

LES MODULATIONS

par Pierre Cornélis, ON7PC rue Ballings, 88 1140 Bruxelles

Certes vous avez du apprendre les bases des procédés de modulations pour passer votre examen de radioamateur, mais l'idée de cet article est d'approfondir les concepts des modulations. Bien sûr nous insisterons particulièrement sur la manière dont ces modulations sont mises en œuvre dans un environnement radioamateur.

1. Introduction

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 en amplitude** en agissant sur le paramètre **V**
- la **modulation de fréquence** en agissant sur le paramètre **f** avec $f = \omega / 2\pi$
- la **modulation de phase** en agissant sur le paramètre **j**

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 W t** , sa fréquence sera notée **F** (donc des **MAJUSCULES** pour la **BASSE FREQUENCE**)
- la porteuse sera représentée par **b = B sin wt** , 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 ...

2. La modulation d'amplitude

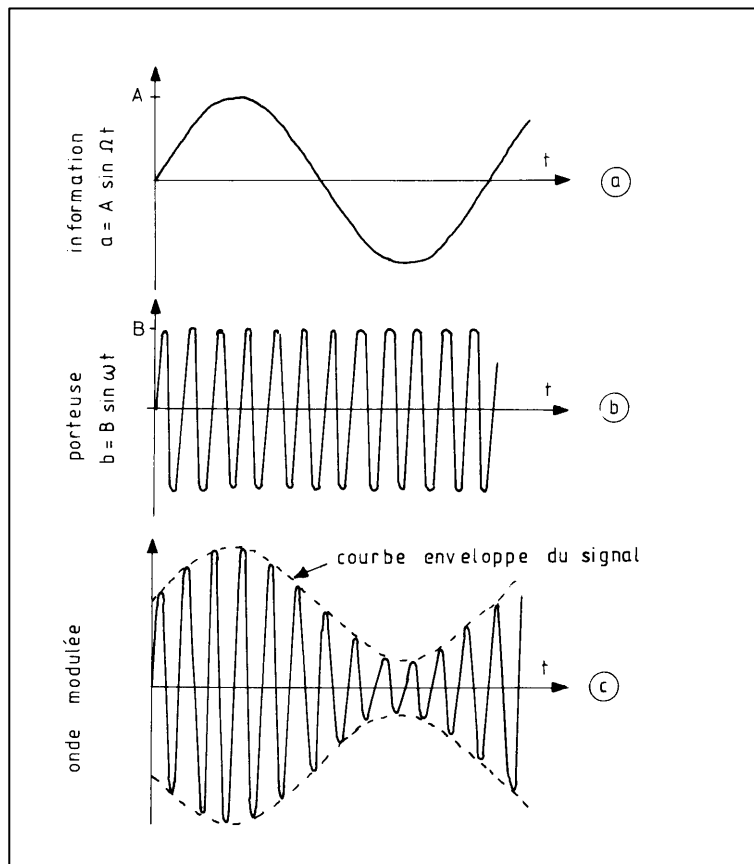
2.1. Principe général

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

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

L'amplitude deviendra donc :

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



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

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

Nous aurons donc :

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

L'onde aura donc pour expression mathématique

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

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

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

2.2. Analyse du contenu spectral

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:

- 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 $2F$.

bande passante HF = 2 x bande passante BF

Application: Supposons, par exemple, un émetteur fonctionnant sur 3650 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 3650 kHz - 3 kHz = 3647 kHz à 3650 kHz + 3 kHz = 3653 kHz
la bande passante en HF est donc de 6 kHz.

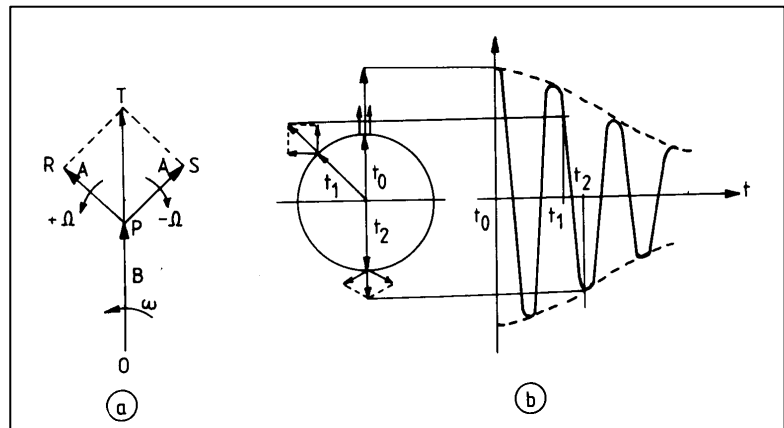
Note: En radiotéléphonie on se contente d'une bande passante audio de 3 kHz, tandis qu'en radiodiffusion on utilise une bande passante audio de 4,5 kHz.

Plusieurs représentations de l'onde modulée en amplitude sont possibles:

- la **représentation graphique** : Elle représente la variation d'amplitude du signal, et peut être matérialisée par un oscilloscope. La figure 1c donne la représentation graphique d'un signal modulé en amplitude.
- la **représentation mathématique** : Selon la grandeur de votre bosse (... pour les mathématiques), certains trouveront cette représentation plus subtile d'autres la trouveront plus difficile à comprendre. L'équation [5] donne la représentation mathématique d'un signal modulé en amplitude.

- la **représentation vectorielle** : il est bon de rappeler qu'une sinusoïde de pulsation ω peut se représenter comme la projection d'un vecteur tournant à la vitesse angulaire ω , sur un axe de référence. Voir figure a.

Mais on peut aussi représenter le vecteur comme étant fixe (figure b), et la sinusoïde est alors la projection du vecteur fixe sur un axe de référence tournant à la vitesse $-\omega$ (le signe - signifie que le sens est opposé).

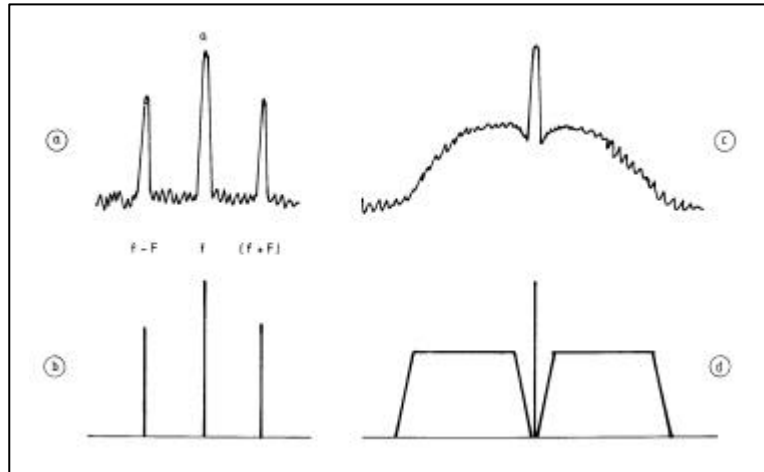


La porteuse est représentée par le vecteur OP qui est fixe. Les composantes latérales inférieures et supérieures sont représentées par les vecteurs PR et PS de longueur $mB/2$ tournant en sens opposé autour de l'extrémité P du vecteur OP (de longueur B), avec des vitesses de rotation angulaires $-\Omega$ et $+\Omega$.

Le vecteur résultant de OP, PR et PS se déplace au rythme de la basse fréquence F entre les points OX et OY de sorte que la longueur du vecteur varie de $(1+m)B$ à $(1-m)B$.

La projection du vecteur résultant à un instant donné, sur l'axe de référence donne la valeur instantanée de l'onde modulée en AM. La figure 2b donne une représentation dans le temps de la construction du vecteur résultant à plusieurs instants du signal BF.

- la **représentation spectrale** : Elle 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").



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 due à la "dynamique" de l'analyseur de spectre.

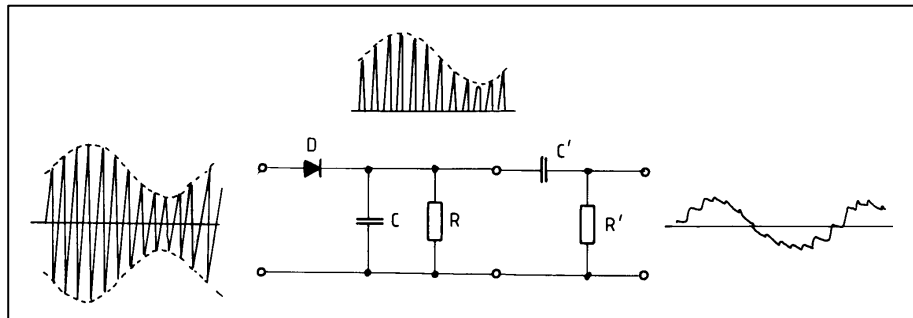
0

Malgré que l'image obtenue sur l'analyseur de spectre donne 3 courbes en forme de "cloche" (figure 3a). pour les besoins pratiques de la représentation on se contente souvent de dessiner 3 traits (figure 3b), car ce qui nous intéresse dans la représentation données par l'analyseur de spectre, c'est l'écart en fréquence, la bande passante occupée par le signal et le niveau, des différentes composantes.

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

2.3. 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**, voir figure 1c.



De cette propriété découle le principe de la détection AM :

il suffit au moyen d'une diode et d'une cellule RC de suivre l'enveloppe de la courbe pour obtenir le signal modulant. Voir figure 4.

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

Application: Dans un détecteur AM d'un poste de radio classique la FI est de 455 kHz, et on désire aussi laisser passer toutes les fréquences audio jusqu'à 6 kHz, quelle est la valeur de la constante de temps RC ?

Solution : Pour la première cellule $3,5 \cdot 10^{-7} < RC < 2,6 \cdot 10^{-5}$ et pour la deuxième cellule R'C' $> 2,5 \cdot 10^{-5}$

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

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 $P_p = n B^2 = 25 W$ donc $P_{tot} = 25 \times 1,5 = 37,5 \text{ Watts}$

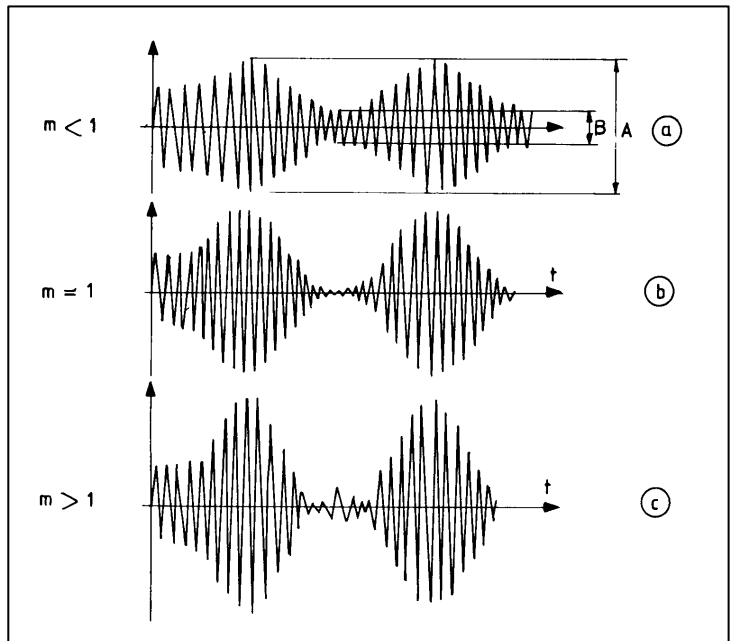
Paradoxe: Nous avons dit "modulation d'amplitude", nous pensions faire varier l'amplitude de la porteuse comme si nous tirions sur un élastique... Après coup, force est de constater, que d'après les calculs ci-dessus, que la raie à la fréquence **porteuse a une amplitude constante**, ce qui varie ce sont les raies latérales !

2.5. 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 5.

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



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

[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

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

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

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

[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 $+3 \text{ dBm}$ 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 $12,5\%$

La mesure du courant d'antenne avec et sans modulation permet également de déterminer la profondeur de modulation. Soit I_p le courant dans l'antenne avec une porteuse et I_m le courant avec modulation :

$$\frac{P_p}{P_m} = \frac{I_p^2 R}{I_m^2 R} = 1 + \frac{m^2}{2} \quad \text{d'où} \quad m = \sqrt{2 \left(\frac{I_{\text{mod}}^2}{I_{\text{tot}}^2} - 1 \right)} \quad [14]$$

Ceci n'est valable qu'avec un signal modulant constant (le 1000 Hz de référence par exemple), et pas avec de la parole ou de la musique.

Application: Un ampèremètre inséré dans l'antenne d'un émetteur AM indique 8,3 A lorsque la modulation est présente et 7 A lorsqu'elle est absente. Calculez le taux de modulation?

Solution: $m = \sqrt{2 \left(\left(\frac{8,3}{7} \right)^2 - 1 \right)} = 0,81 = 81 \%$

2.6. Le rapport Signal/Bruit après détection

Le rapport S/B après détection dépend du bruit propre fourni par l'étage audio, mais aussi et surtout du facteur de bruit du récepteur. Comme la puissance du signal utile est proportionnel 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 $m= 1$.

2.7. Les modulateurs AM

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

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

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

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

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

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

en développant et en regroupant il vient :

$$i = \frac{b(A^2 + B^2)}{2} \quad \text{la composante continue}$$

$$+ aA \sin \Omega t + aB \sin \omega t \quad \text{les composantes aux fréquences } F \text{ et } f$$

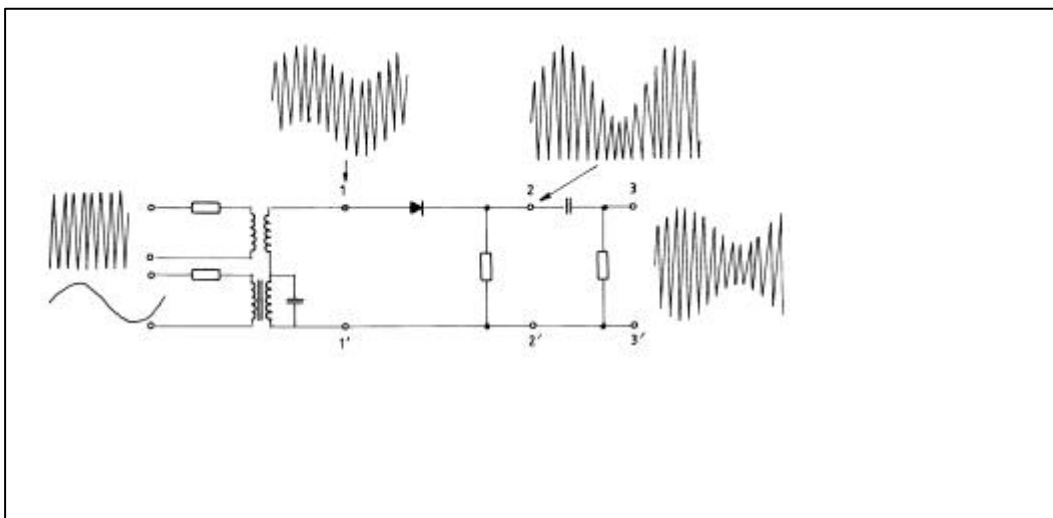
$$- \frac{bA^2 \cos 2\Omega t}{2} - \frac{bB^2 \cos 2\omega t}{2} \quad \dots \text{ aux fréquences } 2F \text{ et } 2f$$

$$+ bAB (\cos (\omega - \Omega)t - \cos (\omega + \Omega)t) \quad \text{les ondes latérales supérieures et inférieures}$$

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 6 entre les point 1 et 1' on a la superposition des deux signaux (voir équation [2]), après la diode entre les points 2 et 2' on a le signal modulé en AM.

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

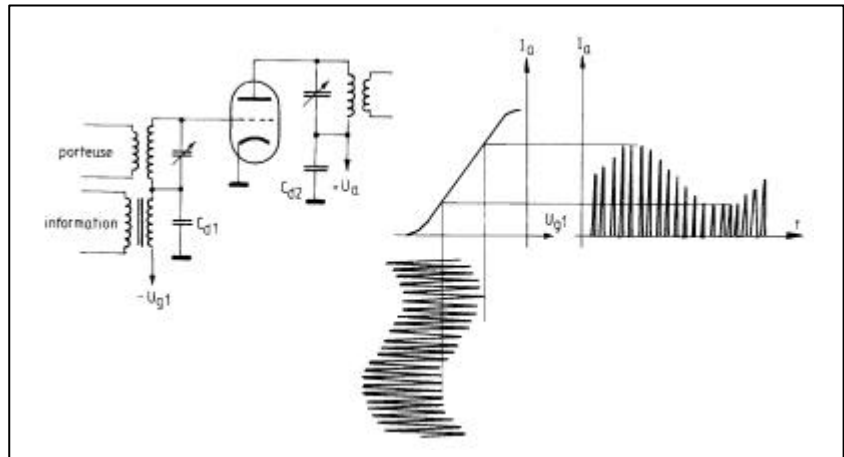
En pratique on n'utilise pas une diode pour produire un signal modulé en amplitude, on emploie plutôt des modulateurs à tubes ou à transistors.

Dans le domaine radioamateur, tant les tubes, que la modulation d'amplitude font partie du passé. Toutefois, modulation d'amplitude et tubes sont encore utilisés pour les émetteurs de radiodiffusion de forte puissance (10 kW à 1 MW !). Nous examinerons les trois montages les plus répandus sans entrer dans les détails, mais en insistant sur les conclusions essentielles.

- montage à triode, **modulation par la grille** (figure ci-contre) dans la grille on a les deux signaux (porteuse et information) "en série".

La profondeur de modulation est limitée à 60% environ car on ne peut descendre en dessous du cut-off du tube.

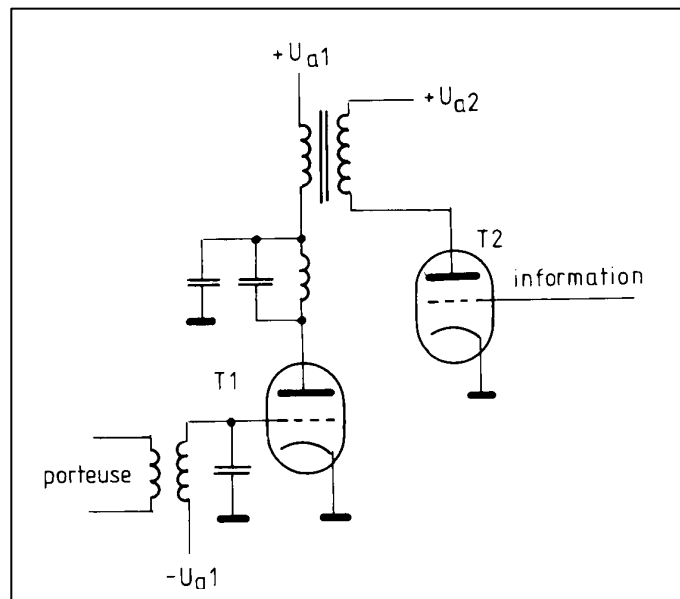
Le rendement est faible et ce procédé n'est utilisé que pour les faibles puissances ou pour les émetteurs de télévision.



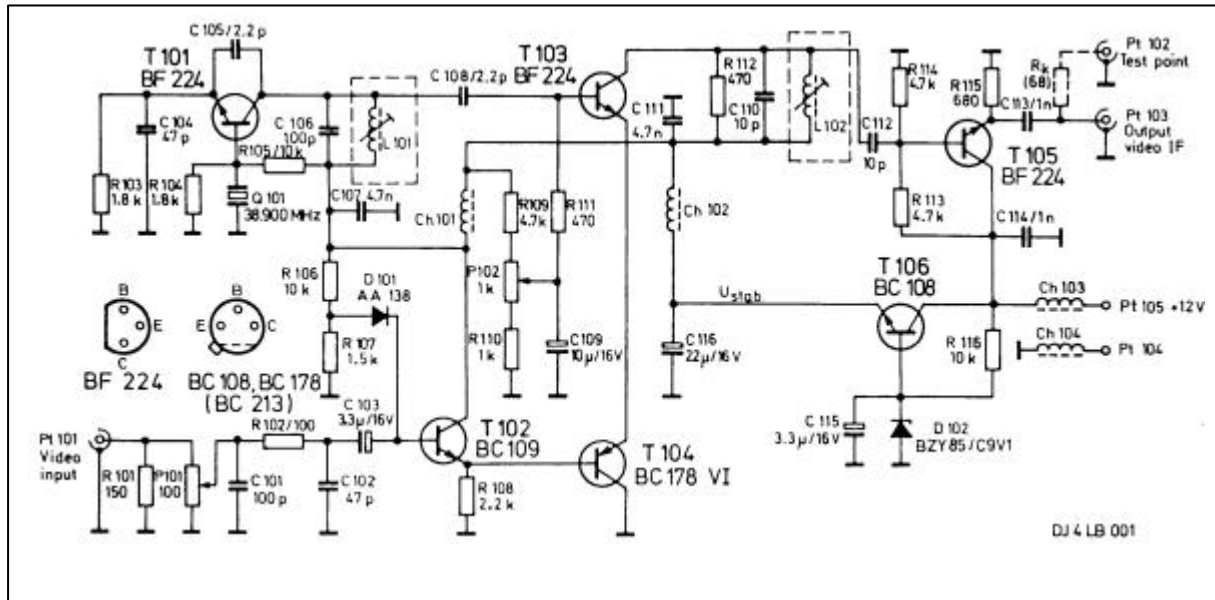
- montage à triode, **modulation par l'anode** : le secondaire du transfo qui fournit la BF est e(t)-en série dans le circuit d'alimentation de l'anode.

La section du noyau magnétique doit être importante, pour que la composante continue ne mette pas le fer dans un état de saturation.

L'étage BF doit fournir la puissance équivalente à celle contenue dans les raies latérales, dans le cas d'une modulation à 100%, l'étage BF fournit donc la moitié de la puissance de la porteuse.



La figure 12 reprend un étage modulateur d'un **émetteur de télévision** à basse puissance (DJ4LB). Ce modulateur a une bande passante de 20 Hz à 6 MHz environ. Il produit une **modulation négative** c-à-d quand le signal vidéo croît, la porteuse décroît. Les impulsions de synchro ont donc toujours l'amplitude maximale. C'est la norme utilisée pour les émetteurs de télévision de radiodiffusion en Belgique et dans la plupart des pays Européens. Il s'agit en fait d'un **modulateur à fréquence intermédiaire**, celle-ci est de 38,9 MHz. Ce modulateur doit être suivi d'un filtre à bande latérale réduite (voir plus loin), d'une conversion de fréquence et d'un amplificateur de puissance. Le potentiomètre P102 permet d'ajuster le point de fonctionnement de l'ampli Im vidéo. Le diviseur R106/R107 et la diode D101 forment un circuit de clamping.



2.8 Vérification des émetteurs AM :

Dans un émetteur AM les choses sont relativement simple. Nous avons vu qu'il fallait un ampli BF qui puisse fournir une certaine puissance et que cette puissance était appliquée à l'étage modulateur. Cet ampli BF doit bien sûr être capable de fournir le signal sans distorsion appréciable.

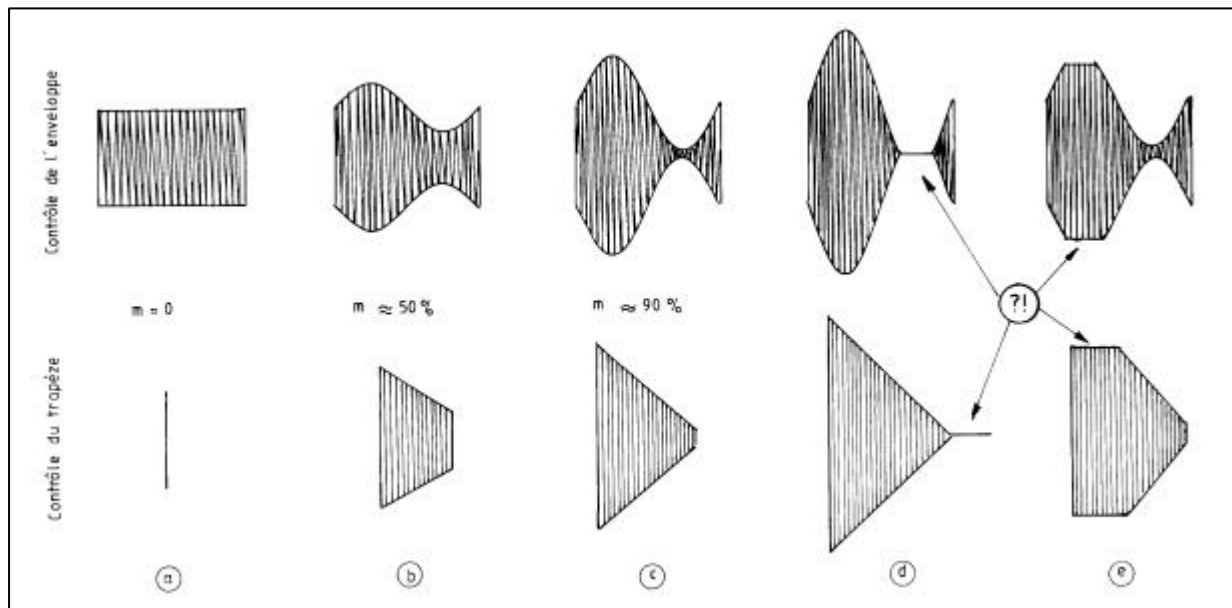
On utilise habituellement un oscilloscope pour vérifier un émetteur AM. Il faut toutefois que la bande passante de l'oscilloscope soit au moins égale à deux fois la fréquence à analyser. On peut alors vérifier

- la forme de l'enveloppe, ou,
- la modulation par la **méthode du trapèze**: on applique la tension HF détectée sur l'ampli X d'un oscilloscope, et on applique le signal modulant sur l'entrée Y

La figure 13 représente quelques cas typiques :

- un émetteur sans modulation (figure 13a)
- un émetteur avec une faible modulation où $m \approx 50\%$ (figure 13b)
- un émetteur avec une "bonne" modulation avec $m \approx 90\%$ (figure 13c)
- un émetteur surmodulé (figure 13d), et,
- un émetteur avec une non linéarité dans les alternances positives (figure 13e).

Lorsqu'on utilise la méthode du trapèze sur un émetteur de radiodiffusion, la forme change en permanence en fonction du contenu du programme transmis, toutefois, un palier horizontal tel qu'à la figure 13d ou 13e est le signe d'un problème.



2.9. Effets néfastes dus aux éléments non-linéaires

La démonstration ci-dessus nous permet aussi de comprendre l'influence (néfaste) d'un élément non linéaire dans une installation d'émission-réception. Cet élément non linéaire peut bien sûr se présenter sous la forme d'une diode, mais aussi sous la forme d'un préampli d'antenne, ou même parfois sous une forme plus perverse telle qu'une connexion oxydée ...

Si deux signaux arrivent sur un connecteur oxydé, on peut observer un changement de fréquence indésirable, et des raies parasites qui peuvent produire des interférences dans des bandes de fréquences en dehors des bandes attribuées au service radioamateur.

Modulation et changement de fréquence (mélangeur ou hétérodyne) sont donc deux concepts forts voisins.

On parlera de modulation lorsqu'une porteuse et un signal BF seront mis en jeu et que des 2 raies seront transmises, tandis qu'on parlera de changement de fréquence lorsqu'un signal HF et autre signal HF seront mis en jeu pour produire une fréquence intermédiaire.

2.10. Conclusion

La modulation AM présente de gros inconvénients :

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

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

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

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

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

3. La modulation à bande latérale unique

Si depuis fort longtemps, les radioamateurs n'utilisent plus l'AM, le chapitre suivant concernant la SSB va les intéresser au plus haut point ...

3.1. Principe

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

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

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.

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 fausse !

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...

3.2. Représentation des signaux à BLD et en BLU

⋮

- la **représentation graphique** : La figure a représente le signal sans modulation, la figure b le signal modulé par une onde sinusoïdale pure, et la figure c représente une onde modulée par de la parole.
- la **représentation mathématique** : Elle est donnée par la relation 18.
- la **représentation vectorielle** :

représent. graph. d'un signal SSB

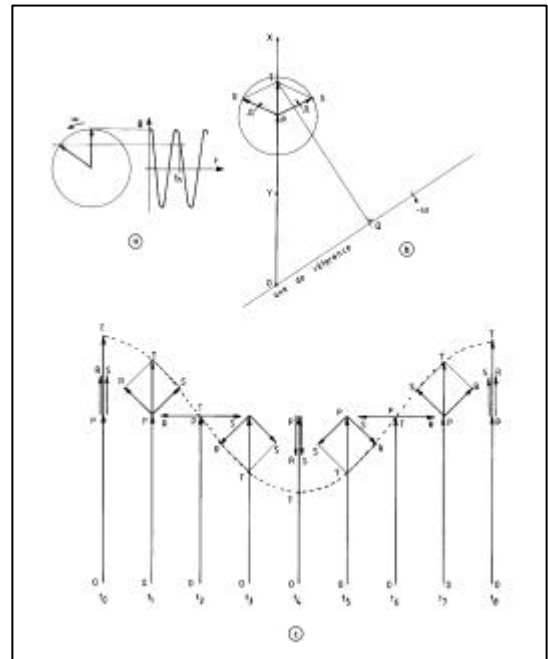
On peut aussi représenter le vecteur comme étant fixe (figure b), et la sinusoïde est alors la projection du vecteur fixe sur un axe de référence tournant à la vitesse $-\omega$ (le signe $-$ signifie que le sens est opposé).

La porteuse est représentée par le vecteur OP qui est fixe. Les composantes latérales inférieures et supérieures sont représentées par les vecteurs PR et PS de longueur $mB/2$ tournant en sens opposé autour de l'extrémité P du vecteur OP (de longueur B), avec des vitesses de rotation angulaires $-\Omega$ et $+\Omega$.

Le vecteur résultant de OP , PR et PS se déplace au rythme de la basse fréquence F entre les points OX et OY de sorte que la longueur du vecteur varie de $(1+m)B$ à $(1-m)B$.

La projection du vecteur résultant à un instant donné, sur l'axe de référence donne la valeur instantanée de l'onde modulée en AM .

La figure c donne une représentation dans le temps de la construction du vecteur résultant à plusieurs instants du signal BF .



- la **représentation spectrale** : Elle est donnée à la figure ci-contre.

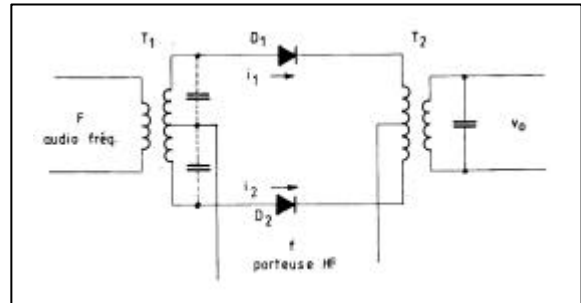
spectre modul SSB

3.3. Les modulateurs à suppression de porteuse

Le modulateur balancé, et ses dérivés (modulateur en anneau, modulateur de produit permettent de réaliser une modulation d'amplitude avec suppression de porteuse, analysons donc d'abord ces circuits.

3.3.1. Modulateur balancé

Le transfo T1 est un transfo BF dont le secondaire a une prise médiane, de telle sorte que les signaux BF appliqués à D1 et D2 soient en opposition de phase. Le transfo T2 est un transfo HF à la fréquence de la porteuse.



Le signal F (BF) est échantillonné par le signal f (porteuse). Les diodes ont donc une fonction de commutation: les diodes sont conductrices lorsque U_t est positif. Si la tension d'échantillonnage est grande par rapport au signal BF, alors apparaît un signal quasi rectangulaire.

Pratiquement les deux demi secondaires du transfo T1 seront découplés par des condensateurs.

La figure donne l'allure de la basse fréquence, de la porteuse, du courant i_1 et de la tension de sortie v_o .

Supposons donc que les diodes répondent à une loi quadratique telle que $i = a v + b v^2$, la tension appliquée à la diode D_1 et le courant qui en résulte valent donc

$$v_1 = k v + q V$$

$$i_1 = a (k v + q V) + b (k v + q V)^2$$

Rappelons notre convention d'écriture: les minuscules (v, f, \dots) se rapportent à la porteuse, tandis que les majuscules (V, F, \dots) se rapportent à la basse fréquence.

Si pour la tension v_1 on a utilisé le signe "+", pour la tension v_2 nous devons utiliser le signe "-" puisque le transfo donne un déphasage de 180° . par conséquent, la tension appliquée à la diode D_2 et le courant qui en résulte valent donc :

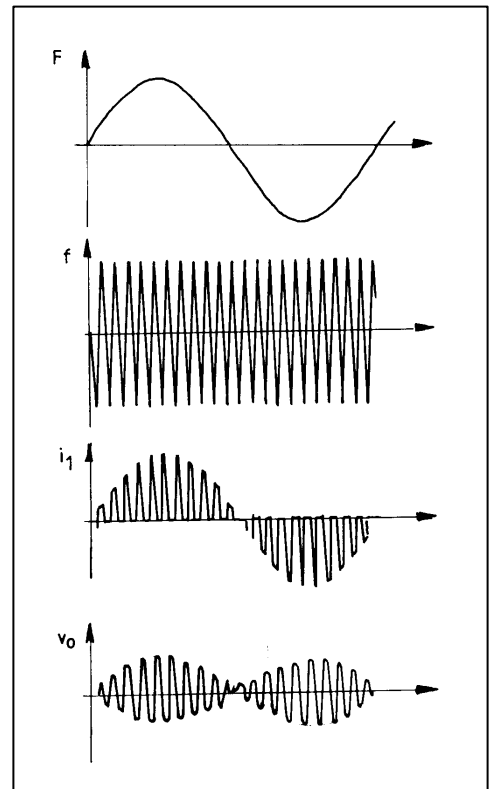
$$v_2 = k v - q V$$

$$i_2 = a (k v - q V) + b (k v - q V)^2$$

La tension de sortie v_o est proportionnelle à $i = i_1 - i_2$, donc

$$\begin{aligned} i &= [a (k v + q V) + b (k v + q V)^2] - [a (k v - q V) + b (k v - q V)^2] \\ &= 2 a q V + 4 b k q v V \end{aligned}$$

Le premier terme est en V, c'est donc de la basse fréquence et il ne nous intéresse pas! Par contre le second terme est un produit de v et V , remplaçons v par $A \cos \omega t$ et V par $B \cos \Omega t$, il vient



$$i = \dots + 4 b k q A B \cos \omega t \cos \Omega t$$

$$i = \dots + 2 b k q A B \cos (\omega + \Omega) t + \cos (\omega - \Omega) t$$

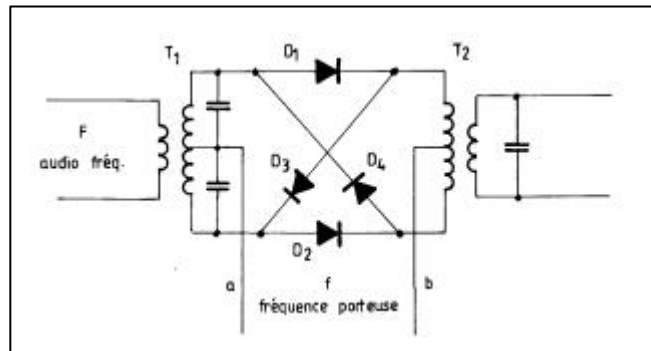
Conclusion : Un modulateur balancé ne produit que les deux ondes latérales et la porteuse est supprimée

3.3.2. Modulateur en anneau

En ajoutant deux diodes on obtient un **modulateur en anneau** encore appelé **dual balanced mixer** ou DBM ou **ring-mixer**.

Remarquez que l'anode d'une diode est reliée à la cathode de la suivante et ainsi de suite. Les diodes sont donc à la "queue-leu-leu", elles forment un anneau et cette configuration est totalement différente de celle du redresseur en pont !

Remarquez aussi la dénomination DBM qu'il ne fait pas confondre avec dBm de décibel milliwatt

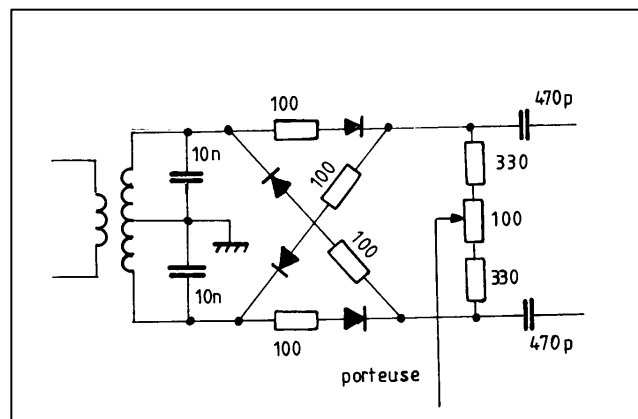


Lorsque la borne a sera positive par rapport à b, les diodes D1 et D2 conduiront, lorsque la borne a sera négative par rapport à b, les diodes D3 et D4 conduiront. On obtient ainsi un signal d'amplitude plus grande donc un meilleur rendement.

Bien sûr on pourrait reprendre le calcul ci dessus, pour chacune des diodes et calculer la tension résultante.

On constatera que la composante BF aura disparue, de même que tous les termes d'ordres impair, en effet nous avons supposé que les diodes répondaient à des lois quadratiques, en réalité il y a aussi les ordres supérieurs. Dans un modulateur en anneau les produits d'ordre impair s'annulent, donc il n'y a pas d'harmonique 3, pas d'harmonique 5 etc ...

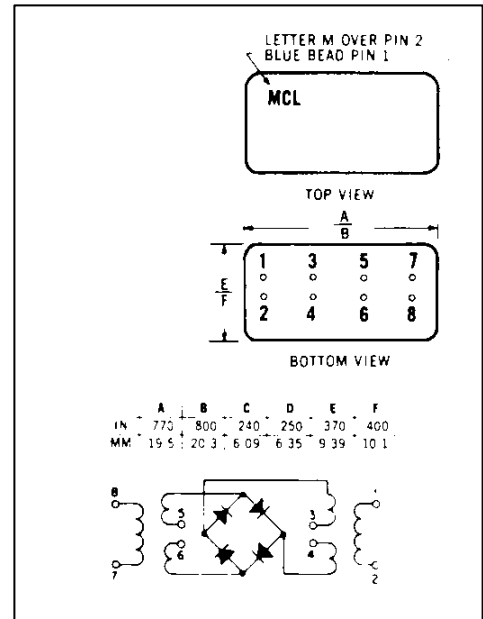
Il est important que les quatre diodes aient les mêmes caractéristiques, on dit que les diodes doivent être **pairées**. On peut prévoir dans le montage une compensation pour palier à cet inconvénient et grâce à cela on peut donc ajuster la réjection de la porteuse.



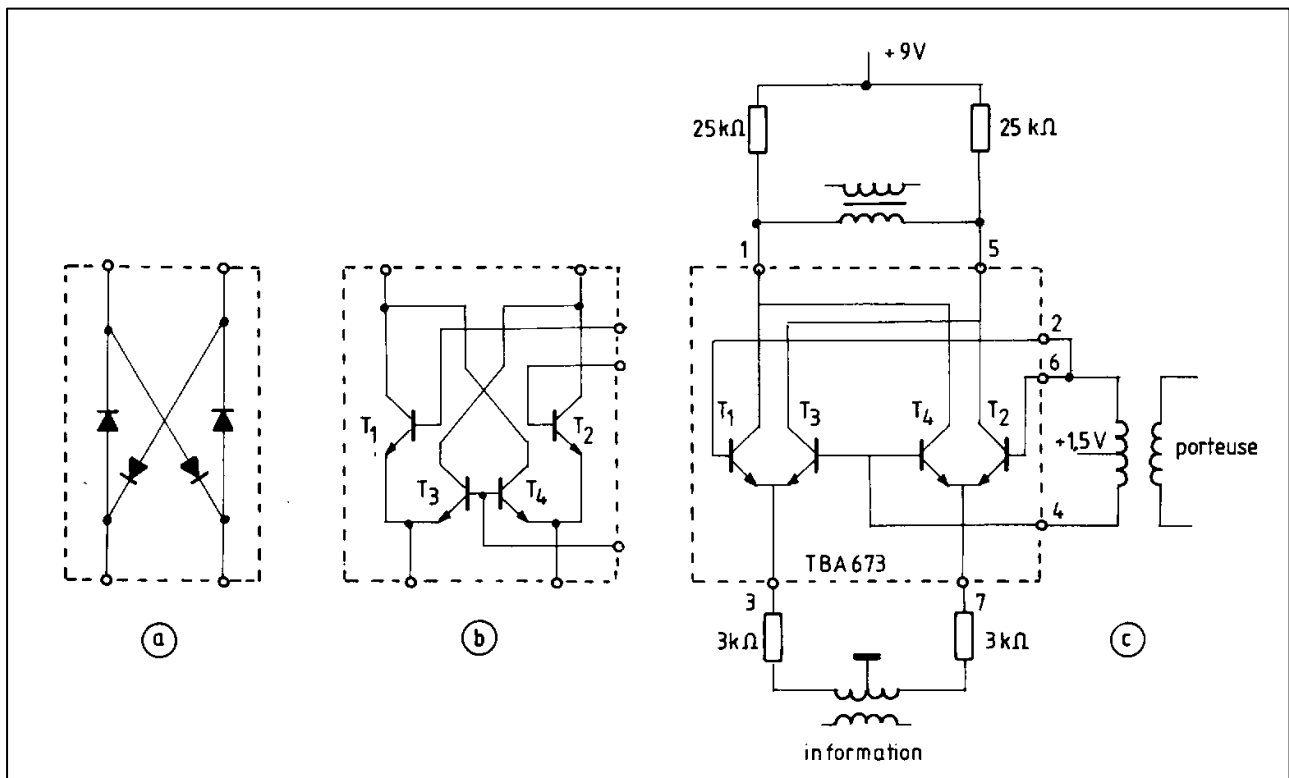
Mais les constructeurs peuvent aussi présenter sous forme d'un petit module les quatre diodes et les deux transformateurs. Ces DBM sont caractérisés essentiellement par la gamme de fréquence et par le niveau maximal de l'oscillateur local. Ces DBM sont extrêmement utilisés dans tous les montages VHF/UHF et SHF.

On distingue

- des DBM normaux avec une puissance d'oscillateur local de + 7 dBm,
- des DBM à haut niveau, qui requièrent une puissance d'oscillateur local de + 17 à + 23 dBm, ils permettent de diminuer les produits d'intermodulations dus aux forts signaux d'entrée.

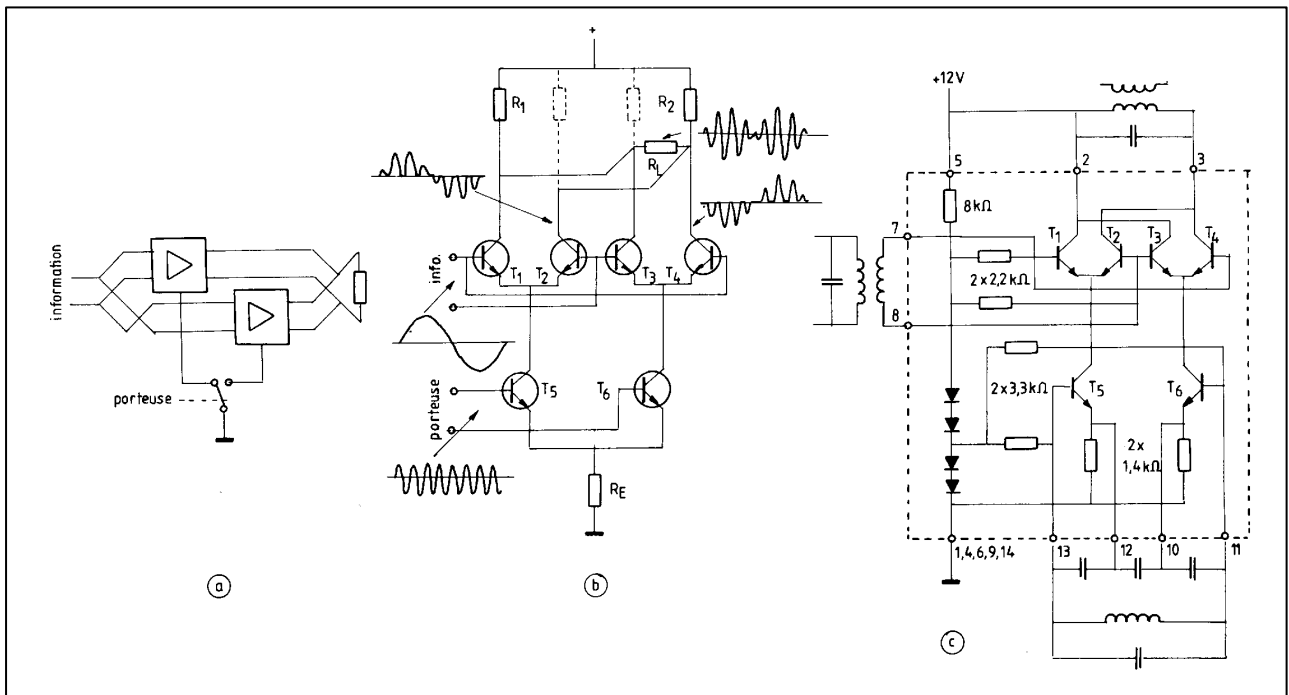


On peut aussi réaliser un modulateur en anneau avec des transistors. Par exemple, le circuit intégré TBA673 réalise cette fonction (figure c). Partons du schéma classique du modulateur en anneau (figure a), transposons cela à un schéma à transistors (figure b), et si nous redessinons ce montage, on obtient celui de la figure c. Durant une alternance T1 et T2 sont conducteurs, durant l'autre alternance c'est T3 et T4 qui sont conducteurs.



Si, sur un tel circuit est utilisé, on applique deux signaux de même fréquence mais de phase différente, il se comporte comme un comparateur de phase.

On peut encore modifier ce schéma en ajoutant deux transistors de commutation, on obtient ainsi le schéma du très populaire circuit intégré du type SO42P,



3.4. La génération des signaux à bande latérale unique

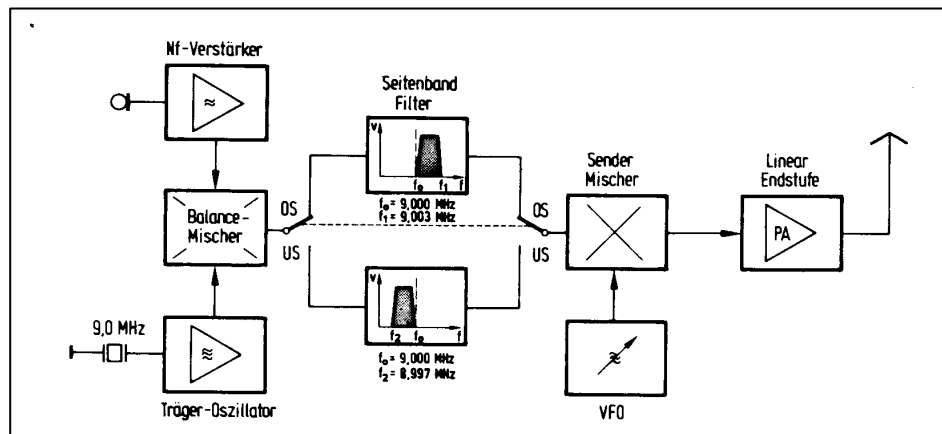
Dans le paragraphe précédent nous avons montré comment supprimer l'onde porteuse. Donc à partir du moment où on dispose d'un signal à bande latérale double, il suffit d'éliminer la bande latérale indésirable pour obtenir un signal à bande latérale unique. Pour cela il existe plusieurs méthodes

3.4.1. Par la méthode du filtrage

On peut atténuer fortement une des bandes latérales, en appliquant le signal à double bande latérale dans un filtre. Pour cela il faut disposer d'un filtre à flancs très raides tel qu'un filtre à quartz ou un filtre céramique.

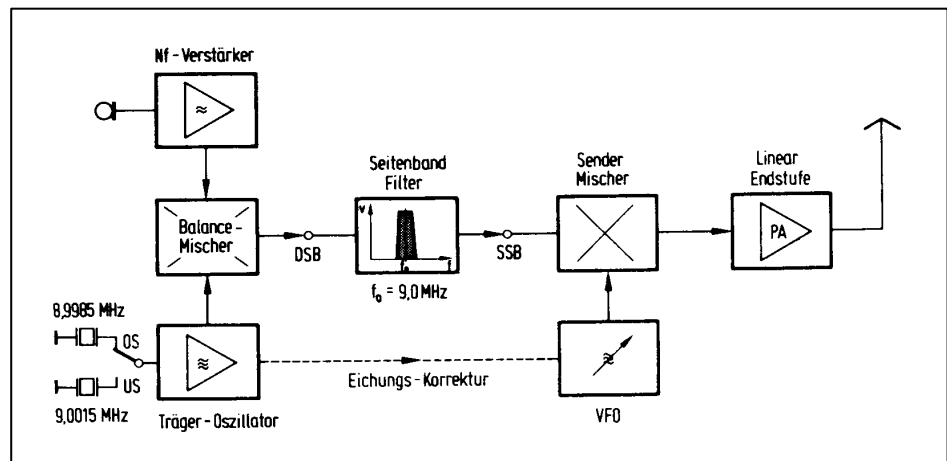
L'atténuation de la bande latérale non désirée atteint ainsi souvent plus de 40 dB. La largeur du filtre doit

permettre le passage de toutes les composantes correspondant à la bande vocale soit de 300 à 3000 Hz.



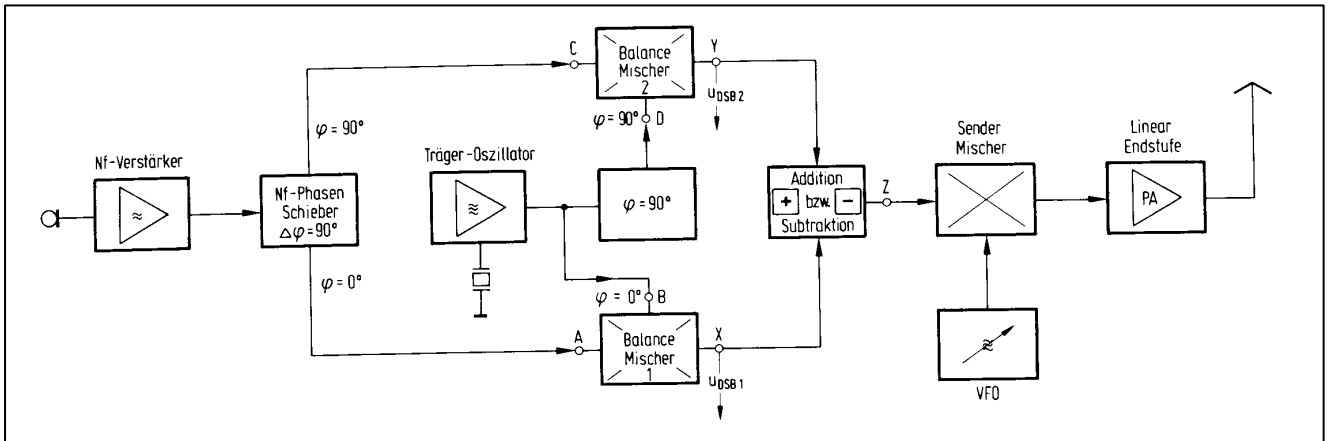
Comme le montre les figures ci-contre, il existe deux variantes :

- soit on utilise un filtre pour la LSB et un autre pour l'USB
- soit on utilise un seul filtre, mais deux oscillateurs différents. Cette solution est la plus économique.



Au début de la SSB, les "moyennes fréquences" et donc les filtres étaient en général aux environs de 9 MHz, ce qui faisait que l'oscillateur local était en dessous de 9 MHz pour les bandes basses (80 et 40 m), et que de ce fait là on utilisait la LSB. Tandis que pour les bandes hautes (20, 15 et 10 m) l'oscillateur local était au dessus de 9 MHz, et que de ce fait là on utilisait la USB. Malgré les facilités offertes par les équipements modernes, cette norme a été maintenue. Il n'y a aucune autre raison valable pour faire de la LSB en dessous de 10 MHz et de l' USB au dessus.

3.4.2. Par la méthode de déphasage



Les signaux à la sortie de M1 et de M2 sont respectivement v' et v'' et de la forme :

$$v' = k V \cos \omega t \cos \Omega t$$

$$v'' = k V \cos \left(\omega + \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(\Omega + \frac{\pi}{2} \right) = k V \sin \omega t \sin \Omega t$$

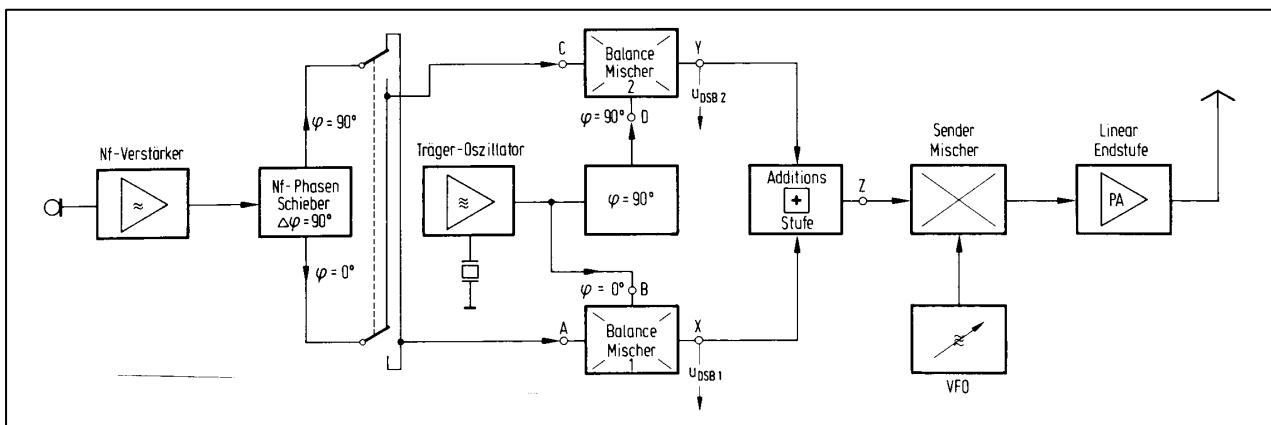
Ces deux signaux sont additionnés donc:

$$v = v' + v'' = k V \cos (\omega - \Omega) t$$

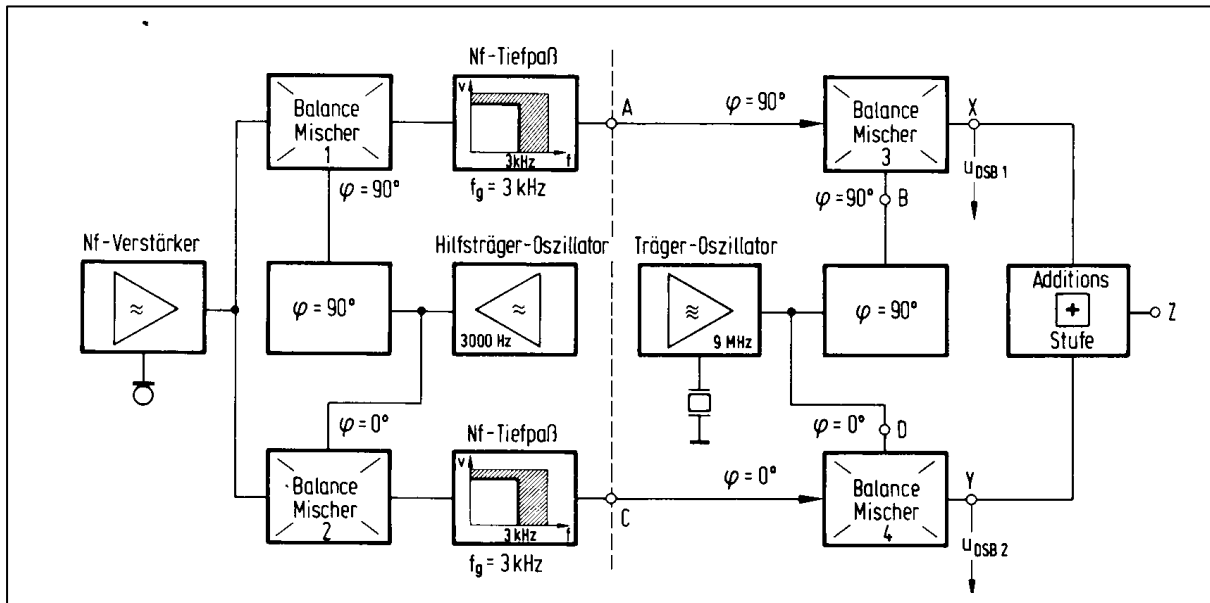
on obtient donc ainsi un modulateur à bande latérale inférieure. Par un raisonnement analogue, le modulateur de la figure 25. donne un signal de sortie de la forme

$$v = v' + v'' = k V \cos (\omega + \Omega) t$$

Variante:



3.4.3. La troisième méthode

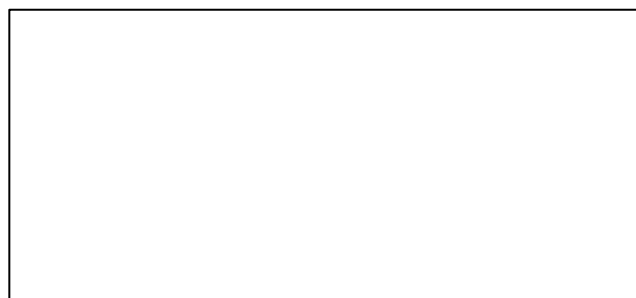


La troisième méthode s'appelle simplement **troisième méthode**. Ce n'est rien d'autre qu'une variante de la méthode par déphasage. Le signal BF (micro) est modulé par une première sous-porteuse à 3 kHz, dans un des chemins il y a un déphaseur de 90°, ce qui élimine la sous-porteuse à 3 kHz. Le signal est ensuite filtré par un filtre passe bas à 3 kHz. Il en résulte deux signaux à bande latérale inférieure s'étalant de 300 à 2700 Hz. Ces deux signaux sont alors eux-mêmes modulés par une sous-porteuse, il en résulte deux signaux à bande latérale double avec les phases indiquées. Dans notre configuration, les bandes latérales supérieures s'annulent, il reste les bandes latérales inférieures avec une amplitude double après le sommateur.

3.4.4. Le modulateur à bande latérale indépendante.

On conçoit maintenant qu'il est également possible d'envoyer deux informations différentes dans les deux bandes latérales, c'est ce que l'on appelle de la **modulation à bandes latérales indépendantes**.

On pourrait ainsi songer à transmettre une émission stéréophonique, la canal gauche dans une bande latérale, la canal droit dans l'autre. Une application dans le domaine radioamateur consiste à transmettre une image SSTV dans une bande latérale et le son qui l'accompagne dans l'autre bande latérale.



3.5. Réglage correct de modulation en SSB

Bien sûr les caractéristiques du microphone jouent un rôle important, il faut qu'il restitue fidèlement les fréquences allant de 400 à 3000 Hz et qu'au delà de ces fréquences, la courbe de réponse tombe graduellement.

La plupart des transceivers coupent parfois trop brutalement les fréquences basses et élevées. Pour remédier à cet inconvénient, il suffira de retirer le condensateur en parallèle sur le microphone et corriger certaines valeurs des condensateurs de liaisons.

Un autre problème est l'adaptation d'impédance correcte entre le microphone et l'étage d'entrée.

Le gain de l'amplificateur micro est aussi un élément important, si de nombreux amateurs trouvent agréable de voir l'aiguille RF output bouger lorsqu'ils modulent, il y a de fortes chances qu'ils surmodulent, produisant ainsi du **splatter** et des produits de mélange indésirables.

Pour un réglage correct on utilise un générateur de référence: il s'agit d'un petit boîtier avec un haut parleur qui fournit un signal sinusoïdal d'amplitude constante à 800 Hz et muni d'un anneau de garde pour maintenir le microphone à une distance normalisée. En absence d'un tel générateur on peut aussi se contenter de siffler devant le micro. Réglez alors le gain micro pour que l'aiguille RF output dévie au maximum, puis réduisez le gain micro pour que l'indication commence juste à diminuer.

Mais pour obtenir la meilleure qualité audio, la porteuse doit être positionnée correctement. Habituellement il n'y a qu'un seul filtre à quartz prévu pour la SSB et sa bande passante est de 2,7 kHz pour le service amateur. Le réglage consiste essentiellement à ajuster la fréquence de l'oscillateur de porteuse (ou oscillateur de battement ou BFO) de telle sorte que le filtre laisse passer les fréquences de 300 à 3000 Hz.

La figure ... a représente un réglage correct, la figure ...b représente un ajustage incorrect.

Pour évaluer la courbe de réponse on peut réaliser le schéma de la figure ... Appliquer d'abord un signal à 800 Hz et régler le niveau pour que votre émetteur fournisse environ 20 Watts. Faites varier la basse fréquence et noter les différents points. La puissance doit être pratiquement constante entre 300 et 3000 Hz. Sinon il faudra retoucher la fréquence de l'oscillateur de battement. Testez votre émetteur en USB et en LSB car les réglages peuvent être différents.

3.6 Porteuse supprimée ou porteuse atténuée

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

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

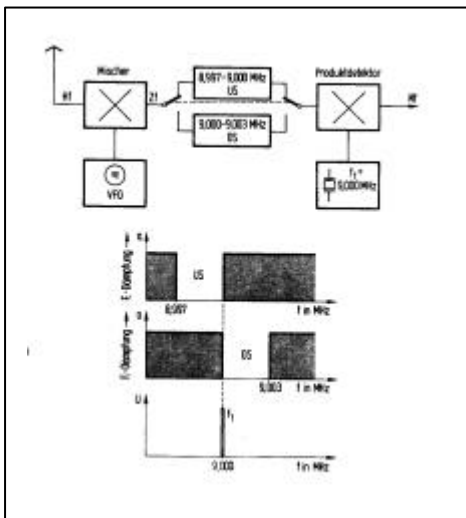
Lorsque l'atténuation de la porteuse est supérieur à 40 dB on parle de **porteuse supprimée**. Dans le cas de la téléphonie on parle alors de **J3E**.

3.7. Les problèmes de démodulation

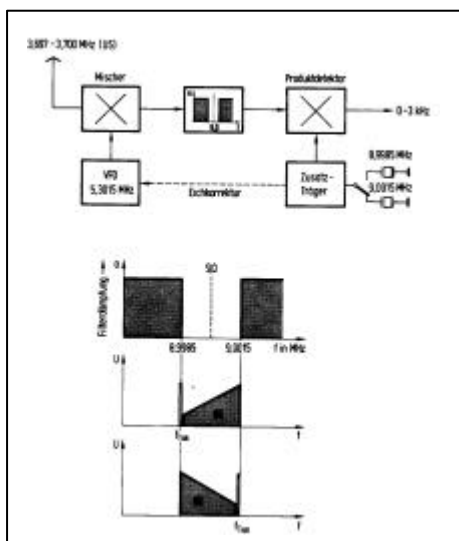
Les avantages de la bande latérale double ne sont pas gratuits. En effet, si on utilisait une détection comme en AM classique, on obtiendrait un signal audio à la fréquence double de la fréquence d'origine ... fort gênant d'entendre un baryton devenir soprano, ou la voix d'un speaker une octave plus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

Il faut donc recourir au démodulateur synchrone (figure ...)

3.8. Problème du filtre USB/LSB dans un récepteur



La première figure montre le schéma le plus simple à imaginer : on utilise deux filtres l'un pour la BLS ("OS") l'autre pour la BLI ("US").



La seconde méthode est beaucoup plus économique, il ne faut qu'un seul filtre à quartz. Cette méthode est d'autant plus économique qu'un bon récepteur est prévu d'un filtre à quartz SSB normal avec une largeur de 2,4 à 2,7 kHz et d'un filtre SSB étroit avec une largeur de 1,8 à 1,5 kHz utilisé pour les contests.

3.9. Application de la modulation à bande latérale double à la stéréophonie

Il n'est pas possible de donner ici tous les détails relatifs à la stéréophonie, en fait l'évolution a d'abord vu des émetteurs en AM, puis des émetteurs en FM, et puis voulant faire mieux on a fait de la stéréophonie, et bien que la stéréophonie fasse appel à la FM, dans le processus on a recourt à une technique de modulation à bande latérale double...

Par souci d'une meilleure reproduction spatiale on a introduit la stéréophonie qui consiste à capter les sons en deux endroits différents (côté gauche ou "L", et côté droit ou "R"). Sur un disque vinyle, chaque côté du sillon contient une information (L ou R). Mais en radio, pour que ce système soit compatible (= *tout ancien récepteur mono doit pouvoir recevoir en mono les émissions diffusées en stéréo*) et rétrocompatible (= *tout récepteur stéréo doit pouvoir recevoir en mono les émissions diffusées en mono*) ,

- il faut transmettre le signal complet (L + R) comme en mono, et,
- il faut ajouter le signal (L-R) au moyen d'une sous porteuse auxiliaire.

Si on module une sous porteuse simplement en amplitude, la présence de cette sous-porteuse à niveau constant va exiger une forte excursion de fréquence (voir la modulation de fréquence) au détriment de l'information utile.

C'est pourquoi on fait appel à la modulation à bande latérale double et à porteuse supprimée. Cependant pour faciliter la restitution du signal (L-R) à la réception, on ajoute une tonalité pilote à 19 kHz. Cette tonalité est au dessus du spectre (L+R) , et son amplitude est réduite de telle sorte que l'excursion de fréquence est limitée à 10 % de l'excursion du signal principal.

La figure ??? représente le schéma bloc d'un codeur stéréo. Les signaux des deux sources sont envoyés vers un circuit d'addition/soustraction pour produire les signaux (L+R) c-à-d le signal mono et (L-R) . celui-ci est modulé dans un modulateur en anneau par la sous porteuse à 38 kHz, puis on additionne ces signaux avec le signal pilote à 19 kHz pour attaquer l'émetteur FM.

A la réception sépare le signal en trois voies par des filtres. la voie (L+R) représente le signal mono, la voie (L-R) , et le pilote. Après multiplication de la fréquence pilote par 2, on retrouve la sous-porteuse à 38 kHz qui sera utilisé pour démodulé le signal (L-R).

Enfin les signaux (L+R) et (L-R) sont appliqués à une matrice pour obtenir les signaux L et R.

Toutes les fonctions de décodage stéréo peuvent être faites à l'aide d'un seul circuit intégré (par exemple MC1310, ...).

3.10. ACSB ou Amplitude Compandored Single Sideband

Un des problèmes rencontrer en SSB en mobile est la difficulté de maîtriser le clarifier.

En ACSB on ajoute une tonalité pilote à 3.1 kHz et 10 dB plus faible que la valeur pep. Cette tonalité sert à verrouiller une boucle de phase dans le récepteur.

Cette tonalité sert aussi à contrôler l' AGC.

4. La modulation à bande latérale résiduelle

La modulation à bande latérale résiduelle est principalement utilisée dans la transmission d'un signal vidéo. La modulation d'amplitude (à onde porteuse réduite ou non) nous conduirait à occuper en RF des bandes passantes de 11 MHz (si on limite la bande passante à 5,5 MHz), ce qui réduit le nombre de canaux à 5 canaux en VHF et 29 en UHF.

La modulation d'amplitude nous conduirait à utiliser des filtres dont la bande passante irait de 25 Hz à 5,5 MHz, et un tel filtre introduirait un retard de groupe important.

On transmet donc une bande latérale complète, 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 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 2x (6dB).

Les filtres à ondes de surface (SWF ou FOS) offrent ici une solution fort élégante.

Ici non plus, il n'est pas possible de donner tous les détails relatifs à la télévision en couleur... et nous n'envisagerons d'ailleurs que le système PAL.

A nouveau pour des raisons de compatibilité (un vieux poste doit pouvoir recevoir les nouvelles émissions) et de rétrocompatibilité (un nouveau poste doit aussi pouvoir recevoir les anciennes émissions...° on est obligé d'envoyer le signal de luminance Y tel qu'il apparaît en tv monochrome et un autre signal contenant l'information de chrominance.

La couleur est déterminée par une teinte c.-à-d. une longueur d'onde qui varie de 400 nm pour le rouge à 700 nm pour le violet
sa saturation c.-à-d l'intensité de la couleur par rapport au blanc

L'expérience montre qu'il est possible de reproduire à l'aide de trois sources colorées d'intensité réglable, la même sensation colorée que celle fournie par une source colorée quelconque. C'est la loi de Grassmann $F = r(R) + g(G) + b(B)$.

D'autre part la sensibilité de l'oeil humain n'est pas identique pour toutes les couleurs.

Une image TVC se compose donc d'un signal luminance Y et de deux signaux différence de couleur (R-Y) et (B-Y).

5. Les modulations angulaires

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.

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 U_M du signal basse fréquence.

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

Prenons par exemple un signal à 145,500 MHz, et modulons le, par un signal à 1200 Hz. Si l'amplitude du signal BF augmente, la fréquence augmentera aussi. A l'amplitude maximum positive correspond par exemple une fréquence de 145,503 MHz, et à l'amplitude maximum négative correspond par exemple une fréquence de 145,497 MHz. On dira alors que l'**excursion de fréquence** (en anglais "deviation", en néerlandais "zwaai" et en allemand "Hub") 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 "**Df**".

Une caractéristique de la modulation de fréquence est l'**indice de modulation** (en anglais "modulation index", en allemand "Modulationsindex") 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

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

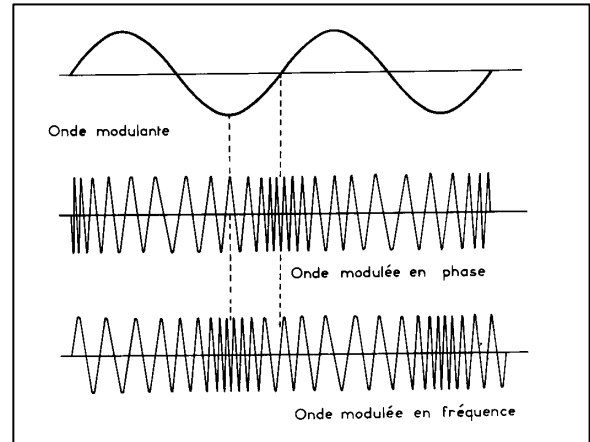
L'expression vectorielle d'une onde modulée en fréquence sera un vecteur ????????????

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 :

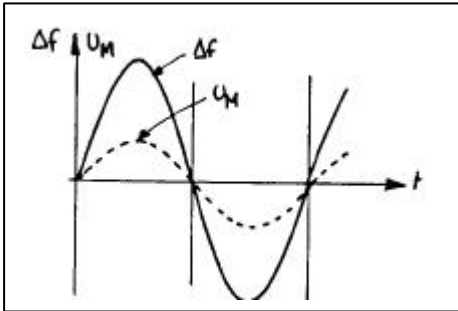
On peut se demander comment varie la phase d'un signal modulé en fréquence:



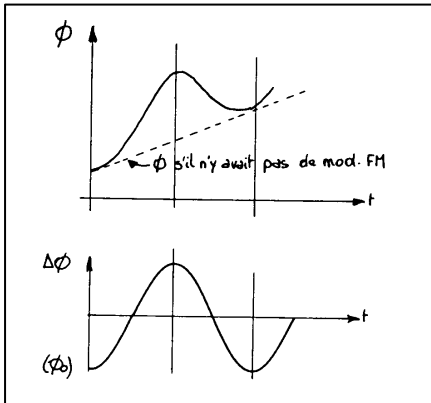
Dans le cas de la modulation de fréquence, la figure a représentée la variation de Δf en fonction de la tension modulante. La figure b représente la variation de phase dans le cas où il n'y a pas de modulation FM et dans le cas où il y a de la modulation FM. Ce qui nous intéresse plus particulièrement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

On peut aussi résumer la situation de la façon suivante:

Modulation de fréquence

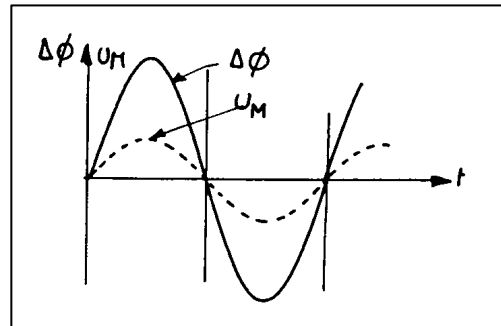


- La déviation de fréquence Δf est
- est proportionnelle à U_m
 - est indépendante de F
 - est en phase avec U_M

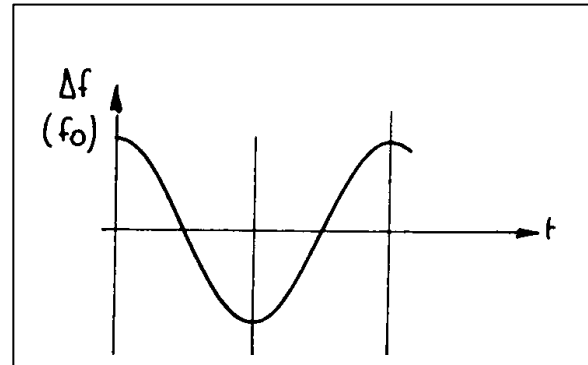


- Dans le cas de la modulation de fréquence, la déviation de phase $\Delta\phi$ est
- est proportionnelle à U_m
 - est inversement proportionnel à la fréquence F
 - est déphasé de 90° en arrière

Modulation de phase



- La déviation de phase $\Delta\phi$
- est proportionnelle à U_m
 - est indépendant de F
 - est en phase avec U_M



- Dans le cas de la modulation de phase, la déviation de fréquence Δf
- est proportionnelle à U_m
 - est proportionnel à la fréquence F
 - est déphasé de 90°

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 ($m > 1$).

5.4.1. Modulation FM à bande étroite

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

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

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

nous pouvons donc simplifier pour obtenir

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

ou encore

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

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.

5.4.2. Modulation FM à bande large

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

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

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

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

Après transformation on arrive à

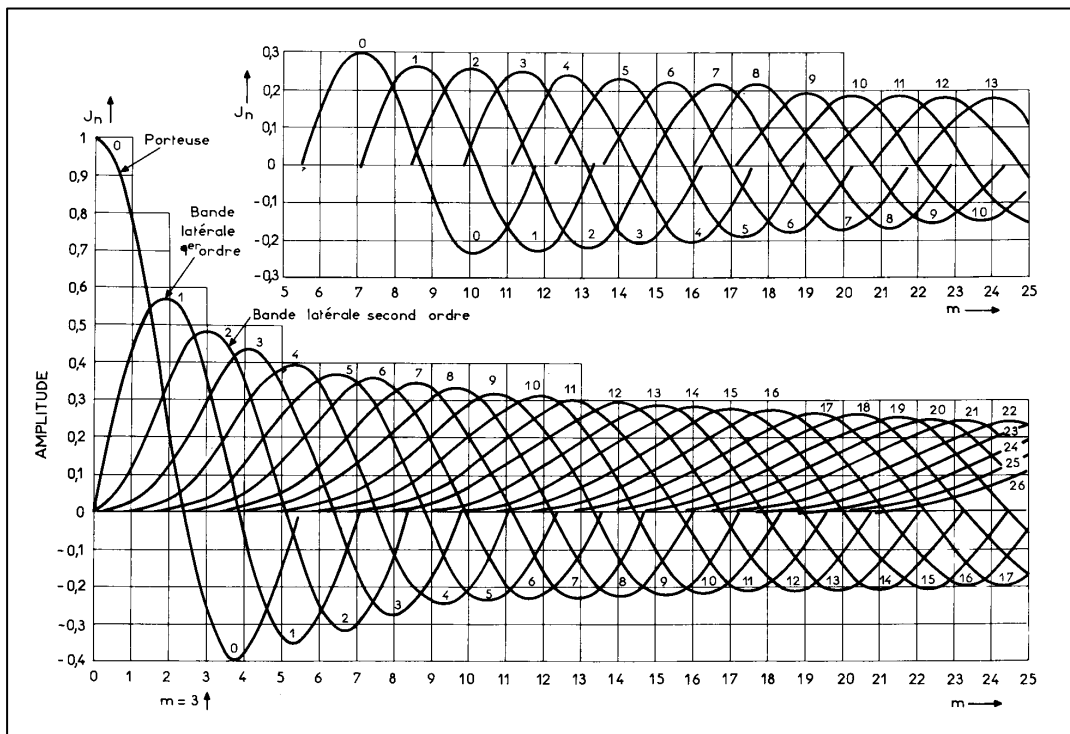
$$v = A \{ + J_0(m) \cos \omega t \\ - J_1(m) [\cos (\omega - \Omega) t - \cos (\omega + \Omega) t] \\ + J_2(m) [\cos (\omega - 2 \Omega) t - \cos (\omega + 2 \Omega) t] \\ - J_3(m) [\cos (\omega - 3 \Omega) t - \cos (\omega + 3 \Omega) t] \\ + J_4(m) [\cos (\omega - 4 \Omega) t - \cos (\omega + 4 \Omega) t] \\ - J_5(m) [\cos (\omega - 5 \Omega) t - \cos (\omega + 5 \Omega) t] \}$$

$$+ J_6(m) [\cos(\omega_c - 6\omega_m)t - \cos(\omega_c + 6\omega_m)t] \\ - \text{etc ...} \quad [7]$$

$J_n(m)$ 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

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

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 (± 1) , (± 2) , (± 3) , (± 4) , (± 5) , ...

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

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 $B = 2 f$.

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 : $B = 2 F (1 + m)$ [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.

5.5. Préaccentuation et désaccentuation

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

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

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

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

D'après cette relation si on fixe un certain f , 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 (88 à 108 MHz) ou pour le son TV (norme 625 lignes) : on utilise une cellule RC dont la constante de temps est de 75 μ s (50 μ s aux USA).
- pour la NBFM (radiotéléphonie, FM sur 145 ou 430 MHz, ...)
- pour la vidéo on utilise une cellule plus complexe :

5.6. Limitation de la bande de fréquence à l'émission

5.7. Gain de modulation

Supposons un récepteur FM dans la bande des 2 mètres, dont la largeur du circuit FI est de 12,5 kHz. La puissance de bruit est égale à

$$P_{\text{bruit}} = k T B = 1,38 \cdot 10^{-23} \times 290 \times 12,5 \cdot 10^3 = 5 \cdot 10^{-17} \text{ watts} = -163 \text{ dBW} = -133 \text{ dBm}$$

Mais un récepteur possède toujours un facteur de bruit. Supposons que celui-ci soit de 3 dB, cela veut dire qu'en dessous de $-133 + 3 \text{ dBm}$ soit -130 dBm on n'entendra absolument RIEN ! ce niveau est encore appelé "noise threshold".

S'il y a un signal 10 dB au dessus de cette valeur, donc à -130 dBm , on dira que le rapport C/N ("Carrier on Noise") est de 10 dB.

La figure XXX représente les caractéristiques comparées entre l' AM et la FM. Au delà d'un certain niveau d'entrée, il y a une amélioration du rapport S/B dû au type de modulation. On appelle cela le gain de modulation et il vaut

$$\text{Gain de modulation} = 3 (\text{indice de modulation})^2$$

Pour rappel :

$$1 \mu\text{V} / 50 \text{ ohms} = 0 \text{ dB}\mu\text{V} = -107 \text{ dBm}$$
$$S_9 = 50 \mu\text{V} / 50 \text{ ohms} = 34 \text{ dB}\mu\text{V} = -73 \text{ dBm}$$

Les valeurs typiques actuelles de sensibilité pour obtenir un rapport SINAD de 12 dB sont :

- 0,12 μV soit -125 dBm pour un récepteur "très sensible"
- 0,2 μV soit -121 dBm pour un "bon récepteur"

5.8. Changement de fréquence et multiplication

Lorsqu'un signal modulé en fréquence subit un changement de fréquence on ne modifie pas la déviation.

Lorsqu'un signal modulé en fréquence subit une multiplication de fréquence la déviation est également multipliée.

5.9. Modulateurs de fréquences

Il y a deux méthodes essentielles:

- la modulation directe où on agit directement sur la fréquence ou la phase du signal généré
- la méthode indirecte où on génère d'abord le signal, puis on fait varier sa phase dans un autre étage.

5.10. Démodulateurs de fréquence

La démodulation comporte habituellement deux étapes:

- la limitation du signal: le limiteur a pour but de supprimer la modulation d' amplitude parasite (perturbations dues à la propagation, parasites atmosphériques et industriels, ...)
- le discriminateur : il a pour but de traduire les variations de fréquences en variations d'amplitudes.

Discriminateur de flanc: Si on utilise une simple détection (comme en AM) mais que le circuit n'est pas accordé sur la fréquence, alors la tension de sortie sera proportionnelle à la fréquence instantanée du signal, c'est bien le but recherché.

Discriminateur Travis à 2 circuits accordés: On améliora la linéarité du montage précédent, en utilisant 2 circuits accordés sur des fréquences situées de part et d'autre de la fréquence porteuse.

Discriminateur de phase ou Foster- Seeley:

Discriminateur de rapport :

Avantage : effet autolimiteur.

Détecteur en quadrature (encore appelé 'coincidence demodulator', 'product detector' ou 'phase detector') : Ce type de détecteur est probablement le plus répandu, il se présente sous forme d'un circuit intégré avec un seul circuit accordé : citons SO41P, TBA120, CA3189,

Boucle à verrouillage de phase :

5.11. Mesure de la déviation de fréquence

Au fait le problème consiste à connaître le niveau audio à appliquer à l'entrée d'un émetteur pour produire une déviation donnée.

Pour un modulateur FM donné le rapport $f / \Delta f$ est fixe et s'appelle la pente du modulateur. Dans le récepteur le rapport $\Delta f / f$ est également fixe et s'appelle la sensibilité du démodulateur.

Il existe bien sûr des mesureurs de déviation que l'on peut éventuellement construire soit même (voir ARRL Handbook 1989 page ...)

Mais on peut aussi utiliser directement la propriété d'annulation de la porteuse. En effet la porteuse s'annule pour $m = 2,408$ et si pour une fréquence F donnée on sait mesurer le niveau pour laquelle elle annule la porteuse on pourra en déduire $f = 2,408 \times F$.

Il faut cependant veiller à 2 conditions :

- la fréquence F doit se trouver dans la plage audio du système, et,
- la valeur f doit être une valeur acceptable pour le système.

Il n'est généralement pas nécessaire de disposer d'un équipement de mesure sophistiqué et coûteux pour réaliser la mesure, nous allons montrer qu'avec les équipements d'une station radio amateur il est possible de mesurer Δf avec une grande précision ... presque aussi grande qu'avec des appareils de mesures de rêve ...

Pour pouvoir mesurer l'annulation de la porteuse, il faut pouvoir la détecter. Une méthode par battement convient parfaitement, et on peut utiliser un récepteur décimétrique SSB/CW précédé d'un convertisseur VHF/28 MHz ou UHF/28 MHz. Comme il faut pouvoir "isoler" la porteuse des autres raies il faut utiliser

- soit un filtre CW avec une bande passante de 500 Hz, la mesure se fera en utilisant le S mètre.
- soit un filtre audio extérieur centré sur 800 Hz par exemple et avec une bande passante de l'ordre de 500 Hz. Ce filtre sera suivi d'un millivoltmètre AC

Exemples :

Un microphone fournit 50 mVcc et on voudrait une excursion de 5 kHz. Le premier zéro apparaît pour $F = f/2,408 = 2,08$ kHz. On appliquera donc un signal à 2,08 kHz avec un niveau de 50 mVcc sur l'entrée micro et on réglera le potentiomètre de 'déviation' (voir la documentation du tcvr) pour une annulation de la porteuse. En procédant ainsi on n'a pas tenu compte de la préaccentuation.

En NBFM on spécifie habituellement l'excursion à obtenir (généralement 5 kHz) pour une fréquence bien précise (généralement 1000 Hz). Soit donc noter tcvr avec son micro qui fournit 50 mVcc. L'annulation se produira pour un $f = m F = 2,4 \times 1000 = 2400$ Hz. Comme 50 mV cc doivent fournir une excursion de 5 kHz, il faudra appliquer à l'entrée du micro un niveau de $50 \times 2400 / 5000 = 24$ mV cc soit 8,5 mVeff et régler le potentiomètre de déviation pour obtenir l'annulation de la porteuse.

6. Références

- Erich Stadler, Modulations-verfahren, Vogel Verlag, 1980, ISBN 3-8023-0086-6
- Cours de Radioélectricité, Tome II, Les oscillateurs et Emission et réception en AM, Volume B8, Août 1968, ABL
- Cours de Radioélectricité, Tome III, La modulation de fréquence, Volume B9, Novembre 1966, ABL
- Les systèmes radio à bande latérale unique, Volume B12, Mars 1977, ABL
- Decesari, WA9GDZ/6 , The FM advantage, Ham Radio September 1984 p 38
- Mathy, L'analyse spectrale en AM et en FM, Hewlett Packard,

- l'Emission et la Réception d'amateur, Roger Raffin F3AV, Editions Techniques et Scientifiques Francaises, 1988, ISBN 2-85535-171-6

Table des matières

1. Introduction	1
2. La modulation d'amplitude	2
2.1. Principe général.....	2
2.2. Analyse du contenu spectral.....	3
2.3. Enveloppe du signal AM	4
2.4. Calcul de l'énergie dans chacune des raies du spectre	5
2.5. Taux ou profondeur de modulation	7
2.6. Le rapport Signal/Bruit après détection	8
2.7. Les modulateurs AM.....	9
2.8 Vérification des émetteurs AM :	12
2.9. Effets néfastes dus aux éléments non-linéaires	13
2.10. Conclusion	13
3. La modulation à bande latérale unique	15
3.1. Principe	15
3.2. Représentation des signaux à BLD et en BLU :	17
3.3. Les modulateurs à suppression de porteuse.....	18
3.3.1. Modulateur balancé	18
3.3.2. Modulateur en anneau.....	19
3.4. La génération des signaux à bande latérale unique	22
3.4.1. Par la méthode du filtrage.....	22
3.4.2. Par la méthode de déphasage	23
3.4.3. La troisième méthode	24
3.4.4. Le modulateur à bande latérale indépendante.	24
3.5. Réglage correct de modulation en SSB.....	25
3.6 Porteuse supprimée ou porteuse atténuée	25
3.7. Les problèmes de démodulation.....	26
3.8. Problème du filtre USB/LSB dans un récepteur.....	26
3.9. Application de la modulation à bande latérale double à la stéréophonie.....	27
3.10. ACSB ou Amplitude Compandored Single Sideband.....	27
4. La modulation à bande latérale résiduelle.....	28
5. Les modulations angulaires	29
5.1. But	29
5.2. Principe	29
5.3. Relation FM-PM	30
5.4. Spectre et bande passante.....	32
5.4.1. Modulation FM à bande étroite.....	32
5.4.2. Modulation FM à bande large.....	32
5.5. Préaccentuation et désaccentuation.....	34
5.6. Limitation de la bande de fréquence à l'émission.....	35
5.7. Gain de modulation.....	36
5.8. Changement de fréquence et multiplication	36
5.9. Modulateurs de fréquences	36
5.10. Démodulateurs de fréquence.....	36
5.11. Mesure de la déviation de fréquence	38
6. Références.....	38
Table des matières	39