réponse impulsionnelle**. La réponse impulsionnelle d'un circuit est la forme du signal de sortie, lorsqu'on applique une impulsion à l'entrée. Cette impulsion est infiniment brève⁸⁵ (c'est-à-dire infiniment courte). Deux exemples :

a) soit un circuit RC⁸⁶ auquel on applique une impulsion infiniment brève

b) soit un circuit LC auquel on applique une impulsion infiniment brève. Ce circuit agit un peu comme une balançoire que l'on pousse un bon coup, puis on arrête

⁸³ Au-delà de quelques centaines de MHz cela devient un peu plus difficile, et certainement pour les micro-ondes (c-à-d au dessus de 1 GHz) on n'utilise plus des selfs comme on l'entend pour les fréquences plus basses, mais des circuits spéciaux pour "ondes guidées".

⁸⁴ Nous avons pris des exemples de valeurs dans le système décimal pour simplifier la compréhension.

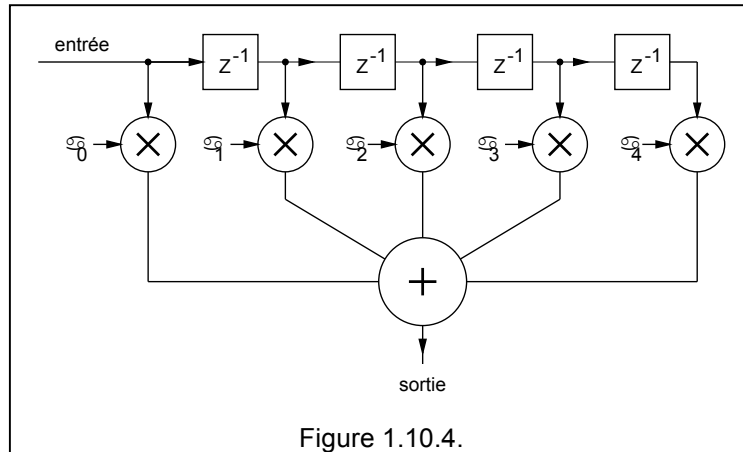
⁸⁵ On appelle ces impulsions infiniment brève des **impulsions de Dirac**.

⁸⁶ Un circuit RC est constitué d'une résistance et d'un condensateur ... nous verrons ces circuits au chapitre 3.

Sachant ce qu'est une réponse impulsionnelle, il reste à étudier la différence entre **Finite** et **Infinite**

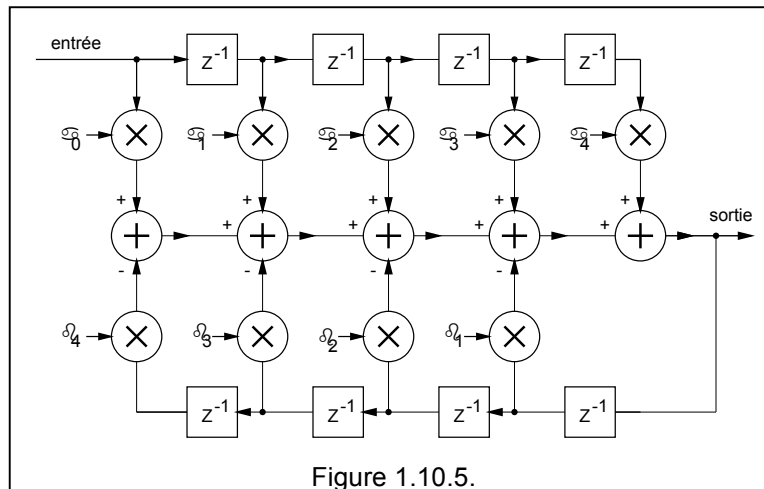
1.10.6.2. Le filtre à réponse finie ou FIR

On dit que le filtre a une **réponse finie** lorsqu'il n'y a pas de rétro-couplage entre l'entrée et la sortie



1.10.6.3. Le filtre à réponse infinie ou IIR

On dit que le filtre a une **réponse infinie** lorsqu'il y a rétro-couplage entre l'entrée et la sortie



1.10.7. Transformée de Fourier

1.10.7.1. Le théorème de Fourier

Ce théorème est tellement important qu'on ne pourrait pas le passer sous silence. Si la démonstration ne doit pas être retenue par coeur, il faut ABSOLUMENT retenir son énoncé et les conclusions.

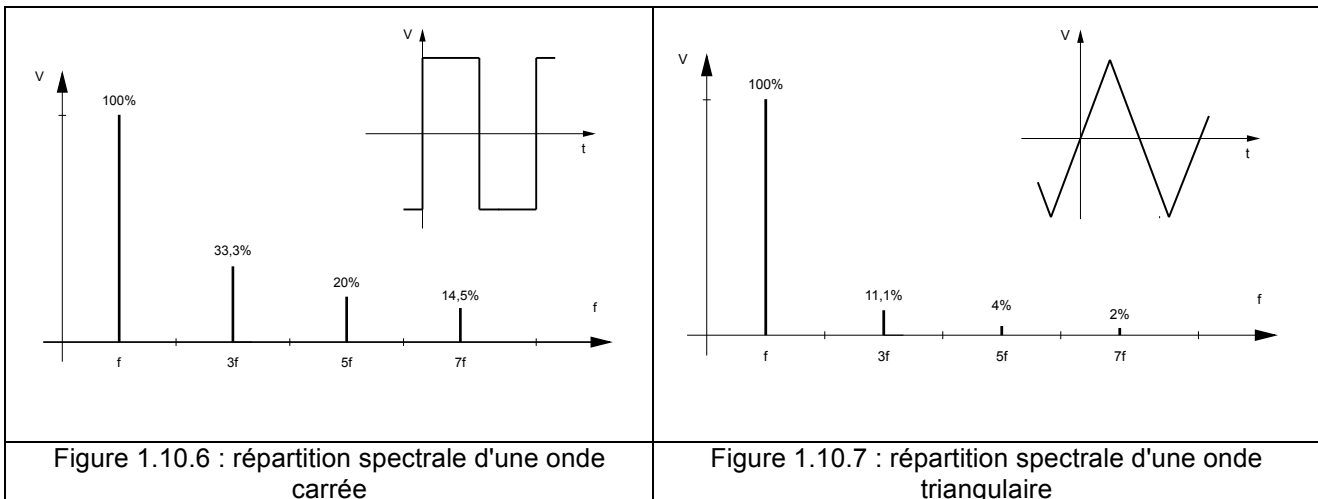
Théorème de Fourier :

Toute fonction $v(t)$, de fréquence f , est la somme d'un terme constant et d'une suite de fonctions sinusoïdales de fréquences $f, 2f, 3f, 4f, \dots kf$.

$$v(t) = A_0 + A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t + A_2 \sin 2\omega t + B_2 \cos 2\omega t + \dots A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t + \dots$$

- A_0 est la valeur moyenne
- $A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t + \dots$ sont les composantes à fréquence fondamentale
- $A_2 \sin 2\omega t + B_2 \cos 2\omega t + \dots$ sont les composantes à fréquence harmonique $2f$
- $A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t + \dots$ sont les harmoniques à fréquence harmonique nf

L'analyse consiste alors à déterminer tous ces coefficients A_n et B_n pour différentes formes de signaux et à les mettre en tableau, ou mieux encore à représenter graphiquement la répartition spectrale. Par exemple



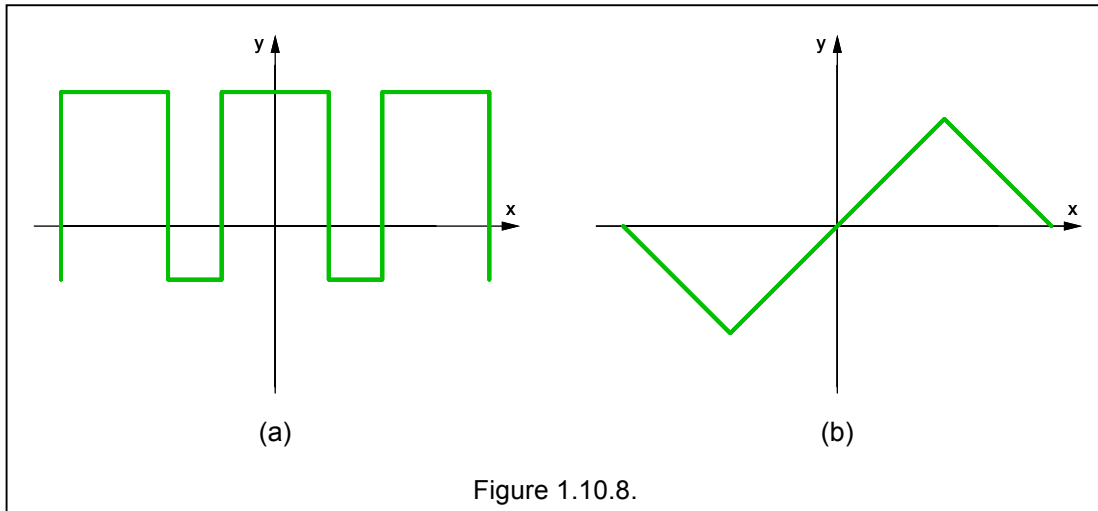
En pratique, cela signifie que pour transmettre

- un signal sinusoïdal de 1 kHz, il faut une bande passante de 1 kHz,
- un signal carré à 1 kHz, il faut un circuit qui laisse passer au moins 3 kHz, voire 5 kHz ou 7 kHz si on veut qu'il soit correctement restitué ...
- et pour un signal triangulaire, on voit que les composantes d'ordres supérieures sont moins importantes que pour un signal carré. En fait on pourrait déjà le voir ainsi, à l'œil nu, un signal triangulaire est plus proche d'un signal sinusoïdal qu'un signal carré. qui serait constitué de deux demi sinusoïdes à 1 kHz, il faudrait au moins passer du 2 kHz.

Toutes ces composantes d'ordre supérieur s'appellent des **harmoniques** et la fréquence de base s'appelle la **fondamentale**.

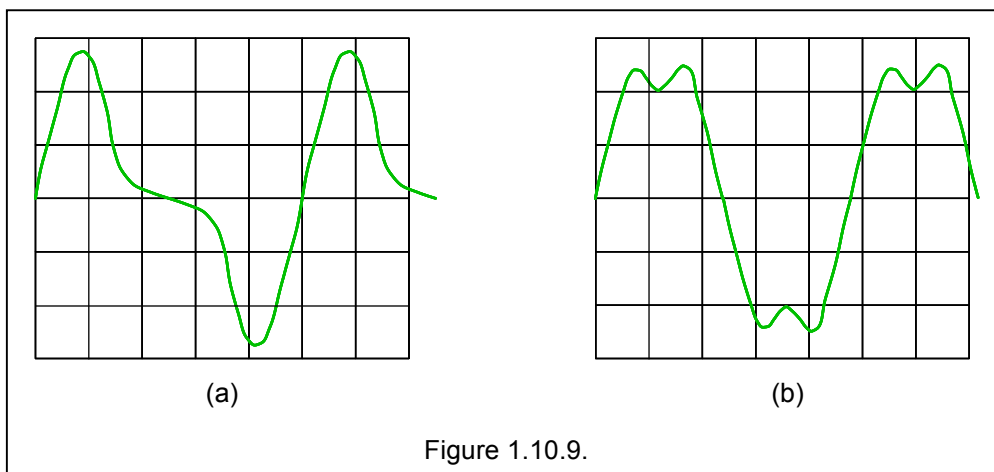
On distingue aussi deux types de symétries dans un signal périodique

- a) la **symétrie autour de l'axe y**, on parle aussi de symétrie paire et on constate que ces ne signaux comportent que des harmoniques de rang pair, c'est-à-dire des harmoniques 2, 4, 6, etc ...
- b) la **symétrie autour de l'axe x**, on parle aussi de symétrie impaire et on constate que ces signaux ne comportent que des harmoniques de rang impair, donc des harmoniques 3, 5, 7, etc ...



Soit les signaux de la figure ci-dessous avec une fréquence fondamentale de 2 kHz,

- le signal de la figure a comportera donc la fondamentale à 2 kHz et les harmoniques à 4 kHz, 8 kHz, ...
- le signal de la figure b comportera donc la fondamentale à 2 kHz et les harmoniques à 6 kHz, 10 kHz, ...



Tout ceci était dans le monde analogique et a donné des frayeurs aux électroniciens qui voulaient faire passer (ou amplifier) sans distorsion appréciable des signaux carrés ...

Mais si l'amplificateur n'amplifie pas de façon linéaire, le signal de sortie va être déformé, et tout se passe comme si de nouvelles harmoniques venaient s'ajouter. Et ici c'est la frayeur des radioamateurs qui, utilisant des amplificateurs mal réglés ou dans de mauvaise condition (saturation) vont produire des fréquences en dehors de leurs bandes. Ces fréquences pourront gêner les récepteurs de radio et de télévision des voisins.

1.10.7.2. La transformée de Fourier discrète ou DFT (Discrete Fourier Transform)⁸⁷

La transformée de Fourier discrète consiste à relever des échantillons de tensions à l'aide d'un convertisseur analogique/numérique et à analyser ces échantillons. Le temps de calcul est proportionnel au carré du nombre d'échantillons.

1.10.7.3. La transformée de Fourier rapide ou FFT (Fast Fourier Transform)

La transformée de Fourier rapide permet d'accélérer le temps de calcul.

⁸⁷ La transformée de Fourier c'est très bien, mais peu pratique, car on doit connaître la forme du signal à traiter avant de le traiter. La transformée de Fourier est un outil idéal du point de vue théorique. Mais, ce que nous cherchons en traitement du signal, c'est un outil pour traiter le signal tel qu'il se présente dans la nature. On ne peut pas prévoir la forme qu'aura un signal vocal ou musical ... le signal capté par un microphone et amplifié arrive sur une ligne et c'est à partir de là qu'il faudra le traiter numériquement. La **transformée de Fourier discrète** et la **transformée de Fourier rapide** sont les **deux outils** dont nous aurons besoin.

1.10.8. La synthèse directe de fréquence ou DDS (Direct Digital Synthese)

Comment faire un générateur sinusoïdal en numérique ?

On pourrait prendre une eeprom et y introduire 256 valeurs répondant à la relation $U \cos (n \times /360)$. Il suffirait alors de lire successivement toutes les valeurs d'adresses (0 à 255) pour avoir en sortie un nombre binaire qui représente la sinusoïde. Si nous utilisons alors un convertisseur numérique analogique, nous aurons réalisé un synthétiseur numérique. En faisant varier la fréquence d'horloge on va pouvoir faire varier la fréquence de sortie du signal. Il est évident qu'on peut aussi encoder les valeurs correspondant à un signal triangulaire ou n'importe quelle forme de signal (un signal représentant le rythme cardiaque, par exemple !)

Il est vrai qu'en radio on a essentiellement besoin d'un tel synthétiseur pour remplacer le VCO ancienne version avec sa bobine et son condensateur variable ...

1.10.9. Mais un DSP , c'est quoi finalement ?

Finalement un DSP est un circuit électronique complexe, essentiellement basé sur un circuit intégré que l'on appelle aussi DSP, mais ça c'est bien le "processeur", c-à-d le circuit rempli d'intelligence ...

1.11. Le programme HAREC

Que faut-il connaître d'après le programme HAREC ?

CHAPITRE 1^{ER}

1. ELECTRICITE, ELECTROMAGNETISME ET RADIOELECTRICITE - THEORIE

Vilnius
2004⁸⁸

1.1 Conductivité

- Conducteur, semi-conducteur et isolant
- Courant, tension et résistance
- Les unités : l'ampère, le volt et l'ohm
- La loi d'Ohm ($U = R.I$)
- Puissance électrique ($P = U.I$)
- L'unité : le Watt
- Energie électrique ($W = P.t$)
- La capacité d'une batterie (ampère-heure)

1.2 Les générateurs d'électricité

- Générateur de tension, force électromotrice (fem), courant de court circuit, résistance interne et tension de sortie
- Connexion en série et en parallèle de générateurs de tension

1.3 Champ électrique

- Intensité du champ électrique
- L'unité = le volt par mètre
- Blindage contre les champs électriques

1.4 Champ magnétique

- Champ magnétique entourant un conducteur
- Blindage contre les champs magnétiques

1.5 Champ électromagnétique

- Ondes radio comme ondes électromagnétiques
- Vitesse de propagation et relation avec la fréquence et la longueur d'onde
- Polarisation

1.6 Signaux sinusoïdaux

- La représentation graphique en fonction du temps
- Valeur instantanée, amplitude : $[E_{max}]$, valeur efficace [RMS] : $U_{eff} = U_{max} / \sqrt{2}$ et valeur moyenne
- Période et durée de la période
- Fréquence
- L'unité : le Hertz
- Différence de phase

1.7 Signaux non sinusoïdaux

- Signaux basse fréquence
- Signaux carrés
- Représentation graphique en fonction du temps
- Composante de tension continue, composante d'onde fondamentale et harmoniques
- Bruit [$P_N = kTB$] (bruit thermique du récepteur, bande de bruit, densité de bruit, puissance de bruit dans la bande passante du récepteur) +

⁸⁸ Cette colonne indique la nouvelle matière ajoutée (+) ou supprimée (-) lors de la réunion CEPT de 2004.

1.8 Signaux modulés

- CW +
- Modulation d'amplitude
- Modulation de phase, modulation de fréquence et modulation en bande latérale unique
- Déviation de fréquence et indice de modulation : $[m = \Delta F / f_{\text{mod}}]$
- Porteuse, bandes latérales et largeur de bande
- Forme d'onde de signaux CW, AM, SSB et FM (représentation graphique)
- Spectre de signaux CW, AM, SSB et FM (représentation graphique) +
- Modulation numériques : FSK, 2-PSK, 4-PSK, QAM +
- Modulations numériques : bit rate , symbol rate et bande passante +
- CRC et retransmission (par exple Packet Radio), forward error correction (par exemple Amtor FEC) +

1.9 Puissance et énergie

- Puissance des signaux sinusoïdaux : $[P = i^2 R ; P = u^2 / R]$
- Rapports de puissance correspondant aux valeurs en dB suivantes : 0 dB, 3 dB, 6 dB, 10 dB et 20 dB [valeurs positives et négatives]
- Rapports de puissance entrée/sortie en dB d'amplificateurs et/ou d'atténuateurs
- Adaptation (transfert maximum de puissance)
- Relation entre puissance d'entrée et de sortie et rendement $[\eta = P_{\text{out}}/P_{\text{in}} \times 100\%]$
- Puissance crête de la porteuse modulée [P E P]

1.10. Traitement numérique du signal (DSP)

- Echantillonnage et quantification +
- Fréquence minimum d'échantillonnage (fréquence de Nyquist) +
- Convolution (domaine temporel / domaine fréquentiel, représentation graphique) +
- Filtre anti-aliasing, filtre de reconstitution +
- ADC / DAC +

1.12. Table des matières

1.1. La conductivité.....	2
1.1.1. Conducteur, semi-conducteur et isolant	2
1.1.2. Courant, tension et résistance	6
1.1.3. Les unités : l'ampère, le volt et l'ohm	9
1.1.4. La loi d'Ohm	11
1.1.5. Les lois de Kirchhoff.....	12
1.1.5.1. La loi des nœuds.....	12
1.1.5.2. La loi des mailles.....	13
1.1.6. Puissance électrique.....	14
1.1.6. Puissance électrique.....	14
1.1.7. L'énergie électrique.....	14
1.1.8. La capacité d'une batterie	15
1.2. Les générateurs d'électricité.....	17
1.2.1. Généralités.....	17
1.2.2. Mise en série de générateurs	18
1.2.3. Mise en parallèle de générateurs.....	18
1.2.4. Résistance adaptée	19
1.3. Electrostatique et champ électrique	20
1.3.1. Introduction	20
1.3.2. La loi de Coulomb.....	20
1.3.3. La charge élémentaire, celle de l'électron.....	21
1.3.4. Le champ électrique.....	21
1.3.6. La capacité.....	22
1.3.6. La cage de Faraday	22
1.4. Electromagnétisme et champ magnétique	23
1.4.1. Introduction	23
1.4.2. Le champ magnétique	24
1.4.3. Le champ magnétique terrestre	24
1.4.4. Les lignes de force du champ magnétique	25
1.4.5. Les champs magnétiques produit par des courants	25
1.4.6. Le flux magnétique.....	28
1.4.7. L'excitation magnétique	28
1.4.8. La perméabilité magnétique - Matériaux paramagnétiques et diamagnétiques	29
1.4.9. La protection contre les champs magnétiques	30
1.4.10. Les circuits magnétiques et la loi d'Hopkinson	30
1.4.11. La courbe de magnétisation et le cycle d'hystérésis.....	31
1.4.12. Le point de Curie.....	32
1.4.13. Les forces électromagnétiques	33
1.4.13.1. Force dans un conducteur parcouru par un courant et soumis à un champ.....	33
1.4.13.2. Force entre deux conducteurs parcourus par des courants.....	34
1.4.14. L'induction électromagnétique	35
1.4.15. L'inductance	35
1.4.16. L'induction mutuelle	36
1.4.17. Les courants de Foucault.....	36
1.4.18. Les 3 piliers de l'électrotechnique	37
1.5. Le champ électromagnétique	38
1.6. Signaux sinusoïdaux	41
1.6.1. Représentation graphique.....	41
1.6.2. La fonction sinusoïdale	42
1.6.3. Tension efficace, tension maximum et tension moyenne	43
1.6.4. Fréquence, période et pulsation	44
1.6.5. Résistance, condensateur et bobine soumis à un courant continu ou alternatif.....	44
1.6.5.1. Résistance en continu et en alternatif	44
1.6.5.2. Condensateur en continu et en alternatif	44
1.6.5.3. Bobine en continu et en alternatif.....	45
1.6.5.4. En résumé	46
1.6.5.5. Circuits complexes constitués de R, de L et de C.....	46
1.6.6. Déphasage.....	49

1.7. Signaux non sinusoïdaux	49
1.7. Signaux non sinusoïdaux	50
1.7.1. Les signaux audio	50
1.7.2. Les ondes carrés	52
1.7.3. Le bruit thermique	53
1.8. Signaux modulés	54
1.8.1. Généralités sur les modulations analogiques	54
1.8.1. La modulation par tout ou rien	55
1.8.2. La modulation d'amplitude	56
1.8.2.1. Principe	56
1.8.2.2. Enveloppe du signal AM.....	58
1.8.2.3. Calcul de l'énergie dans chacune des raies du spectre	58
1.8.2.4. Taux ou profondeur de modulation	60
1.8.2.5. Le rapport Signal/Bruit après détection	61
1.8.2.6. Les modulateurs AM	61
1.8.2.7. Conclusion.....	62
1.8.3. La modulation à bande latérale unique.....	63
1.8.3.1. Principe	63
1.8.3.2. Porteuse supprimée ou porteuse atténuée	64
1.8.3.3. Les problèmes de démodulation	64
1.8.4. La modulation à bande latérale résiduelle	65
1.8.5. Les modulations angulaires	66
1.8.5. Les modulations angulaires	66
1.8.5.1. But.....	66
1.8.5.2. Principe	66
1.8.5.3. Relation FM-PM	67
1.8.5.4. Spectre et bande passante	69
1.8.5.5. Préaccentuation et désaccentuation	71
1.8.5.6. Changement de fréquence et multiplication de fréquence	72
1.8.6. Résumé sur les modulations analogiques	73
1.8.6.1. Les dénominations des modulations analogiques	73
1.8.6.2. Tableau résumé AM, SSB, FM.....	74
1.8.7. Généralités sur les modulations numériques.....	75
1.8.8. Amplitude Shift Keying (ASK) ou Modulation par Déplacement d' Amplitude	75
1.8.9. Frequency Shift Keying (FSK) ou Modulation par Déplacement de Fréquence	76
1.8.9.1. Application radioamateur : la RTTY	77
1.8.10. Minimum Shift Keying (MSK).....	77
1.8.11. Phase Shift Keying (PSK) ou Modulation par Déplacement de Phase.....	78
1.8.12. Quadrature Amplitude Modulation (QAM) ou Modulation d'Amplitude en Quadrature	83
1.8.13. Caractéristiques des transmissions numériques	84
1.8.13.1. Débit binaire et vitesse de transmission.....	84
1.8.13.2. TEB ou BER.....	84
1.8.13.3. Bande passante et spectre.....	84
1.8.14. Résumé sur les modulations numériques.....	85
1.8.15. Modulations d'impulsions (PCM, PWM, PAM, PPM, ...)	86
1.8.16. Détection et correction d'erreurs	87
1.8.16.1. Le Cyclic Redundancy Check ou CRC.....	87
1.8.16.2. Le Forward Error Correction ou FEC	87
1.9. Puissance et énergie	88
1.9.1. Puissance des signaux sinusoïdaux	88
1.9.3. Les décibels	89
1.9.3.1. Introduction.....	89
1.9.3.2. Amplification et gain en puissance	89
1.9.3.3. Organes en cascade	91
1.9.3.4. Amplification et gain en tension et en courant	92
1.9.3.5. Tableau de conversion dB rapport de puissance ou de tension	92
1.9.4. Adaptation d'impédance.....	93
1.9.5. Rendement	94
1.9.6. Puissance d'enveloppe de crête (PEP).....	94
1.10. Traitement numérique du signal ou Digital Signal Processing , DSP	95
1.10.1. Echantillonnage et quantification	96

1.10.2. Fréquence minimum d'échantillonnage	96
1.10.3. Convolution	97
1.10.4. Filtre anti-replis et filtre de reconstruction	97
1.10.5. Convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique ou ADC et DAC.....	97
1.10.6. Filtrage numérique, FIR et IIR.....	98
1.10.6.1. La réponse impulsionnelle.....	98
1.10.6.2. Le filtre à réponse finie ou FIR	99
1.10.6.3. Le filtre à réponse infinie ou IIR.....	99
1.10.7. Transformée de Fourier	100
1.10.7.1. Le théorème de Fourier.....	100
1.10.7.2. La transformée de Fourier discrète ou DFT (Discrete Fourier Transform).....	102
1.10.7.3. La transformée de Fourier rapide ou FFT (Fast Fourier Transform).....	102
1.10.8. La synthèse directe de fréquence ou DDS (Direct Digital Synthese)	103
1.10.9. Mais un DSP , c'est quoi finalement ?	103
1.11. Le programme HAREC.....	104
1.11. Le programme HAREC.....	104
1.12. Table des matières	106