



Troisième partie :

ELECTRONIQUE DES TELECOMMUNICATIONS

Les modulations analogiques

Modulation d'amplitude

Propriétés spectrales

Méthodes de modulation

Détection (AM –porteuse supprimée –BLU)

La structure du récepteur AM classique

Superhétérodyne-super réaction

La modulation de fréquence

Propriétés spectrales

Méthodes de modulation

Détection FM

Modulation de phase

Les modulations complexes , sous porteuse, modulations en quadrature

Modulation analogiques d'impulsions

Modulations numériques

Les signaux numériques

MIC bruit de quantification compression

Modulation delta Codeur $\Delta\Sigma$

Transmission en bande de base

Transmission avec porteuse

ASK-FSK-PSK

Etalement de spectre

Introduction

Un système de télécommunications a pour fonction essentielle de permettre à différents utilisateurs , humains ou machines , d'échanger des informations sous forme de messages analogiques ou numériques, qui circulent sur canaux de transmission .

La quantité d'information transmise est proportionnelle à la durée du message ainsi qu'à son contenu spectral. Pour un message analogique la grandeur essentielle est la densité spectrale de puissance , pour un message numérique c'est le débit en bits par seconde

Les messages analogiques les plus courants transportent parole , musique ou images. L'oreille humaine est sensible aux sons dont la fréquence s'étend de 30 hertz à une quinzaine de kilohertz, une bande passante de 15 à 20kHz suffit donc pour transmettre sans dégradation un message musical. Cependant la densité spectrale est faible au delà de 5kHz et une qualité encore acceptable est possible avec seulement 5kHz de bande , c'est ce qui se passe pour la radiodiffusion sur grandes ou petites ondes (France Inter , Radio Luxembourg, Europe I etc.) Une bande réduite de 300 à 3500Hz permet encore de conserver l'intelligibilité ,c'est ce qui est retenu pour le téléphone .

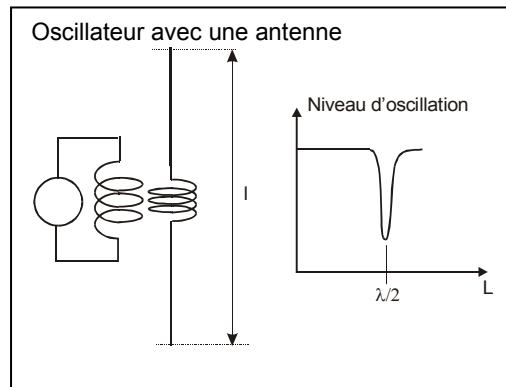
Compte tenu de l'acuité visuelle une image de 60 cm de large vue à 3 mètres se contente de quelques 800 points par lignes et 600 lignes. Dans ces conditions un calcul simple montre que la bande passante nécessaire pour sa retransmission fidèle est d'au moins 6Mhz , et ceci pour une image monochrome , en couleurs c'est 3 fois plus. Les systèmes de télévision actuels se contentent de ces 6Mhz pour une image couleur grâce à une compression des données permise par les particularités de notre œil. Si l'on désire augmenter la taille de l'image sans que le lignage ne soit perceptible il faut augmenter considérablement le débit d'information transmis ou faire appel à des méthodes de codage complexes.

Pour les messages numériques les débits vont de 1200 bits par seconde pour des textes simples comme c'est le cas du Minitel, plusieurs dizaines de milliers de bits/sec pour Internet et des millions pour les liaisons entre ordinateurs ou centraux téléphoniques. On retiendra que pour transmettre N bits par seconde il faut une bande passante de l'ordre de N hertz.

Les messages précédents fournis directement par les capteurs , microphones , caméra lecteurs de disquettes ou CD Rom etc ..sont appelés **messages en bande de base**. Il n'est pas possible en général de les transmettre sous cette forme car les canaux de transmission sont le plus souvent des systèmes résonnants .

L'exemple le plus connu est l'antenne . Considérons un oscillateur dont le bobinage comporte un secondaire relié à deux tiges métalliques de longueur l (figure) .Si l est faible le secondaire peut être considéré comme 'en l'air ' et n'intervient pas dans le fonctionnement du circuit.

Lorsque l augmente l'amplitude de l'oscillation ne change d'abord pas ,(la fréquence varie cependant un peu car le fil se comporte comme un petit condensateur), puis baisse brutalement et passe par un minimum pour reprendre ensuite sensiblement son niveau initial. Pour une valeur bien déterminée de la longueur l tout se passe comme si l'oscillateur était chargé par une résistance, il y a échange d'énergie avec le milieu extérieur et création d'une onde électromagnétique qui se propage dans tout l'espace. On peut constater que cette longueur particulière est la moitié de la distance parcourue par la lumière en une période (ce que l'on appelle longueur d'onde). Si la longueur l est fixe on peut bien sûr observer le même phénomène en faisant varier la fréquence de l'oscillateur. Ainsi une antenne est un système résonnant qui ne peut fonctionner que sur une bande étroite de fréquence.





Pour être transmis par voie hertzienne grâce à une antenne un message doit être transformé en un **signal à bande étroite**, cette transformation est appelée modulation. Plusieurs types de modulation sont possibles, le paragraphe suivant va leur être consacré.

LES MODULATIONS ANALOGIQUES

Il s'agit de transformer un signal en bande de base (signal modulant) fourni par un capteur , en un signal .(signal modulé) dont le spectre est situé dans une bande étroite centrée sur une valeur que l'on appelle fréquence porteuse

La méthode retenue consiste à modifier au rythme du signal modulant l'un des paramètres d'un oscillateur sinusoïdal.

Trois solutions sont possibles .

A partir d'un signal sinusoïdal $v = A \cdot \cos(\omega_0 t + \phi)$

1° On modifie l'amplitude, le signal est de la forme $v = A \cdot s(t) \cos \omega_0 t$ $s(t)$ étant le signal modulant et ω_0 la pulsation de l'oscillateur que l'on appelle pulsation de porteuse ($\omega_0/2\pi$ est la fréquence porteuse). On parle de modulation d'amplitude AM (Amplitude Modulation).

2° On modifie la fréquence au rythme du signal modulant autour d'une valeur moyenne , c'est la modulation de fréquence.(FM frequency modulation)

3° **c'est le terme de phase qui est modifié. C'est la modulation de phase qui est d'ailleurs peu différente d'une modulation de fréquence comme nous le verrons plus loin.**

MODULATION D'AMPLITUDE (A M)

L'amplitude est une grandeur essentiellement positive ,la modulation en amplitude d'une porteuse de pulsation ω_0 par un signal modulant $s(t)$ est représentée par l'équation :

$$v = A(1 + m \cdot s(t)) \cos \omega_0 t$$

le coefficient m positif est choisi de façon que la somme $1+m \cdot s(t)$ soit toujours positive .

PROPRIETES SPECTRALES D'UNE MODULATION D'AMPLITUDE

Plaçons nous dans le cas simple ou le signal modulant $s(t)$ est une sinusoïde de pulsation Ω , l'expression précédente devient :

$$v = A(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

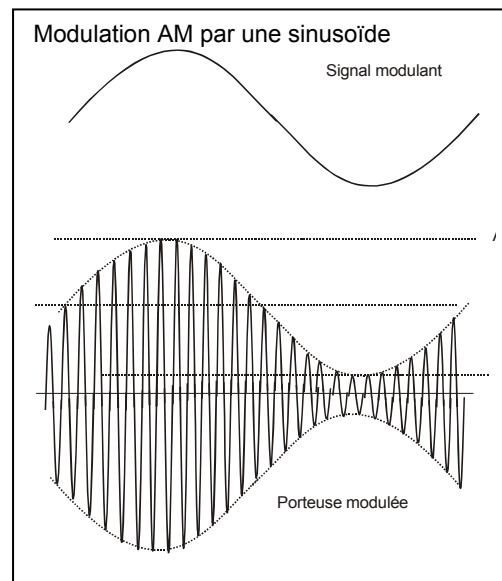
m est appelé **profondeur de modulation** . A l'oscilloscope une porteuse modulée en amplitude par un signal sinusoïdal a l'aspect caractéristique ci contre . L'enveloppe du signal est le signal modulant $s(t)$.

Dans ce cas v peut se développer en

$$v = A \cos \omega_0 t + \frac{Am}{2} [\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t]$$

Le premier terme est la porteuse non modulée , les deux autres sont des sinusoïdes de fréquences somme et différence .Le spectre du signal est donc constitué de 3 raies ,la porteuse et deux raies latérales .Notons toutefois que le résultat n'est simple que si la fréquence du signal modulant est inférieure à celle de la porteuse , sinon il se produit un phénomène semblable au repliement de spectre bien connu lors d'un échantillonnage .

Si le signal modulant n'est pas sinusoïdal il est défini par son spectre de puissance $S(f)$,

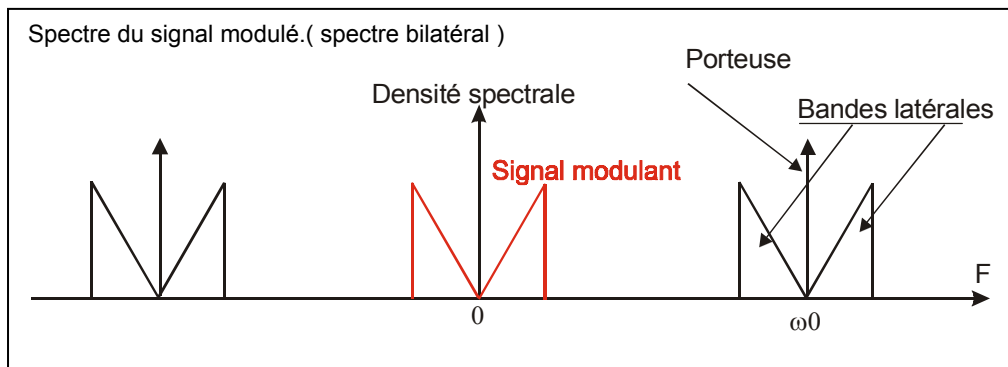
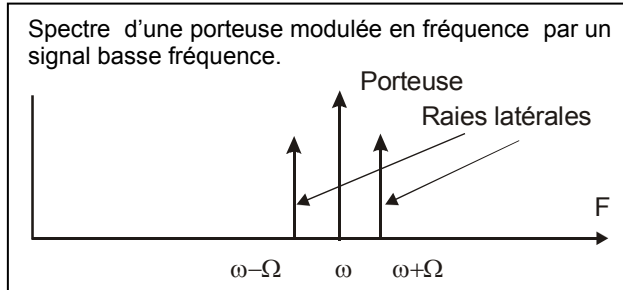


$$v(t) = A \cos \omega_0 t + Am \cos \omega_0 t \cdot s(t)$$

a pour transformée de Fourier

$$V(j2\pi f) = \frac{A}{2} [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] + \frac{Am}{2} [S(\omega - \omega_0) + S(\omega + \omega_0)]$$

On retrouve la porteuse (les deux premiers termes en δ) et le spectre du signal modulant reproduit de part et d'autre de cette porteuse .C'est ce que l'on appelle les **bandes latérales** .



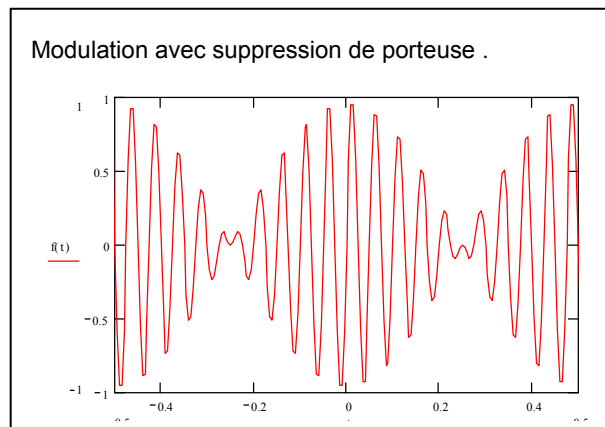
Revenons au signal modulant sinusoïdal.

$$v = A \cos \omega_0 t + \frac{Am}{2} [\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t]$$

L'énergie du premier terme , la porteuse , est $A^2/2$ alors que celle de chacune des raies latérales est $A^2 m^2/4$.Pour une profondeur de modulation maximale $m=1$ les raies latérales qui transportent seules l'information n'utilisent chacune que la moitié de la puissance de la porteuse, le rendement maximal est donc de 1/2, il est bien inférieur si la profondeur de modulation est plus faible.

Pour accroître le rendement , la porteuse qui ne porte aucune énergie mais consomme une puissance constante , peut être supprimée, il suffit de supprimer le terme constant de la parenthèse $(1+m \cos \Omega t)$, mais alors l'enveloppe du signal ne reproduit pas le signal modulant, le changement de signe de $m \cdot \cos \Omega t$ provoque une inversion de phase de la porteuse .

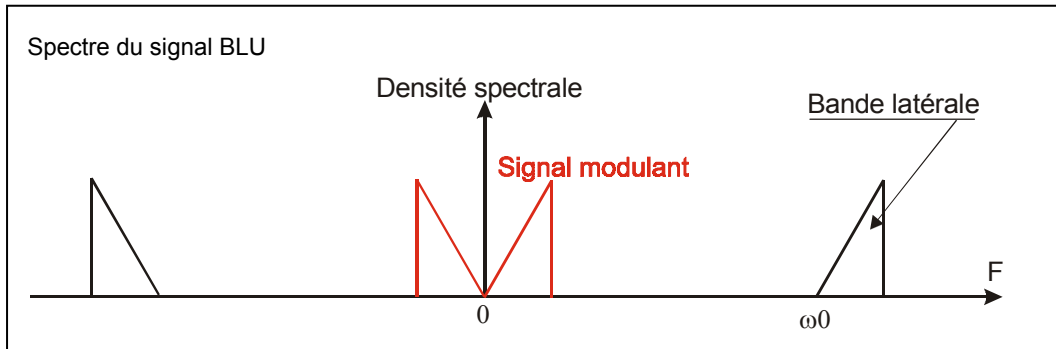
Le spectre du signal obtenu ne possède plus de raie à la fréquence porteuse, si l'amplitude du signal modulant est nul il en est de même du signal modulé, toute l'énergie mise en œuvre est utilisée pour décrire le signal., c'est la **modulation à**



porteuse supprimée (DSB-SC Double Side Band Suppressed Carrier) Parfois on ne supprime pas complètement la porteuse mais on l'atténue fortement de façon qu'elle ne consomme qu'une énergie faible, on parle alors de **modulation à porteuse atténuée** .

On peut aussi diminuer l'encombrement spectral en remarquant que les deux bandes latérales transportent la même information , ce qui fait double emploi. Il doit être possible de retrouver toute l'information à partir d'une seule bande latérale, c'est la **modulation à Bande Latérale Unique** (BLU).). Cette modulation est celle qui occupe la largeur de bande minimale pour un rendement

identique à celui de la modulation sans porteuse (On montre en effet que pour conserver un même rapport signal bruit il faut que l'amplitude de la bande conservée soit double de celles de la modulation double bande sans porteuse) mais l'enveloppe du signal n'a plus aucun rapport avec la forme du signal modulant ce qui complique la restitution du signal modulant (démodulation ou détection) .



LES METHODES DE MODULATION AM

On peut classer les circuits modulateurs en deux groupes:

Modulation directe d'un oscillateur

Effectuer le produit entre les termes modulant et porteuse.

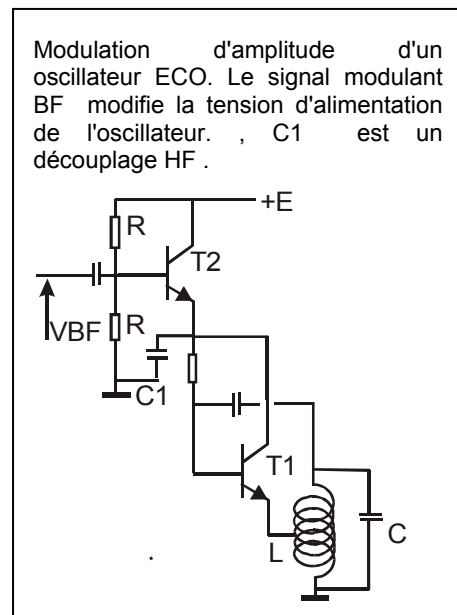
Modulation directe d'un oscillateur

Le niveau d'oscillation d'un oscillateur est fonction de sa tension d'alimentation. Pour certains oscillateurs, c'est en particulier le cas de l'ECO, ce niveau est sensiblement proportionnel à la tension d'alimentation, du moins à partir d'une certaine limite inférieure. Il est alors possible d'obtenir une modulation d'amplitude en faisant varier la tension d'alimentation au rythme du signal modulant. Un exemple est représenté ci contre. Cette méthode présente de nombreux inconvénients:

Elle n'est pas très linéaire.

Le taux de modulation ne peut pas atteindre 100% car l'oscillateur décroche si sa tension d'alimentation est trop basse.

La fréquence du signal modulant ne peut pas être élevée car le niveau d'oscillation ne peut



Modulation d'amplitude d'un oscillateur ECO. Le signal modulant BF modifie la tension d'alimentation de l'oscillateur. C1 est un découplage HF.

pas varier rapidement, rappelez vous par exemple que si la tension d'alimentation est modifiée brutalement le niveau n'atteint une nouvelle valeur d'équilibre qu'au bout de quelques Q périodes. Il faut donc choisir un circuit oscillant ayant un faible Q mais alors sa stabilité de fréquence est médiocre. D'autre part une variation des tensions de polarisation des transistors se traduit par une modification de leurs capacités internes, or ces capacités déterminent au moins partiellement la fréquence d'oscillation, la modulation AM est donc entachée d'une modulation parasite de fréquence.

Modulation par produit

La méthode qui vient immédiatement à l'esprit au vu de l'expression du signal modulé est d'utiliser un multiplicateur 4 quadrants pour effectuer le produit du signal porteuse $a \cos \omega t$ par le signal modulant $(1+m_s(t))$. Pour que ce dernier soit toujours positif le plus simple est de le prélever sur le collecteur d'un transistor.

Les multiplicateurs intégrés disponibles (MC1595 - AD633) rendent actuellement cette solution attrayante ; elle est cependant limitée aux fréquences pas trop élevées, il n'existe pas de véritables multiplicateurs 4 quadrants au dessus de 100Mhz .

Une solution voisine mais qui peut être exploitée à toute fréquence est la **modification du gain d'un amplificateur**.

Ainsi le gain d'un amplificateur à transistor est inversement proportionnel à son paramètre h_{11} . Si on fait varier ce dernier au rythme du signal modulant, la signal de sortie d'un amplificateur recevant à son entrée la porteuse HF, sera modulé en amplitude. Considérons par exemple le montage ci dessous pour lequel le courant base du transistor est fonction du signal modulant

$$I_B = \frac{E - 0,7 - V_E}{R_B}, \text{ mais la tension émetteur est le signal modulant basse fréquence.}$$

$V_E = A \cdot \cos \Omega t$ A la fréquence de la porteuse, beaucoup plus grande que celle du signal modulant, l'émetteur est découplé par le condensateur C_E , le transistor se comporte comme un amplificateur émetteur commun dont le gain à la fréquence porteuse est approximativement

$$G = -\beta \frac{R}{h_{11}} \text{ mais } h_{11} = \frac{\psi}{I_B}$$

Sur le collecteur l'amplitude de la composante HF est donc très approximativement :

$$v_2 = - \frac{\beta \cdot R \cdot (E - 0,7 - A \cdot \cos \Omega t)}{\psi} \cdot a \cos \omega_0 t$$

Expression qui contient le terme à la fréquence

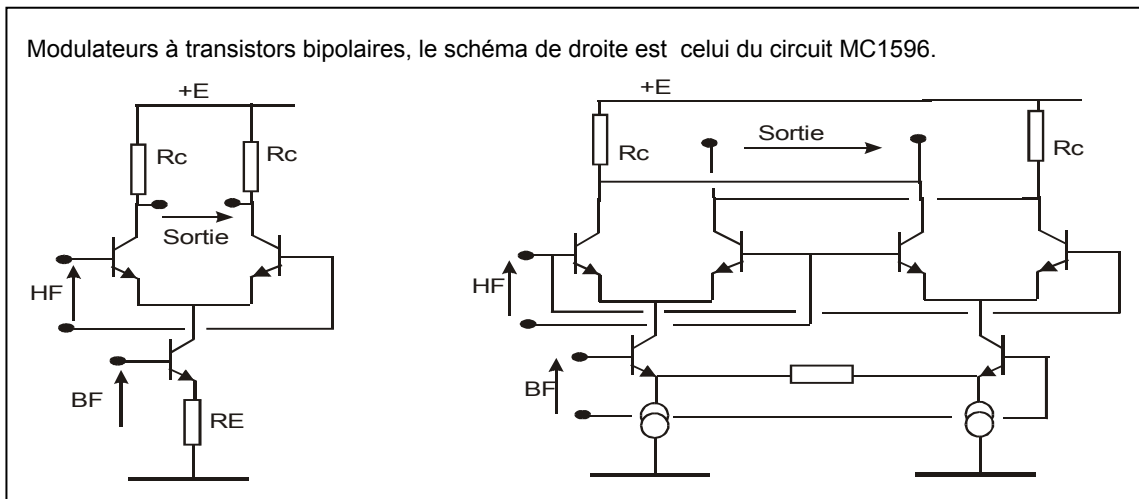
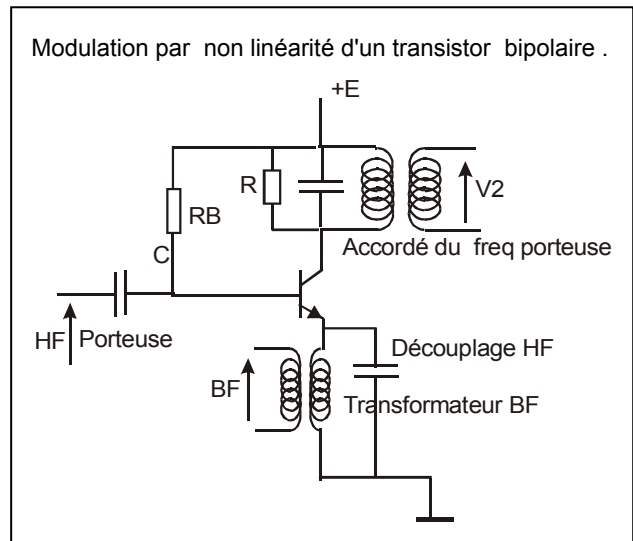
$$\text{porteuse } - \frac{\beta \cdot R \cdot (E - 0,7)}{\psi} \cdot a \cos \omega_0 t$$

$$\text{et les raies latérales } \frac{\beta \cdot R \cdot A \cdot a}{\psi} \cdot \cos \Omega t \cdot \cos \omega_0 t$$

Le signal recueilli au secondaire du transformateur est donc une porteuse modulée en amplitude par le signal BF.

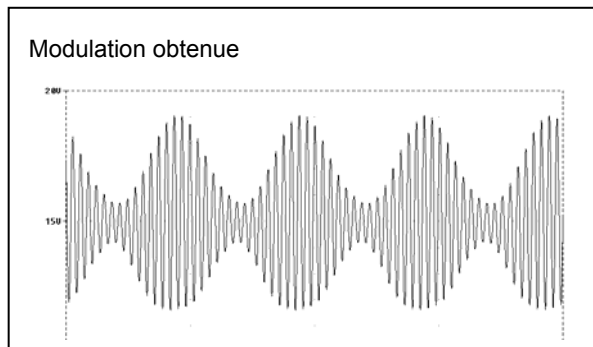
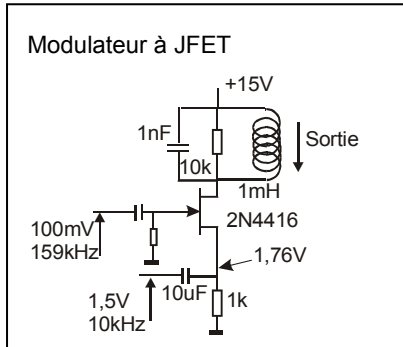
Cependant le calcul précédent est par trop approché et le résultat réel est assez différent des conclusions du calcul, il existe bien une modulation d'amplitude mais elle est fortement non linéaire et la profondeur de modulation reste faible.

L'idée de base est cependant valable et le fonctionnement devient correct en utilisant deux transistors montés en différentiel. Le circuit ci dessous permet d'obtenir un fort taux de modulation avec une excellente linéarité. Pour réduire



encore la non linéarité résiduelle et permettre de travailler avec un signal BF alternatif on peut doubler l'étage différentiel et combiner les courants de sortie comme le montre la figure qui représente le schéma du modulateur intégré MC1596. Ces montages sont souvent considérés comme des multiplicateurs, cependant les deux entrées ne sont pas identiques. Le niveau du signal noté BF, qui modifie le courant des transistors de polarisation doit être important, de l'ordre du volt, alors que le signal noté HF peut être bien plus faible.

Les JFET peuvent également être utilisés, leur non linéarité du second ordre est favorable pour un fonctionnement en modulateur. La figure ci contre représente un modulateur à un seul JFET, malgré la simplicité du montage la qualité de la modulation obtenue est acceptable.



Dans les deux cas précédents le signal modulé provient d'un terme produit, un tel terme se rencontre lorsque l'on entre simultanément porteuse et signal modulant à l'entrée d'un système non linéaire :

Si la non linéarité peut être exprimée par un développement en série :

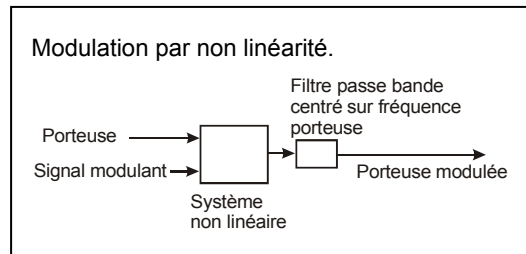
$$v_2 = \sum_n a_n v_1^n$$

Avec $v_1 = A \cdot \cos \omega t + B \cdot \cos \Omega t$

Le terme du second ordre du développement donne le signal cherché:

$$a_2 (A \cdot \cos \omega t + B \cdot \cos \Omega t)^2 = a_2 \left[\frac{A^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{B^2}{2} (1 + \cos 2\Omega t) + AB(\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t) \right]$$

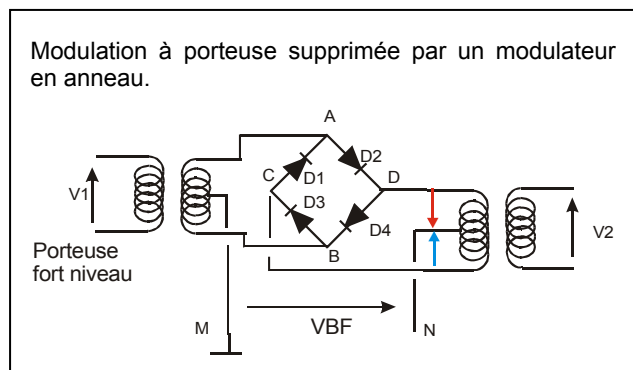
La profondeur de modulation accessible reste faible et les termes d'ordre supérieur donnent des termes parasites dont certains ne sont pas éliminés par filtrage et sont source de distorsion.



Modulation avec suppression de porteuse

Elle peut bien sûr être obtenue par un multiplicateur recevant à son entrée la porteuse et le signal modulant sans composante continue. Cependant le montage universellement employé pour cette fonction est le modulateur en anneau. Nous avons déjà rencontré un tel circuit utilisé comme phasemètre. C'est le même que l'on retrouve ici mais en utilisant les accès de façon différente.

La porteuse est appliquée avec un fort niveau à l'accès V1, elle sature alternativement les 2 barres de diodes D2D4 ou D1D3. Le signal modulant de faible niveau est appliqué entre N et M. Pendant l'alternance positive de V1 D2 et D4 conduisent, $V_D = V_M$, le signal modulant se trouve donc appliqué à l'envers à la moitié supérieure de



l'enroulement de sortie. Pendant l'alternance négative $V_C=V_M$ la partie inférieure de cet enroulement reçoit le signal modulant dans le sens direct. Au secondaire on retrouve donc le signal modulant multiplié par un signal carré ± 1 ayant la fréquence de la porteuse. Le développement en série de ce signal carré fournit les termes produit cherchés.

Il existe sur le marché des blocs intégrés associant les deux transformateurs et l'anneau de diodes qui peuvent fonctionner au delà du gigahertz.

Modulation BLU

Le filtrage direct de l'une des bandes latérales est presque impossible car il exigerait un filtre d'un ordre exorbitant, par filtrage on peut au plus obtenir une modulation à bande atténuée.

Le schéma utilisé est reproduit sur la figure ci contre. Il fait appel à deux multiplicateurs, un sommateur, et deux déphaseurs de 90° . Le déphasage de 90° de la porteuse de fréquence fixe ne pose pas de problème, en revanche il est théoriquement impossible de réaliser un circuit qui déphase de 90° dans une large bande de fréquence. Un tel filtre, appelé filtre de Hilbert n'est pas réalisable car il a une réponse impulsionnelle infinie pour $t=0$. Il est possible cependant de se rapprocher de cette condition dans une bande de fréquence limitée, par exemple de 300 à 3500Hz bande passante du téléphone.

Plaçons nous dans le cas d'un signal modulant sinusoïdal.

$$a.\cos\Omega t$$

Le multiplicateur supérieur délivre :

$$a.\cos\Omega t.\cos\omega_0 t$$

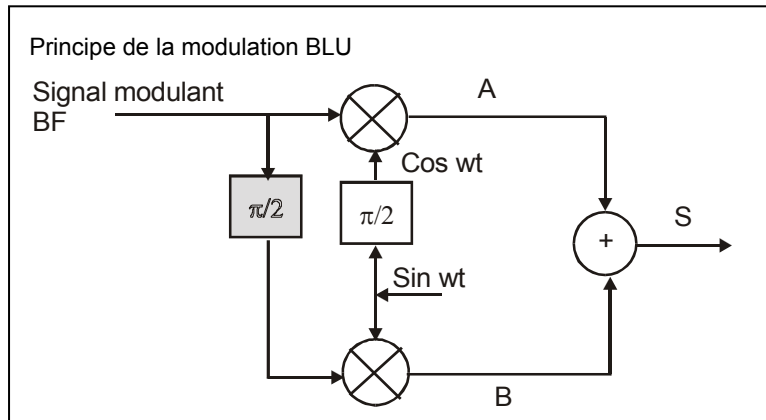
le multiplicateur inférieur :

$$a.\sin\Omega t.\sin\omega_0 t$$

Soit à la sortie de l'additionneur :

$$S = a.\cos(\omega_0 - \Omega)t$$

Seule subsiste la raie latérale inférieure. Avec un soustracteur en sortie on aurait de même la raie latérale supérieure.



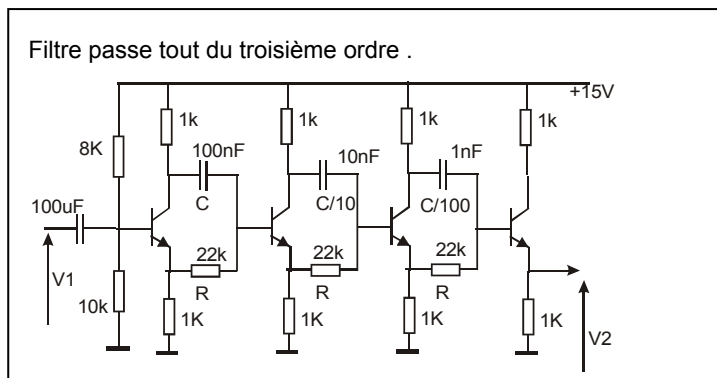
Réalisation approchée d'un filtre de Hilbert

Un filtre passe tout du premier ordre $H(p) = \frac{p-1}{p+1}$ à un gain unité pour toute fréquence

mais introduit un déphasage $\phi = -2\arctg \frac{\omega}{\omega_0}$, ω_0 étant la pulsation de normalisation. Or une

courbe en tangente hyperbolique possède une partie presque linéaire sur au moins une décade.

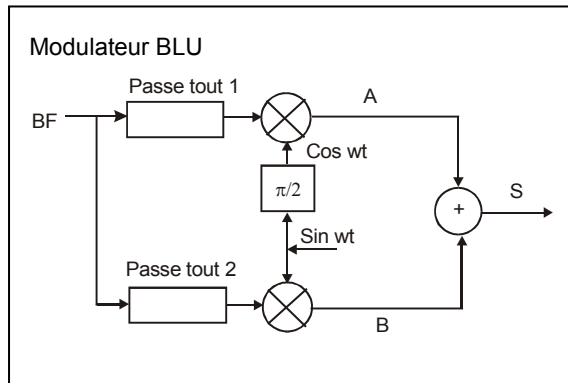
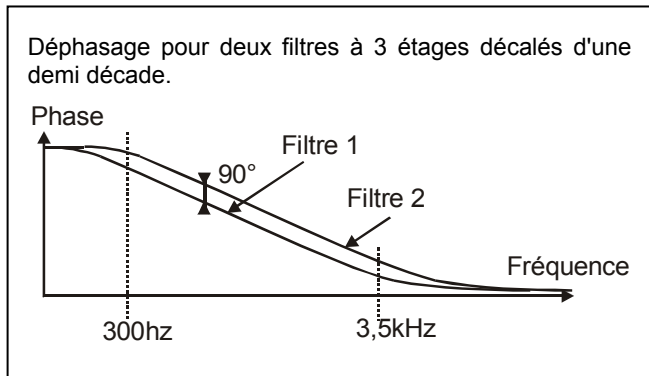
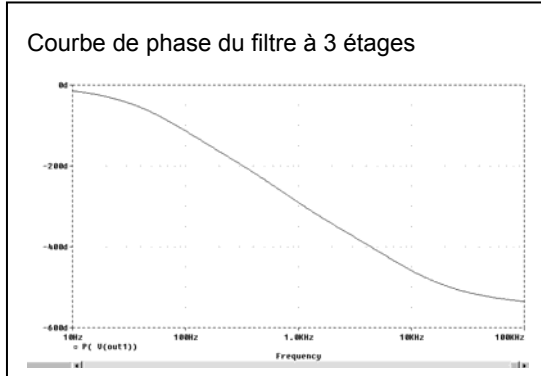
En plaçant en série 3 filtres de ce type dont les fréquences centrales sont décalées d'une décade on obtient une courbe de phase quasi linéaire sur presque 3 décades. Un filtre passe tout du premier ordre peut être obtenu à partir d'un étage inverseur de phase, en plaçant en série 3 étages de ce type on réalise le filtre cherché qui est un passe tout du troisième ordre.



représente alors le déphasage en fonction de la fréquence.

La figure ci dessous

Si les fréquences des trois étages sont toutes multipliées par 3,16 (racine de 10) la courbe de phase se trouve décalée d'une demi décade vers les hautes fréquences et pour une fréquence donnée la différence de phase entre les deux montages est, pour une assez large bande de fréquence, très voisine de 90°. Ainsi les signaux à la sortie des deux filtres sont utilisables pour attaquer les deux multiplicateurs du modulateur BLU.



D'autres montages utilisant des chaînes de déphasages différentes ont été publiés dans diverses revues mais le principe reste le même.

LA DETECTION DE LA MODULATION D'AMPLITUDE

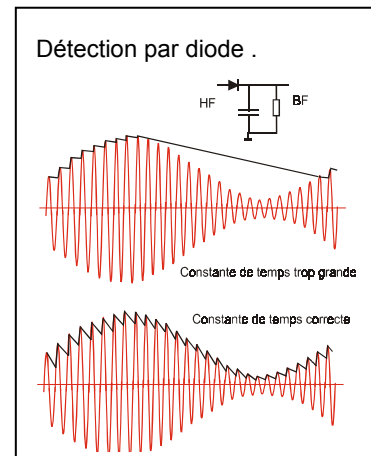
Pour une modulation avec porteuse l'enveloppe du signal est le signal modulant cherché. La méthode la plus simple et la plus répandue est une détection d'enveloppe

Détection incohérente (détection d'enveloppe)

On utilise un redresseur analogue à celui mis en œuvre dans les alimentations mais avec une constante de temps suffisamment petite pour que la tension de sortie suive l'enveloppe de la HF d'entrée.

Il faut remarquer que la charge et décharge du condensateurs ne se font pas avec la même constante de temps. A la charge c'est la résistance de la diode qui intervient, alors que la décharge s'effectue avec la constante de temps RC. La condition principale à respecter est : $RC <$ la période du signal modulant. L'ondulation HF résiduelle est sans importance car elle est éliminée par l'amplificateur BF placé en aval.

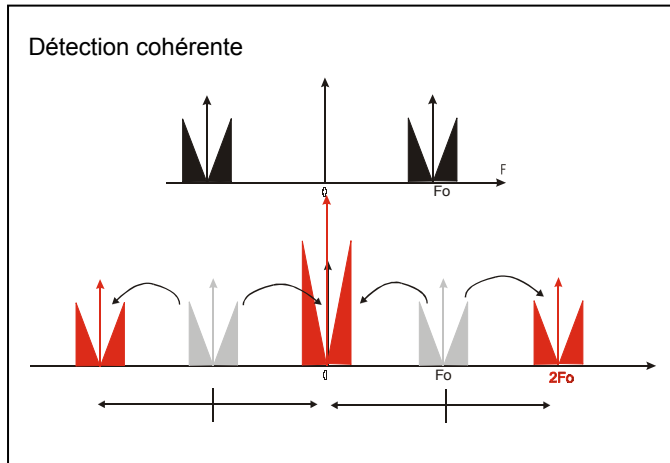
La détection ne peut s'effectuer que si l'amplitude du signal d'entrée est supérieure à un seuil de diode c'est à dire 500 mV au minimum pour du silicium. Pour fonctionner à faible niveau il faut utiliser une diode au germanium dont le seuil est beaucoup plus faible (0,1 à 0,15V) ou une diode à pointe.



Le signal de sortie comporte une composante BF qui est le signal cherché dès que le composant, ici une diode, est non linéaire. Tout dipôle non linéaire convient bien que le rendement de détection soit plus faible.

Détection cohérente

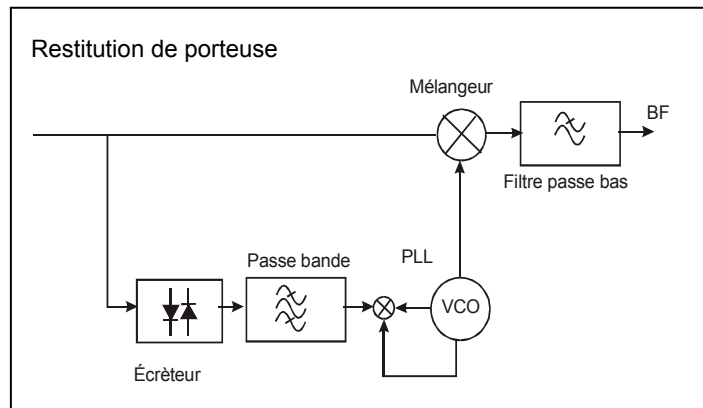
C'est une détection synchrone, la porteuse modulée est multipliée par le signal porteuse et le produit filtré passe bas. On a montré plus haut que la multiplication d'un signal par une sinusoïde de fréquence f_0 provoque un décalage du spectre de $\pm f_0$. Cette remarque permet de comprendre le mécanisme de la détection.



La multiplication du signal modulé dont le spectre est représenté en haut sur la figure ci contre, par une sinusoïde à la fréquence porteuse décale le spectre de $\pm f_0$, les deux motifs situés autour de $\pm f_0$ se retrouvent autour de la fréquence zéro où ils reconstituent le signal BF de départ. Un simple filtrage passe bas élimine les termes de fréquence $\pm 2f_0$.

Pour effectuer cette opération il faut disposer d'une sinusoïde à la fréquence porteuse, elle peut en théorie être obtenue à la sortie d'un filtre très sélectif de fréquence centrale f_0 , mais il est difficile d'éliminer complètement la

modulation. On peut par exemple écrêter fortement le signal modulé avant de le filtrer, mais ceci ne fonctionne bien sûr que si le niveau ne tombe jamais à zéro, c'est à dire que la profondeur de modulation est inférieure à 100%. Il est possible pour encore améliorer le résultat de faire appel à une boucle de phase de constante de temps assez grande qui nettoie le signal.



Cas de la modulation à porteuse supprimée.

La porteuse n'existant plus ne peut pas être isolée par filtrage. Or il est impossible de faire appel à une porteuse fabriquée localement dont la fréquence serait seulement proche de la valeur correcte. En effet soit :

$s(t) \cdot \cos \omega_0 t$ le signal modulé. En le multipliant par un signal de fréquence ω_1 proche de ω_0

$$\text{il vient : } s(t) \cdot \cos \omega_0 t \cdot \cos \omega_1 t = s(t) \cdot \frac{1}{2} (\cos(\omega_0 + \omega_1)t + \cos(\omega_0 - \omega_1)t)$$

le premier terme est un terme HF de fréquence proche du double de la fréquence porteuse, il ne gêne pas, par contre le second de fréquence très faible module le niveau du signal BF et rend ce dernier inaudible.

Pour restituer la porteuse il faut faire appel à un doubleur de fréquence.

Pour simplifier plaçons nous dans le cas d'un signal modulant sinusoïdal. La porteuse modulée est :

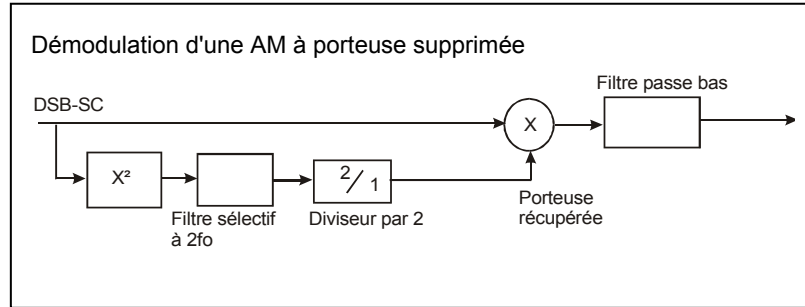
$$A \cdot \cos \Omega t \cdot \cos \omega_0 t$$

appliquons la aux deux entrées d'un multiplieur, son carré :

$$A^2 \cos^2 \Omega t \cdot \cos^2 \omega_0 t$$

s'écrit aussi : $A^2 \cdot \left(\frac{1 + \cos 2\Omega t}{2}\right) \cdot \left(\frac{1 + \cos 2\omega_0 t}{2}\right)$

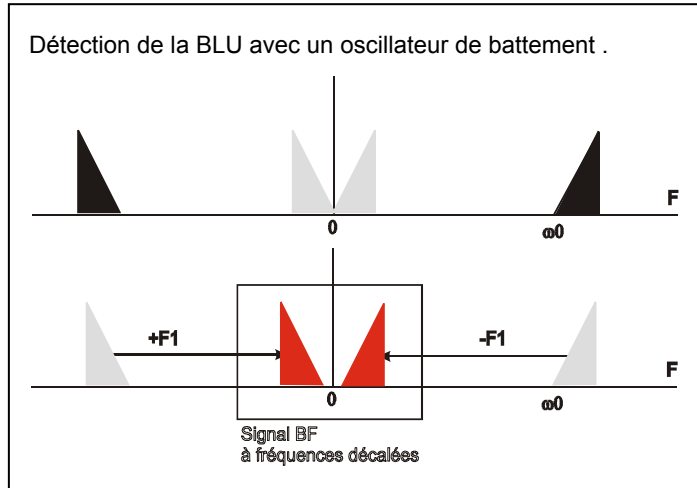
il contient une porteuse de fréquence double que l'on peut isoler .Le schéma du montage est alors le suivant (figure) :



Détection de la BLU

Bien que l'enveloppe n'existe plus il est paradoxalement plus facile de détecter la BLU que la modulation à porteuse supprimée . En effet il est possible cette fois de faire appel à une porteuse créée localement et de fréquence seulement proche de celle de la porteuse qui n'est pas transmise . (on l'appelle oscillateur de battement)

La figure ci dessous montre clairement ce qui se passe , la multiplication du signal modulé par une sinusoïde de fréquence un peu inférieure à la fréquence porteuse crée par translation de $\pm f_1$, deux bandes autour de l'origine qui reconstituent un signal BF dont toutes les fréquences ont été décalées de $(f_1 - f_0)$ par rapport au signal modulant initial . Attention il ne s'agit pas d'une distorsion ou un changement de tonalité comme il s'en produit lorsqu'une bande magnétique est lue à une vitesse différente de celle qui à été utilisée à l'enregistrement . (Dans ce cas toutes les fréquences sont multipliées par un même rapport) Un décalage de quelques hertz est presque indécélable à l'oreille ,la BLU n'est pas utilisée pour transporter de la musique en haute fidélité .



Note: Une BLU suivie d'une détection par oscillateur de battement est une solution pour décaler les fréquences d'un signal BF, cette technique a été utilisée pour atténuer l'effet Larsen des interphones ou systèmes de sonorisation .

LA STRUCTURE DU RECEPTEUR DE RADIODIFFUSION AM CLASSIQUE

CIRCUIT D'ANTENNE GAMME D'ONDES

L'entrée du récepteur est reliée à l'antenne qui est une tige métallique plus ou moins longue parcourue par les faibles courants induits par émetteurs alentours. Pour sélectionner un émetteur parmi tous les autres on utilise un circuit accordé sur la fréquence de porteuse correspondante, l'impédance de ce circuit n'a de fortes valeurs que pour les fréquences proches de sa fréquence d'accord, et seul l'émetteur sélectionné peut fournir aux bornes du circuit LC une tension appréciable qui est le signal modulé cherché.

Il faut donc être capable de faire varier la fréquence d'accord du circuit d'antenne, c'est presque toujours en modifiant la valeur du condensateur qui est un condensateur variable à lames mobiles ou une diode à capacité variable. Cependant la fréquence des émetteurs peut se situer dans une très large bande de fréquence, de 150kHz à plusieurs dizaines de mégahertz. Or entre les valeurs extrêmes d'un condensateur variable le rapport ne dépasse pas beaucoup 10 ce qui correspond à une variation de fréquence de l'ordre de 3. Il est donc impossible avec une seule bobine de s'accorder dans une bande de fréquence plus large qu'une demi décade. Il faudra pour sélectionner tous les émetteurs accessibles changer de valeurs de self.

Le condensateur variable étant unique, la zone de fréquence couverte avec une self donnée est appelée **une gamme d'ondes**.

On distingue traditionnellement la **gamme Grandes Ondes (GO)** qui couvre les fréquences de 150 à 450 kHz, en réalité la bande est limitée à 250 kHz environ. L'adjectif grande a été choisi par les premiers radioélectriciens qui parlaient plus

Les stations de radio GO	
France Inter	162kHz
Europe 1	183kHz
RTL	234kHz
BBC	198kHz
RMC	216kHz

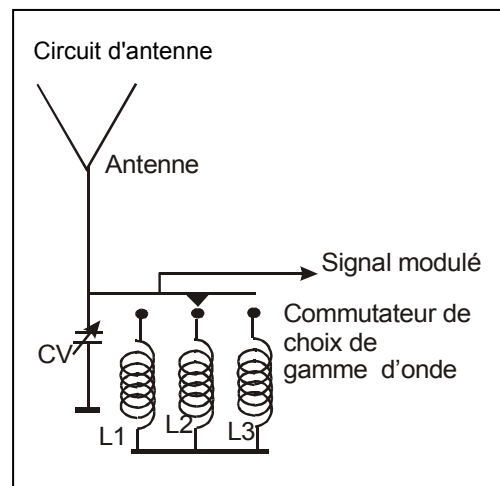
souvent de longueur d'onde que de fréquence (150kHz correspond à une longueur d'onde de 2000 mètres, 250kHz à 1200 mètres).

Les petites ondes (PO), de 530kHz (566 mètres) à 1620kHz (185 mètres)

De nombreuses gammes **d'ondes courtes**

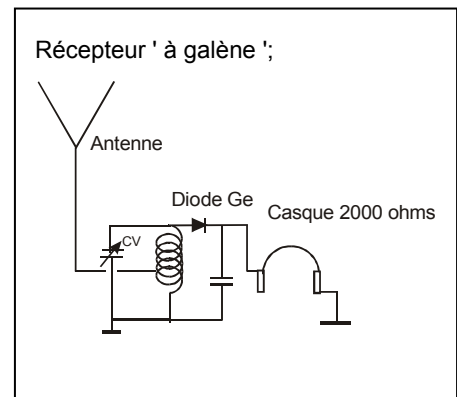
(OC) de 4,5 à 30Mhz

Dans les récepteurs portables limités aux gammes GO et PO il n'y a pas d'antenne mais un bâton de ferrite qui joue ce rôle autour duquel sont placés les deux bobinages.



TRAITEMENT DU SIGNAL D'ANTENNE

Si l'émetteur est puissant ou proche et l'antenne de bonne qualité la tension recueillie peut atteindre une fraction de volt. Il est alors possible de détecter directement par une diode, au germanium de préférence ou une diode à pointe qui a une caractéristique non linéaire dès quelques dizaines de millivolts. Les récepteurs à galène de nos grands pères fonctionnaient comme cela; la galène est un petit cristal de sulfure de plomb sur lequel ils venaient chercher un contact non linéaire avec un fil raide d'acier ou de tungstène, il serait remplacé maintenant par une diode germanium. Attention avec un tel récepteur si le signal d'antenne est trop faible la détection ne se fait pas et il est inutile d'accroître le gain de l'ampli BF qui suit car il ne saurait amplifier un signal qui n'existe pas. Les récepteurs de l'époque fonctionnaient sans amplification BF,



la résistance de détection était celle d'un casque équipé de deux écouteurs de haute impédance (2kΩ).

Pour des émetteurs lointains la tension recueillie peut n'être que de quelques microvolts et une amplification HF est nécessaire . Pour un récepteur calé sur une seule station un amplificateur est facile à construire .Il existe ainsi des récepteurs à amplification directe mono station (EUROPE 1 ou Luxembourg) ne coûtant que quelques francs distribués comme objet publicitaire . Mais pour un récepteur susceptible d'écouter des émetteurs dont la fréquence est comprise entre 150kHz et quelques mégahertz il faudrait utiliser un amplificateur de fort gain dans toute cette bande , sa construction serait très difficile. La solution a été trouvée au début du siècle par Lucien Levy , c'est la **réception superhétérodyne** .

PRINCIPE DU RECEPTEUR SUPERHETERODYNE

Le signal d'antenne de faible niveau est multiplié par le signal d'un oscillateur local de façon à obtenir un battement dont la fréquence est fixe. Ainsi il est possible d'utiliser le même amplificateur quelle que soit la fréquence de la porteuse captée.

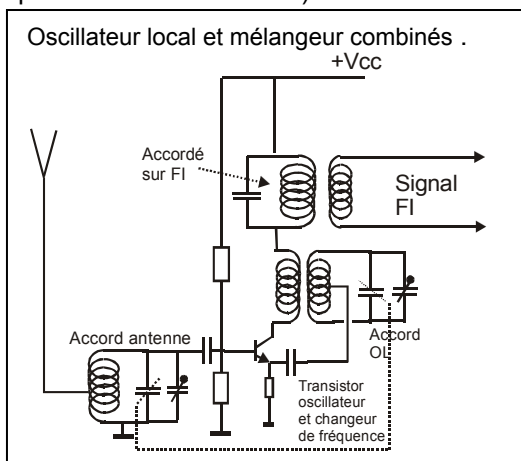
Soit $v_A = as(t).cos \omega_A t$ le signal aux bornes du circuit accordé d'antenne , si on le multiplie par un signal sinusoïdal de pulsation ω_{OL} (pulsation d'un oscillateur local) on obtient deux termes de battement :

$$as(t).cos \omega_A t.cos \omega_{OL} t = \frac{a}{2} [s(t).cos(\omega_A + \omega_{OL})t + s(t).cos(\omega_A - \omega_{OL})t]$$

de fréquences somme et différence modulés en amplitude de la même façon que le signal d'antenne. Il suffit alors de choisir la fréquence de l'oscillateur local de façon que la fréquence de l'un d'entre eux (généralement le terme différence) soit égale à une valeur fixe , la **fréquence intermédiaire** f_i . Ce signal de battement peut avoir une amplitude plus grande que le signal d'antenne , le quotient des deux est le **gain de conversion** :

$$Gain\ de\ conversion(dB) = 20Log \frac{Amplitude\ du\ signal\ à\ f_i}{Amplitude\ du\ signal\ d'antenne}$$

Ce produit est effectué par un mélangeur que l'on appelle **changeur de fréquence**. C'est comme on l'a vu plus haut n'importe quel circuit non linéaire. On a beaucoup utilisé le schéma mettant en œuvre un seul transistor attaqué sur sa base par le signal d'antenne et sur son émetteur par l'oscillateur local . (Ce montage qui à été décrit précédemment est on l'a vu un piètre modulateur, mais ici c'est seulement sa non linéarité qui est exploitée et les gains de conversion peuvent atteindre 20 dB)



Très souvent le transistor mélangeur est utilisé pour constituer lui même l'oscillateur local .C'est par exemple le cas dans le montage de la figure ci contre que l'on rencontre dans de nombreux récepteurs classiques . On notera que l'antenne dont l'impédance est faible, surtout si elle est presque adaptée, est connectée sur une prise intermédiaire du bobinage pour ne pas trop amortir le circuit d'antenne .

Alignement du récepteur .

Pour satisfaire à la condition précédente la fréquence de l'oscillateur local doit être adaptée pour chaque fréquence d'antenne. Ceci est obtenu en

employant un condensateur à double cage de façon à faire varier simultanément fréquence d'accord d'antenne et fréquence de l'oscillateur local.

Cependant il y à une difficulté car les deux fréquences étant différentes il en est de même de la self puisque pour simplifier la construction les deux condensateurs sont égaux (les lames mobiles sont portées sur le même axe) . Lorsque les condensateurs ont leur valeur médiane les fréquences sont :

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{\max}/2}}$$

pour le circuit d'antenne et

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_{\max}/2}}$$

pour l'oscillateur local

il est facile de choisir les selfs de façon que la différence des fréquences soit égale à la fréquence intermédiaire choisie .

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{\max}/2}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_{\max}/2}} = f_i$$

malheureusement cette différence ne conserve plus sa valeur lorsque les condensateurs varient. A titre d'exemple considérons deux condensateurs variant de 50 à 500pF ,la valeur médiane est 275 pF .Choisissons la valeur de la self d'antenne de façon que lorsque le condensateur est maximal la fréquence d'accord d'antenne soit de 530kHz, soit $L_1=0,18\text{mH}$. Avec cette valeur la fréquence obtenue lorsque C est minimal est de 1,67Mhz. (Couverture de la gamme PO)

Lorsque le condensateur variable est à mi course $C=275\text{pF}$, la fréquence d'accord est de 715kHz.Si maintenant la fréquence intermédiaire choisie est de 455 kHz l'oscillateur local doit pour cette position osciller sur $715+455=1,17\text{Mhz}$ et la self correspondante est $68,3 \mu\text{H}$.

Si maintenant nous ramenons C à la valeur maximale la fréquence d'antenne est 530kHz et celle de l'oscillateur local 867kHz soit une différence de 337 kHz au lieu de 445 ..

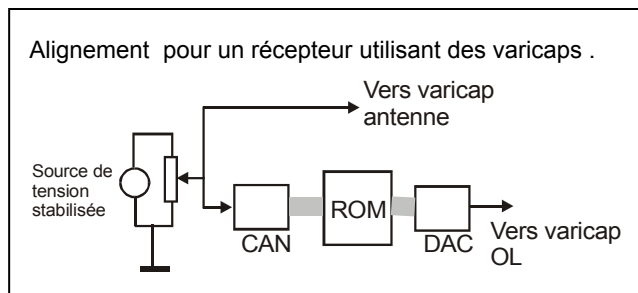
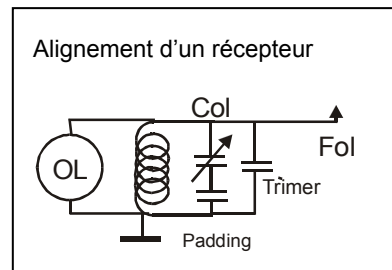
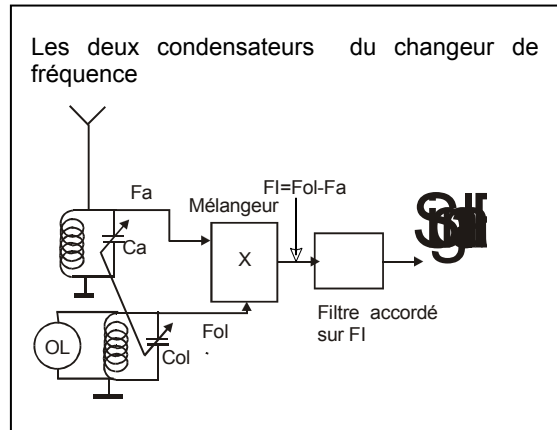
Pour C minimal la fréquence d'antenne est 1,67Mhz et celle de l'oscillateur local 2,723Mhz soit une différence de 1,05 Mhz

Lorsque l'on modifie la capacité d'accord d'antenne pour balayer la gamme d'onde la fréquence du battement n'est pas constante.

Classiquement on remédie à cette difficulté en introduisant sur l'un des deux circuits oscillants (en général le circuit de l'oscillateur local) deux condensateurs supplémentaires appelés Trimmer et Padding.

Le Trimmer en parallèle sur le condensateur variable est de faible valeur , typiquement le dixième de ce dernier, il n'intervient que lorsque le condensateur variable est au voisinage de son minimum. Le Padding au contraire est grand 3 ou 4 fois la valeur maximale , il n'intervient que lorsque C est au voisinage de sa valeur maximale. Par tâtonnements en jouant sur les valeurs de ces deux éléments il est possible de régler la fréquence de l'oscillateur local de façon que l'écart avec la fréquence du circuit d'antenne soit exactement la valeur de f_i cherchée pour 3 valeurs de C, au milieu et aux extrémités de la gamme. Dans ces conditions la fréquence de battement reste très proche de la valeur idéale dans toute la gamme , cette opération de réglage est l'**alignement du récepteur** .

Dans les récepteurs récents le condensateur variable est remplacé par des varicaps commandées en tension. Il est alors facile à partir de la tension fournie par un potentiomètre qui commande les varicaps du circuit d'antenne de fabriquer la tension convenable pour les varicaps de l'oscillateur local .Le circuit peut par exemple mettre en œuvre une conversion analogique numérique et une ROM convenablement programmée .



Fréquence image

Soit f_A la fréquence de la porteuse de la station que nous voulons capter. L'oscillateur local doit fonctionner à la fréquence f_{OL} telle que $f_{OL} - f_A = f_I$. Mais il existe une autre fréquence d'antenne qui fournit un battement à la même fréquence, elle est telle que :

$$f_I = f'_A - f_{OL} \text{ cette seconde fréquence appelée } \mathbf{\text{fréquence image}}$$

en identifiant ces deux il vient : :

$$f_{OL} = \frac{f_A + f'_A}{2} \text{ la fréquence image est le symétrique de } f_A \text{ par rapport à l'oscillateur local.}$$

Dans la gamme GO si la fréquence d'antenne est de 200kHz, la fréquence intermédiaire 455kHz, l'oscillateur local fonctionne à 655kHz et la fréquence image se trouve à 1100kHz, cette fréquence ne peut en aucun cas perturber la réception car le circuit d'antenne même de faible Q l'élimine efficacement. En PO la fréquence image est également convenablement rejetée ; pour $f_A=1\text{Mhz}$, $f_{OL}=1,455\text{Mhz}$ et $f'_A=1,91\text{Mhz}$, le circuit d'antenne accordé sur 1Mhz a une impédance très faible pour cette fréquence. Il n'en est pas de même aux fréquences élevées (gammes OC), par exemple pour $f_A=30\text{Mhz}$, $f_{OL}=30,455\text{Mhz}$ et $f'_A=30,91\text{Mhz}$, l'écart n'est plus que de 1Mhz et le circuit d'antenne doit avoir un Q bien supérieur à 30. Pour résoudre ce problème les récepteurs OC ont une fréquence intermédiaire plus élevée et un double changement de fréquence.

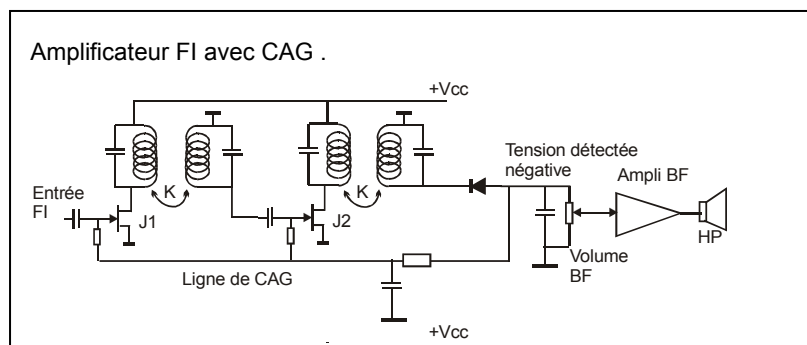
L'amplificateur moyenne fréquence (FI fréquence intermédiaire)

Pour les récepteurs classiques cette fréquence est de 455kHz. On a vu plus haut que le spectre transmis était limité à 5kHz le gain de l'amplificateur FI devrait donc avoir un gain constant dans une bande de 10kHz centrée sur 455kHz. Un simple circuit oscillant ne fournit pas une forme suffisamment plate, il est fait appel en général à un transformateur à primaire et secondaires accordés au couplage critique.

Le gain de cet amplificateur doit être assez élevé, en effet pour par exemple 100µV au niveau de l'antenne et un gain de conversion de 10dB, le niveau à l'entrée de l'ampli FI est voisin de 300µV, or il doit être en sortie de l'ordre du volt pour que le détecteur à diode fonctionne correctement, soit un gain de 3000 c'est à dire 70dB.

Contrôle automatique de gain (CAG)

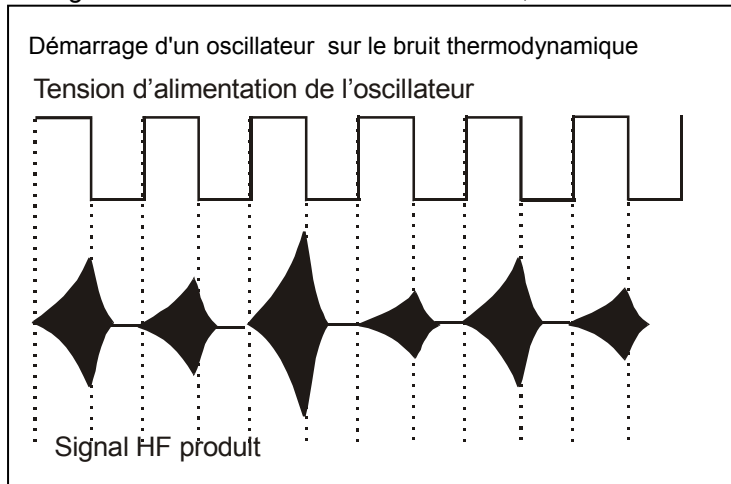
Le niveau du signal reçu par l'antenne varie considérablement d'un instant à l'autre par suite des fluctuations des conditions de propagation, c'est le **fading**. Cette variation se traduit au niveau du haut parleur final par une variation de niveau que l'auditeur doit corriger en permanence en agissant sur le potentiomètre de volume. Pour éviter cette contrainte désagréable le gain de l'amplificateur est modifié automatiquement pour maintenir de niveau de sortie constant. Ceci est obtenu facilement en utilisant par exemple le niveau continu de détection pour modifier le point de polarisation des composants. Le schéma suivant représente le principe d'un tel asservissement de niveau. Si le niveau de sortie baisse la tension détectée devient moins négative, le potentiel grille source des JFET diminue en valeur absolue ce qui a pour conséquence d'augmenter leur pente donc le gain.



LA RECEPTION SUPERREACTION

Le système superhétérodyne équipe la quasi totalité des récepteurs ,il existe cependant un autre type de récepteur, sensible ,inventé à l'époque des tubes électroniques et que l'on retrouve dans certains circuits destinés soit à la télécommande des modèles réduits (jouets en particulier) soit à la transmission de données à faible distance.

Lorsque l'on applique la tension d'alimentation sur un montage oscillateur le niveau d'oscillation croit d'abord exponentiellement avant d'atteindre une valeur d'équilibre. Le coefficient du terme exponentiel dépend essentiellement du coefficient de surtension du circuit accordé . En absence de bruit thermodynamique la valeur initiale du niveau d'oscillation serait nulle et le resterait. C'est le bruit qui assure le démarrage initial. Or ce niveau de bruit faible , est variable d'un instant à un autre . Le temps mis par l'oscillateur pour atteindre un niveau d'oscillation fixé est donc très variable d'un démarrage à l'autre . Si l'on module en signaux carrés la tension d'alimentation d'un oscillateur , suffisamment rapidement pour que le niveau d'équilibre ne soit jamais atteint , on obtient des démarrages successifs dont le niveau final varie considérablement de l'un à l'autre . La détection par une diode de ce signal HF fournit un signal BF ayant une forte composante aléatoire , on parle de souffle de super réaction .



Si au bruit thermodynamique vient se superposer un signal sinusoïdal ayant une fréquence proche de l'accord du circuit , le démarrage de l'oscillateur se synchronise sur ce dernier et le niveau maximal atteint lorsque l'alimentation est de nouveau coupée est fonction de son seul niveau. Pour une amplitude sinusoïdale constante les bouffées successives de HF sont identiques; une détection par diode fournit un signal continu, le bruit de super réaction disparaît. Pour une onde HF modulée en amplitude la tension détectée reproduit approximativement le signal modulant.

Un tel récepteur est donc très simple, il est sensible puisqu'il suffit que le signal HF ait un niveau nettement supérieur au bruit. Il présente cependant deux inconvénients , la réponse n'est pas très linéaire (le signal BF n'est pas parfaitement semblable à l'enveloppe du signal HF reçu) et il n'est pas très sélectif car le bruit de super réaction est supprimé pour une fréquence reçue assez différente de la porteuse , le Q du circuit ne doit pas en effet être trop grand pour permettre un découpage rapide (ultra sonore) de l'alimentation.

