

Cours d'Électronique pour le Tronc Commun. Semestre 3 et 4.

Chapitre 4: La transmission sur porteuse sinusoïdale. Ou partage du support par technique A.M.R.F.

4-1 Tour d'horizon des principales techniques de partage du support :

Nous en connaissons 3 grandes familles qui sont :

Accès Multiple par Répartition en Fréquence. FDMA / AMRF (accès permanent).

Accès Multiple par Répartition en Temp. TDMA / AMRT (accès déterministe ou aléatoire).

Accès Multiple par Répartition de Code. CDMA / AMRC (accès permanent).

Et dans les systèmes sophistiqués on trouvera l'exploitation des 3 méthodes simultanément.

4-1-1 La technique AMRF.(accès permanent).

Elle consiste à transposer les spectres en bande de base des messages (analogiques ou numériques) par multiplication avec une "porteuse sinusoïdale".

L'accès est permanent.

Chaque message $m_i(t)$ étant associé à une porteuse de fréquence f_{pi} .

La réalisation peut être analogique comme numérique.

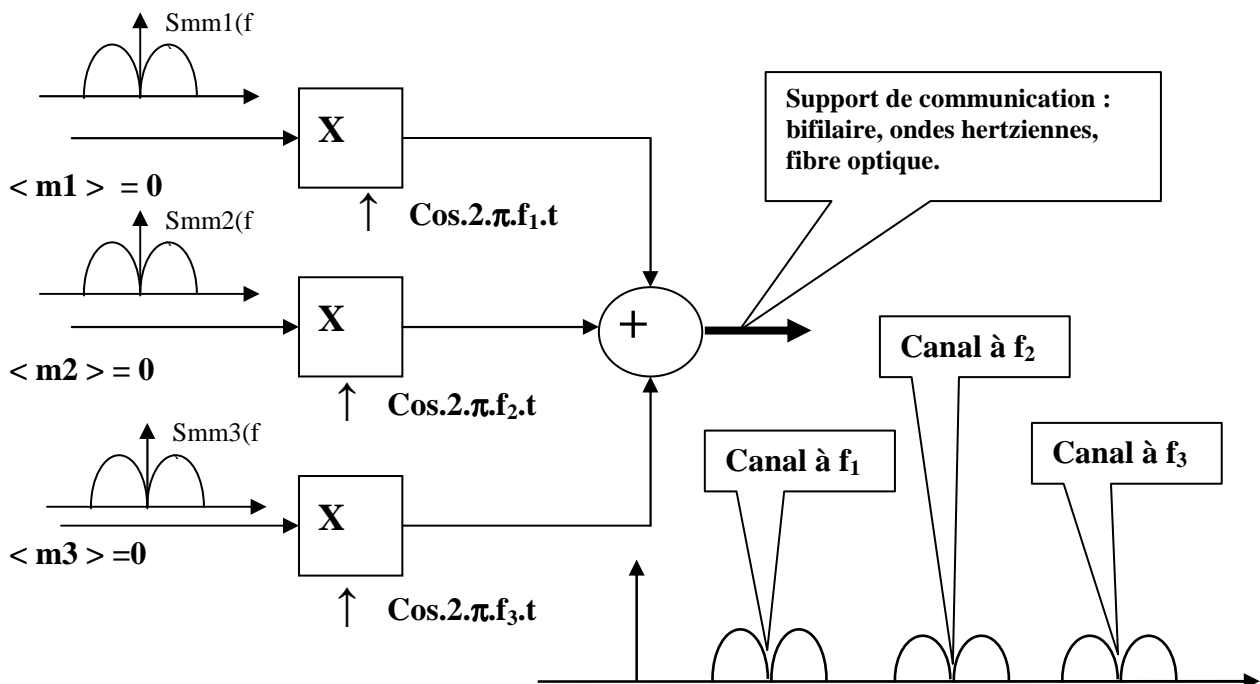


Fig 4-1 Principe de l'organisation en canaux de fréquence.

Les exemples sont partout : ADSL, TNT, TV, modem, radio, etc.

4-1-2 La technique AMRT :(Accès périodique synchronisé : déterministe).

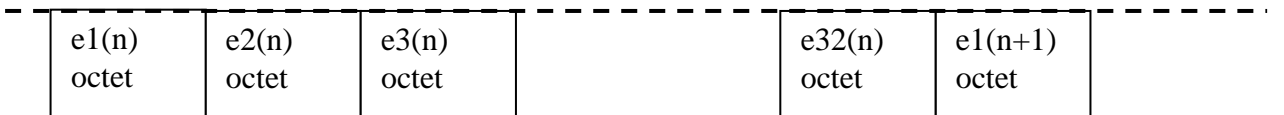
Elle consiste à passer chronologiquement les échantillons (ou groupe d'échantillons) des chaque message selon une séquence périodique.

On obtient une trame de type synchrone passant les groupes binaires G_0, G_1, \dots, G_N de tailles identiques et associé aux messages $m_0(t), m_1(t), \dots, m_n(t)$.

La réalisation peut être analogique comme numérique.

L'exemple type est le transport "simultané" de 32 voies ou "canaux de 64 kbits/s par une trame Serie Synchrone à 2,048 Mbits/s, c'est-à-dire le RTC.

La trame ci-dessous porte le nième échantillon de la communication 1 puis le nième de la, communication 2, etc jusqu'à la communication 32, puis le n+1 ième échantillon de la communication 1 etc.



Chaque communication est échantillonné est à $F_e = 8 \text{ kHz}$. Par conséquent le temps qui sépare $e_1(n_1)$ de $e_1(n+1)$ vaut $T_e = 1/ F_e = 125 \mu\text{s}$.

Il faut donc "passer" 32 communications (32 $e_i(n)$) soit 32 octets dans le temps T_e .

Par conséquent le débit global de la trame TDMA est de $32 \times 8 \times 8.10^3 = 2048 \text{ kbits/s}$.

Le bit dure $T_b = 488 \text{ ns}$ et l'échantillon occupe $3,90625 \mu\text{s}$ dans la trame "2 Mbits/s.

Dans la trame de 32 octets on peut donc parler de 32 CANAUX (temporels à la place de fréquentiels) portant un débit de 64 kbits/s.

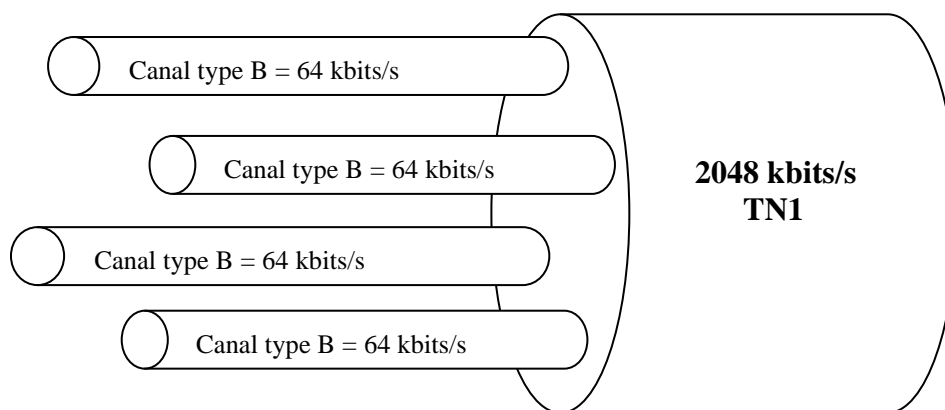


Fig 4-2 Principe de l'organisation en "canaux" temporels au débit de 64 kbits/s de frequence.

Chaque voie dispose de 4 bits de signalisation dans l'IT16, donc 15 trames portent la signalisation complète des 30 voies (téléphone effectif : numérotation, facturation).
L'IT1 est un mot de verrouillage de trame MVT qui est le numéro de trame.
Enfin la trame n° 16 porte un mot de verrouillage multitrame MVMT.

Cette trame peut porter tout service numérique :RNIS / ISDN.
(code HDB3 ou 2B1Q).

4-1-3 La technique CDMA : (accès permanent).

L'accès peut être permanent.

Chaque message $m_i(t)$ numérisé au débit D_d (débit données) est porté par une porteuse numérique PN_i différente (séquence binaire pseudo aléatoire de longueur L).

Les séquences numériques, ou "séquences chip" portent chaque bit de donnée au débit LD_d ou débit "chip" D_c .

Le "0" de donnée est porté par la séquence PN_i .

Le "1" de donnée est porté par la séquence $-PN_i$.

Les séquences PN_i , de longueur L , doivent être bien différenciables les unes des autres donc très décorrélées (sans ressemblance les uns avec les autres).

Chaque message $m_i(t)$ numérisé puis brassé au débit chip D_c constitue un canal C_i indépendant que l'on peut superposer aux autres en bande de base ou en bande transposée.

Tous les canaux présentent le même spectre, ils n'occupent donc qu'un unique canal.

Tous les canaux sont transmis simultanément.

Le récepteur isole un canal C_i parmi l'ensemble par corrélation avec la séquence PN_i , évidemment connue du récepteur.

Le récepteur met la séquence PN_i en synchronisme avec celle de la source grâce à un corrélateur utilisant un asservissement Delay Locked Loop (DLL).

On comprend que la réalisation ne peut être que numérique.

Le gain de process T_{data} / T_{chip} .

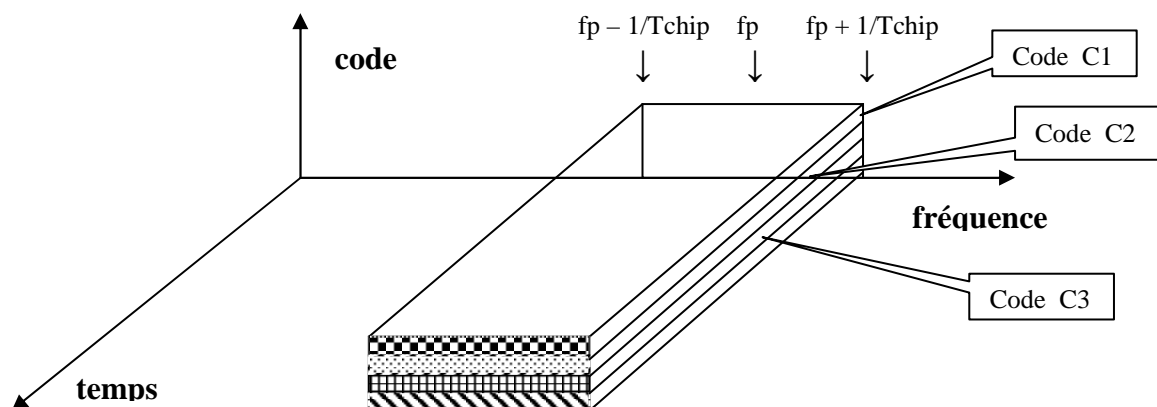


Fig 4-3 Principe de l'organisation CDMA sur un seul canal de fréquence. Toutes les porteuses à f_p sont brassées par des codes bien décorrélés. Tous les canaux sont centrés sur f_p .

Leur occupation spectrale identique vaut deux fois la RM de la séquence porteuse, ou deux fois le débit "chip".

Par exemple, le réseau de satellite GLONASS/GPS/Galiléo utilisant 24 satellites émettant tous sur la même fréquence 1610 / 1575 / 1570 MHz constitue un exemple classique de la technique CDMA.

4-2. La technique FDMA : (accès à durée limitée).

Elle permet la translation du spectre du message en bande de base vers le canal centré sur la fréquence porteuse f_p .

Par exemple : ADSL, TNT, TV, modem V21/V22 etc.

La représentation mathématique aboutira à un spectre translaté à droite autour de f_p et translaté à gauche autour de $-f_p$ en langage simple, ou plus rigoureusement, on opère un produit de convolution des spectres par les diracs $\delta(f_p)$ et $\delta(-f_p)$.

L'aspect temporel de la translation est décrit par l'opération multiplication.

Décrivons la fonction 'multiplieur' qui reçoit la tension du message $x(t)$ et la tension de la 'porteuse' notée $p(t) = b \cdot \cos 2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t$:

Le multiplieur fournit la tension $y(t)$ qui définit la Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée nommée MAPS.

Avec une caractéristique importante imposée au signal $x(t)$: il est à moyenne nulle.

Notez l'effet de β coefficient d'échelle du multiplieur en V^{-1} , il permet l'homogénéité du produit en Volts.

Présentons sans calcul la translation des spectres : nous la précisons grâce au théorème du changement de fréquence un peu plus loin dans ce chapitre.

Nous utiliserons souvent le terme de Densité Spectrale de Puissance Moyenne noté $DSPM(f)$, exprimé en W / Hz ou à défaut en V^2 / Hz . ($\langle P(1\Omega) \rangle$).

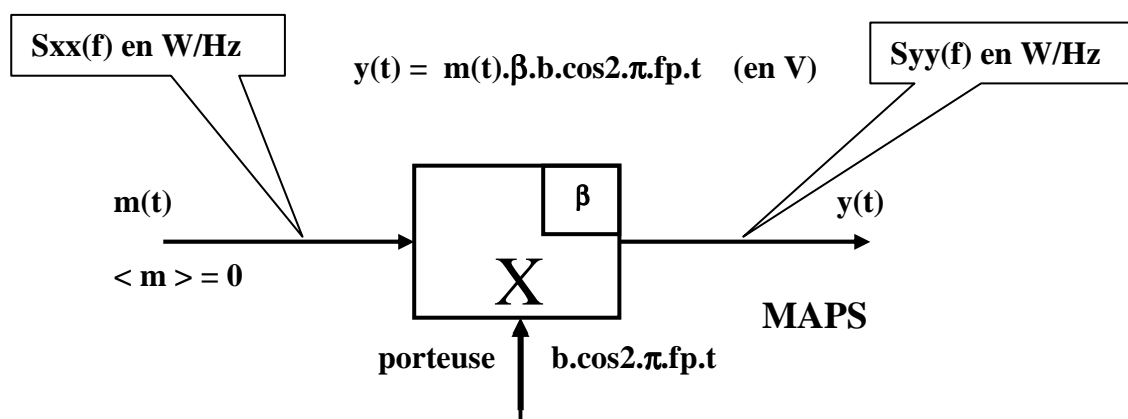


Fig 4-4 Le multiplieur operateur fondamental de la modulation MAPS qui genere le canal de frequence centré à f_p . Facteur d'echelle β en V^{-1} .

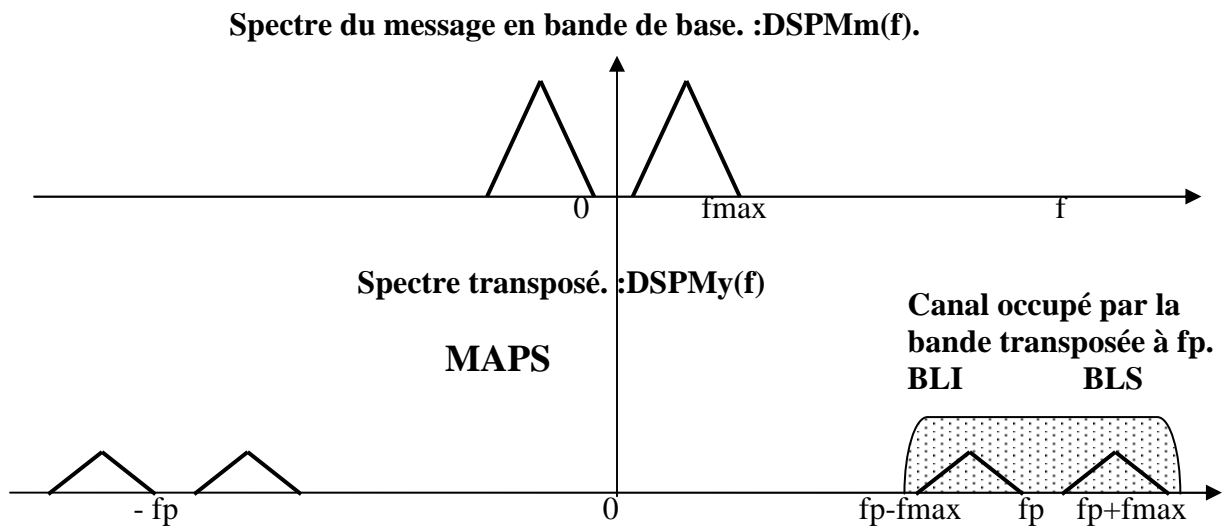


Fig 4-5 Les DSPM(f) en bande de base et en bande transposée crée un canal translaté grâce à l'opération Multiplication.

La figure 4-5 illustre la notion de **bande de base** (message originel $x(t)$ avant l'opération de "modulation") et la notion de **bande transposée** pour le signal $y(t)$.

La bande transposée est constituée de **Bande Latérale Inférieure BLI** et de la **Bande Latérale Supérieure BLS**.

L'ensemble définit le canal transposé de largeur $2.f_{max}$.

On peut donc ajouter autant de bandes transposées que souhaité, à condition de respecter les plans de fréquence imposés par les recommandations des organismes internationaux. (UIT etc.)

Les recommandations prévoient les largeurs des canaux et les bandes de gardes (ou des canaux inoccupés en alternance avec les canaux actifs comme pour la téléphonie à couverture cellulaire)

4-3. Un premier exemple de translation de fréquence (technique FDMA).

Le message $x(t)$ est périodique simple.

Soit le message en bande de base à **moyenne nulle** $x(t) = B.\cos 2.\pi.f_m.t$.

Par conséquent le multiplieur fournit :

$$y(t) = \frac{1}{2}.B.\beta.b.\cos[\cos.2.\pi.(f_p - f_m).t] + \frac{1}{2}.B.\beta.b.\cos[\cos.2.\pi.(f_p + f_m).t]$$

La représentation est faite avec $\beta \cdot b = 1 \text{ V}^{-1} \cdot \text{V}$

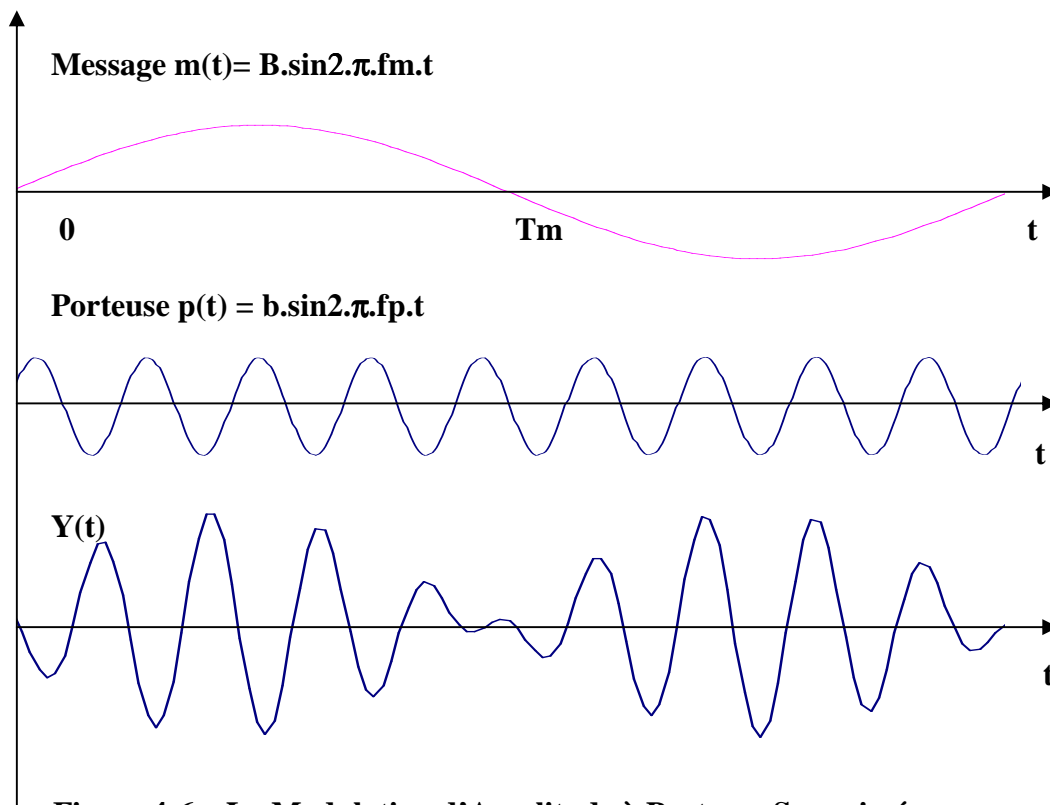


Figure 4-6 La Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée par un message à valeur moyenne nulle.

A titre de révision représentons en 4-7 les spectres de deux manières différentes :
 À gauche, classiquement en Volt d'après la décomposition en série de Fourier.
 À droite en représentation étendue grâce aux modules en Volt des fonctions complexes conjuguées $|\underline{C}_n|$ et $|\underline{C}_n^*|$.

On se souvient que les modules et l'amplitude Y_n de la décomposition classique de Fourier sont liés par : $|\underline{C}_n| = |\underline{C}_n^*| = Y_n / 2$

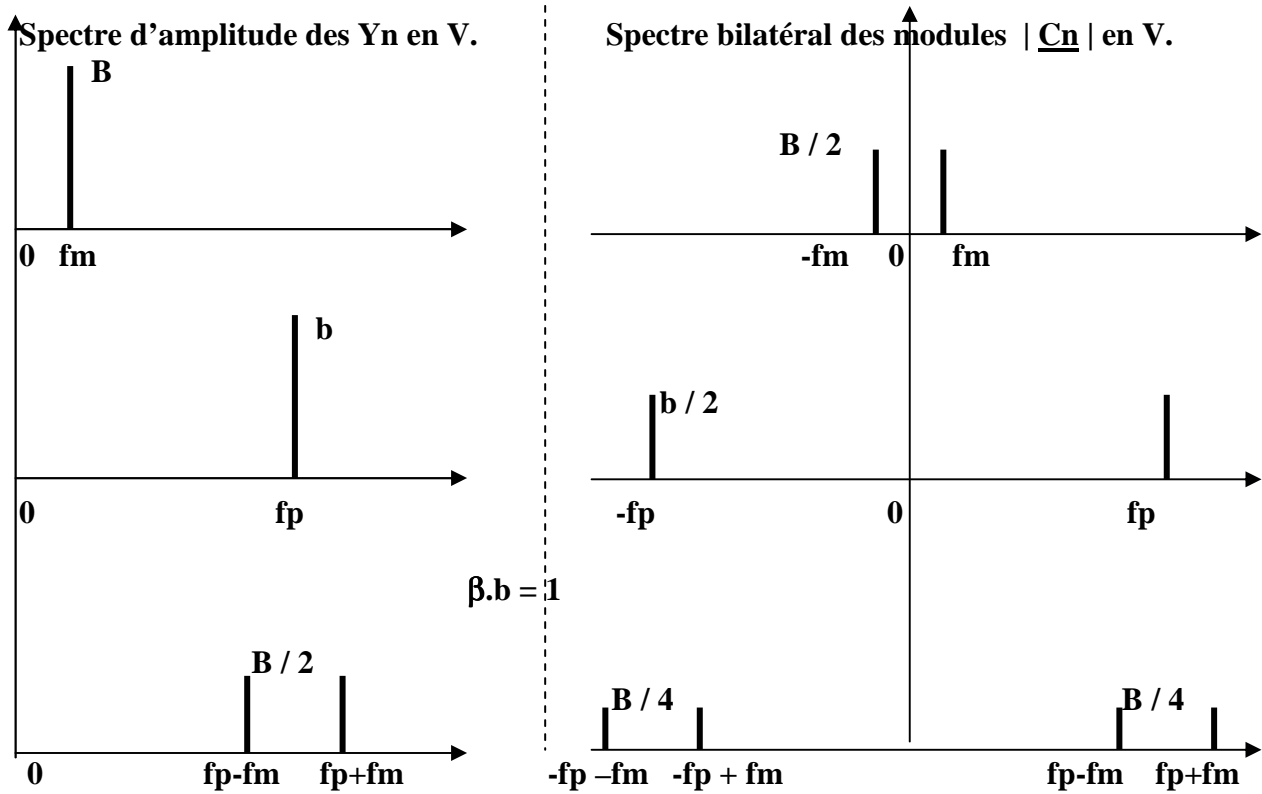
Les deux représentation des spectres d'amplitude (en V) des signaux périodique sont faites avec les mêmes échelles de fréquence et d'amplitude.

Dans la représentation unilatérale on définit le **gain de conversion G_c comme le rapport entre l'amplitude des bandes latérales et l'amplitude du message :**

$$\text{Ainsi : } \quad \mathbf{G_c = \beta \cdot b / 2.}$$

Pour un mélangeur passif (par exemple à 4 diodes M4D : $\beta \cdot b = 4 / \pi$)

$$\mathbf{Mixer : G_c = 2 / \pi}$$



Toujours à titre de révision représentons avec les mêmes règles les spectres de puissance en V^2 ou W.

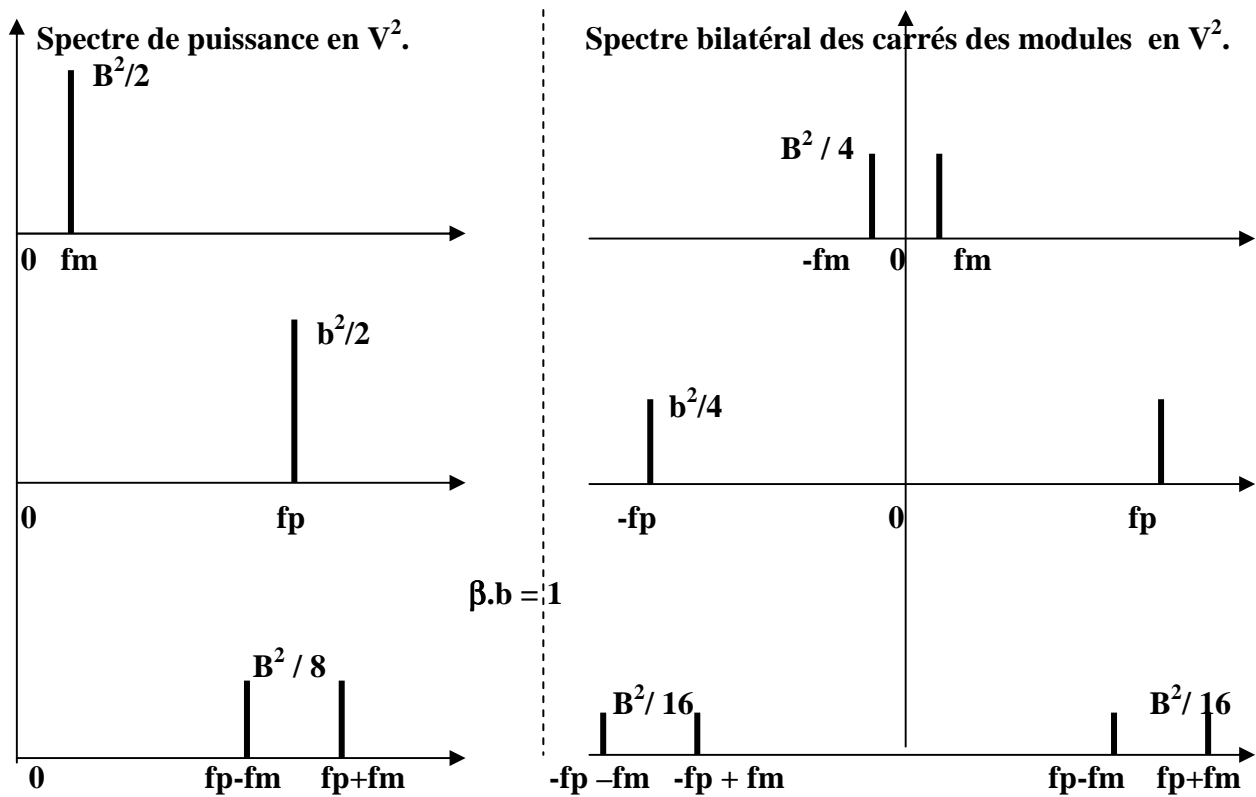


Figure 4-7 Les représentations unilatérales et bilatérales des spectres d'amplitude et de puissance de la Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée par un message à valeur moyenne nulle.

Dans les spectres de droite en représentation bilatérale, la transposition de fréquence est immédiatement lisible ou compréhensible.

La représentation unilatérale de gauche, rappelle sous forme de dessin la correspondance entre l'amplitude sinusoïdale en volt et le carré de la valeur efficace, ou puissance moyenne, $\langle P(1\Omega) \rangle$.

La représentation bilatérale de droite rappelle le résultat de la relation de **Parseval** qui donne la puissance moyenne d'un signal sous forme du carré des modules des \underline{C}_n :

$$\langle P(1\Omega) \rangle = y_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T X_T(t)^2 dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |\underline{C}_n|^2 = A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2 \quad \text{avec } |\underline{C}_n| = Y_n / 2$$

Par conséquent le spectre bilatéral de puissance comprend deux fois plus de composantes que le spectre unilatéral, mais avec des composantes représentant deux fois moins de puissance ! Quelque soit la description la puissance moyenne est identique. On acceptera donc l'aspect très réaliste et concret de la représentation mathématique étendue aux fréquences négatives.

On constate l'impossibilité de montrer simplement la translation de fréquence par la représentation unilatérale !

Ce simple exemple de translation de spectre dans un cas de message $m(t)$ périodique montre l'absence de composante à la fréquence f_p . L'opération multiplication supprime la porteuse (sous condition que $\langle x \rangle = 0$).

Nous sommes en présence de Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée ou MAPS.

Le synoptique associé au Multiplieur définit une MAPS, opération fondamentale, sur laquelle repose le principe des modulations complexes de phase et d'amplitude (MAQ-N au chapitre 8).

Autre résultat important :

la largeur du canal en bande translatée est double de l'occupation spectrale en bande de base du message initial.

Enfin on n'oublie pas, dans le cas général, que l'expression des composantes de puissance du signal translaté $y(t)$, est proportionnelle au produit $\beta^2 \cdot b^2$ sans dimension.

Ces observations sur cet exemple simpliste annoncent des résultats très généraux qui restent valables lorsque le message $x(t)$ en bande de base devient aléatoire.

4-4. La transposition à la fréquence f_p d'un préambule binaire.

Le préambule ou suite binaire périodique est fournie par un registre à décalage constitué de N bascules D , la période du préambule vaut $T = (2^N - 1)T_b$. (voir chapitre codage de canal)

Le message $x_{NRZ}(t)$ est au format antipolaire $+$ et $-A$ (code bivalent NRZ), avec une rapidité de modulation $RM = 1/T_s = 1/T_b$.

La condition de moyenne nulle, imposée au message, est vérifiée avec le code NRZ, on peut donc écrire :

$$y(t) = x_{NRZ}(t) \cdot \beta \cdot b \cdot \cos 2\pi f_p t = A \text{ signe}[x_{NRZ}(t)] \cdot \beta \cdot b \cdot \cos 2\pi f_p t \quad (\text{en V})$$

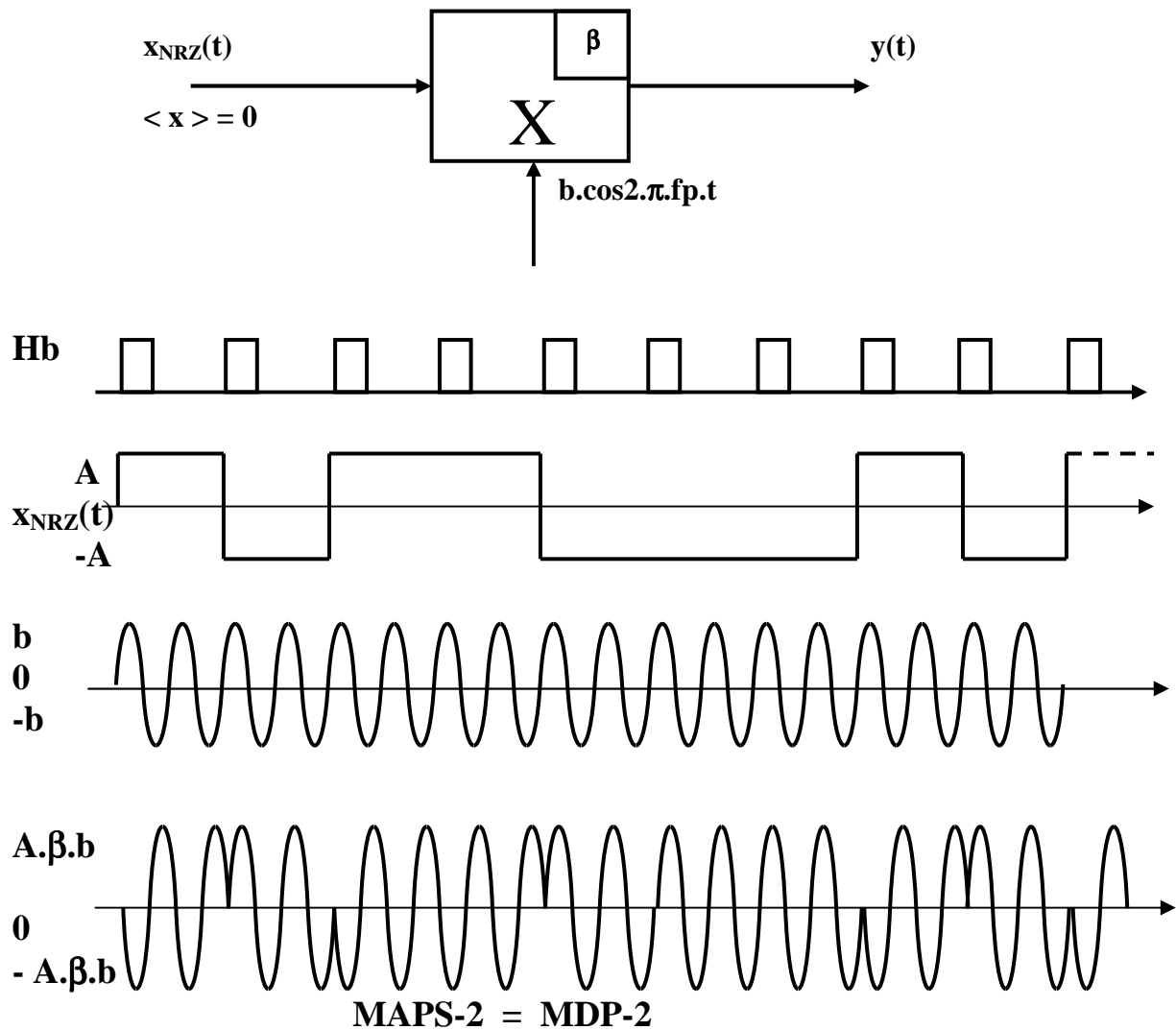


Figure 4-8 La Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée par un message binaire à valeur moyenne nulle.

Le message $x_{NRZ}(t)$ étant périodique comporte un spectre de composantes discrètes aux fréquences harmoniques $1/T = 1/(2^N - 1)T_b$. Le chapitre précédent nous décrit le profil du spectre de raies des $|\underline{C}_n|^2$ en V^2 . la puissance moyenne est décrite par la somme des

composantes dont le profil global est la classique fonction $[\text{sinc}(\pi.T_b.f)]^2$, c'est-à-dire que l'essentiel du signal ($> 90\%$ de x^2_{eff}) occupe une largeur spectrale de 0Hz à $1/T_b$ ou $1/T_s$.

On définit l'Occupation Spectrale en Bande de Base par l'espace délimité entre l'origine 0Hz et le "premier zéro" du sinus cardinal (OSBDB = $1/T_b = RM$).

Nous utilisons la représentation bilatérale comme précédemment, et en remplaçant l'unique composante à f_m par le spectre de raies limité au lobe principal (OSBDB).

Nous n'utiliserons dorénavant que la représentation bilatérale d'une commodité évidente pour prévoir le spectre translaté à la fréquence f_p .

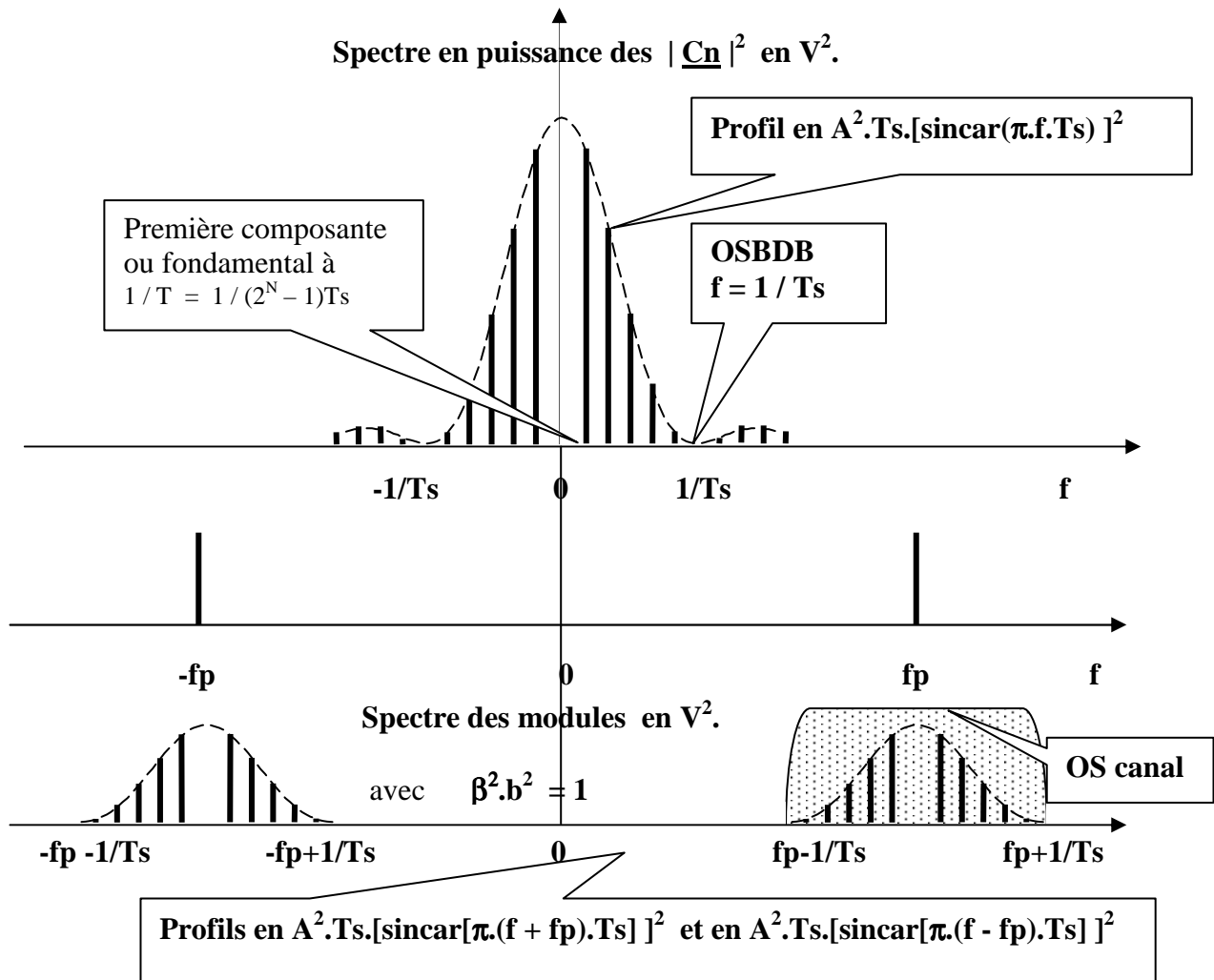


Figure 4-9 La Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée par un préambule binaire (périodique) et à valeur moyenne nulle.

On retrouve un canal dont l'occupation spectrale est le double de l'Occupation Spectrale en Bande de Base, ce que nous écrirons en abrégé :

$$\text{Occupation Spectrale du Canal OSCanal} = 2.\text{OSBDB}.$$

L'opération MAPS montre l'absence de porteuse dans le signal translaté à f_p , puisque $x_{NRZ}(t)$ est à moyenne nulle.

Avant l'opération de MAPS le profil du spectre de puissance moyenne en bande de base est exprimé par $A^2.Ts.[\text{sincar}(\pi.Ts.f)]^2$.

Le spectre en bande de base subit une double translation autour de f_p et autour de $-f_p$, et l'enveloppe du spectre MAPS s'écrit :

$$(1/4).A^2.Ts.[\text{sincar}(\pi.Ts.(f - f_p))]^2 + (1/4).A^2.Ts.[\text{sincar}(\pi.Ts.(f + f_p))]^2$$

Il est intéressant de remarquer que le carré de la valeur efficace, A^2 , du binaire codé NRZ, c'est-à-dire sa puissance moyenne $\langle P(1\Omega) \rangle$ est indépendante du débit et constitue une constante que la suite binaire soit périodique ou aléatoire !

$$\langle P(1\Omega) \rangle = X_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T X_T(t)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T A^2 dt = A^2 \quad \text{en } V^2.$$

La modulation de phase à deux états :

Un aspect inattendu de la multiplication d'un message binaire codé NRZ par une porteuse sinusoïdale :

Les symboles bivalents associés aux signaux physiques $+A$ et $-A$ imposent le signe de la porteuse, on peut donc interpréter comme une modulation de phase de celle ci :

$$Y(t) = A.\beta.b. \cos [2.\pi.f_p.t + \Phi]$$

Avec '0' → A → $\Phi = 0 \text{ rad}$ (figure 4-8)

Avec '1' → $-A$ → $\Phi = \pi \text{ rad}$.

En transport binaire codé NRZ la MAPS est équivalente à une MDP-2 ou Modulation de Phase à deux états.

MDP-2 = MAPS en binaire codé bivalent antipolaire.

4-5. Le message en bande de base est aléatoire et à moyenne nulle.

Le théorème du changement de fréquence.

On vient de voir que la multiplication du message en bande de base à moyenne nulle par une porteuse de fréquence f_p , opère une double translation à $-f_p$ et $+f_p$ du spectre bilatéral du message.

Le canal occupe alors autour de f_p une largeur double de l'OSBDB.

Lorsque le message $x(t)$ à moyenne nulle est aléatoire les règles sont les mêmes mais la description spectrale ne pourra se faire que par la Densité Spectrale de Puissance Moyenne DSPM. (période T du signal tendant vers l'infini).

Le spectre du message aléatoire $m(t)$ est alors défini par $S_{xx}(f)$ sa DSPM en V^2/Hz ou W/Hz .

Le spectre du signal transposé à f_p est alors décrit par sa DSPM(f) $S_{yy}(f)$.

L'opération est décrite par :

$$y(t) = x(t) \cdot \beta \cdot b \cdot \cos(2\pi f_p t) \quad (\text{en V})$$

se traduit spectralement sous forme de théorème (démontré une fois pour toutes en faisant la TF de l'autocorrection moyenne du signal).

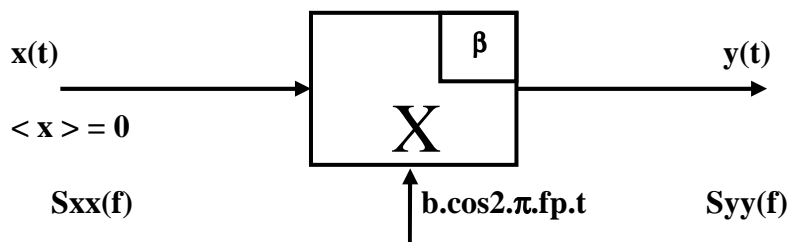


Figure 4-10 La Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée par un message à valeur moyenne nulle.

Le théorème du changement de fréquence, qui ne s'applique que si les conditions du schéma décrit précédemment sont vraies.

Il décrit la DSPM(f) ou $S_{yy}(f)$ de sortie à partir de celle du message aléatoire à moyenne nulle $S_{xx}(f)$:

$$S_{yy}(f) = \frac{\beta^2 \cdot b^2 \cdot S_{x,x}(f + f_p)}{4} + \frac{\beta^2 \cdot b^2 \cdot S_{x,x}(f - f_p)}{4} \quad \text{en } V^2 / Hz$$

Remarquons que le premier terme décrit le profil gauche du spectre bilatéral et le deuxième terme décrit le profil droit.

Notons aussi que si $\beta b = 1$ la puissance du canal transposé est moitié de celle du message en bande de base.

Dessignons cette double translation dans le cas d'un message binaire codé HDB3 qui garantit une moyenne nulle.

Nous remarquons toujours l'absence de porteuse aux fréquences $-f_p$ et f_p , sous condition que le message soit à valeur moyenne nulle.

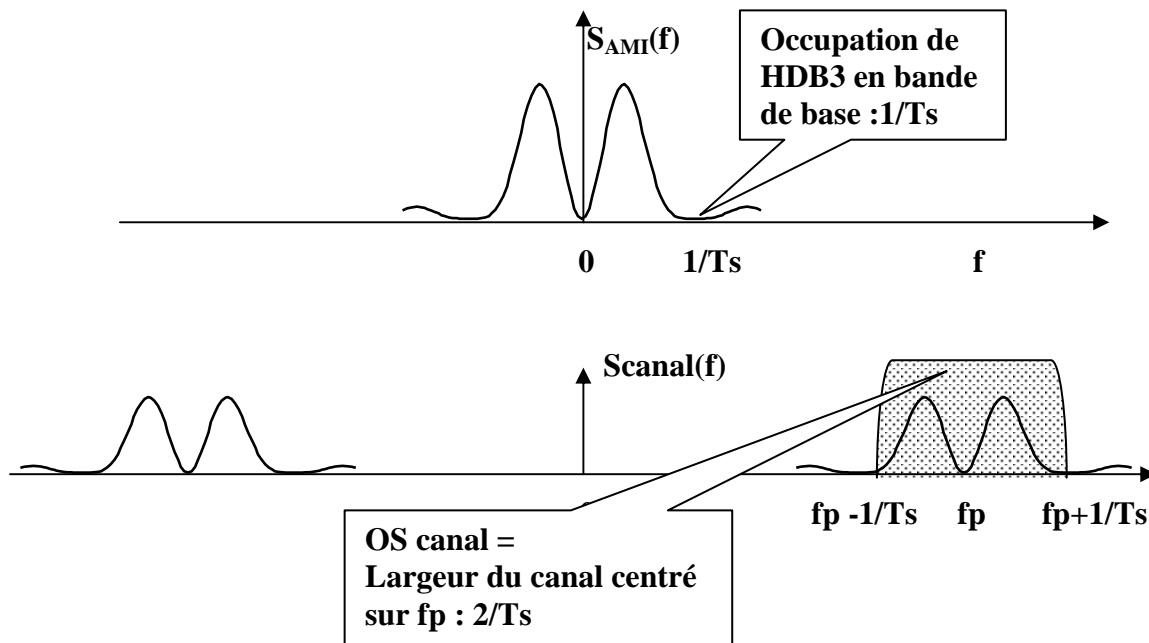


Figure 4-11 La Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée par un message aléatoire binaire codé HDB3 au débit $1/T_b$ et à valeur moyenne nulle.

Le canal occupe une largeur OS_{canal} égale à deux fois l'Occupation Spectrale en Bande de Base OS_{BDB} .

4-6 La fonction mélangeur.

Cette fonction n'est imposée que par l'existence de matériels très spécifiques, dits mélangeurs qui permettent la plupart des opérations de transposition de fréquence comme un multiplieur. Le modulateur est en général de réalisation plus simple qu'un circuit intégré multiplieur type Gilbert à trois différentiels (voir fin du chapitre) et par conséquent permet des applications dans le domaine des hyperfréquences.

A la différence du multiplieur le signal présenté sur une de ses entrées est traité par la fonction signe (comme un écrêtage). Ensuite on retrouve la fonction classique multiplieur avec, en général, le facteur d'échelle β fixé à 1 V^{-1} .

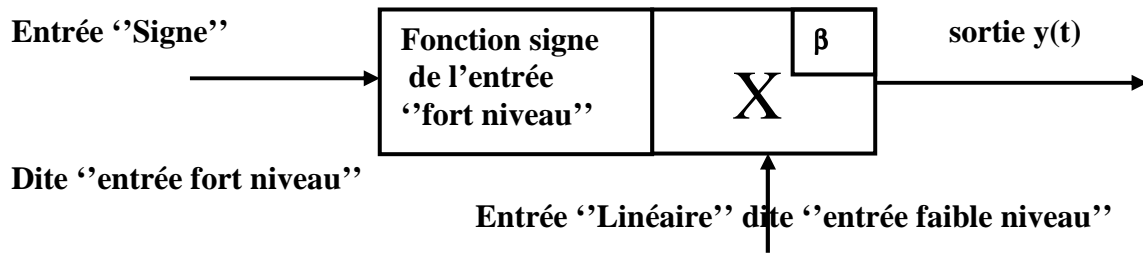


Figure 4-12 La Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée par un message à valeur moyenne nulle, entrant sur l'accès "linéaire" et la porteuse par l'accès "signe".

Il répond à l'expression suivante :

$$Y(t) = \beta \cdot \text{Signe} [\text{Entrée 'signe'}] * [\text{Entrée 'linéaire'}]$$

$$Y(t) = \beta \cdot V_{\text{lin}}(t) \cdot \text{Signe} [V_{\text{signe}}(t)]$$

La plupart des mélangeur opère avec $\beta = 1 \text{ V}^{-1}$.

La fonction **signe(x)** est définie par :

Si $x < 0$ alors $\text{signe}(x) = -1$
 Si $x > 0$ alors $\text{signe}(x) = +1$

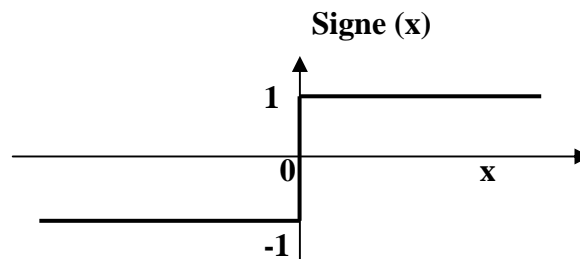


Figure 4-13 La fonction "signe(x)".

On voit immédiatement qu'un signal binaire codé NRZ présenté à l'entrée Signe n'est en rien modifié. Par contre on réservera l'entrée linéaire aux signaux dont on souhaite respecter la forme, par exemple la tension issue d'un microphone avant modulation MAPS.

4-7 Conséquence de l'existence de la fonction signe : Le gain de conversion G_c du mélangeur.

Expression générale du signal de sortie d'un mélangeur lorsque le signal sur l'accès "signe" est périodique, par exemple une porteuse $b \cdot \cos \omega_p t$:

La porteuse traitée par "signe" devient signal carré (celui qui commande l'état des diodes dans le cas du M4D).

$$\text{Signe}[b \cdot \cos \omega_p t] = [4 / \pi] \cdot [\cos \omega_p t] - [4 / 3\pi] \cdot [\cos 3 \omega_p t] + [4 / 5 \pi] \cdot [\cos 5 \omega_p t] + \dots$$

Si l'entrée "signal faible" reçoit un message simple $m(t) = B \cdot \cos \omega_m t$
Le signal de sortie sera alors une MAPS multiple centrée sur les harmoniques impaires de la fréquence f_p de la porteuse.

$$Y(t) = [B \cdot \cos \omega_m t] \cdot \text{signe} [b \cos \omega_p t] =$$

$$[2B / \pi] \cdot [\cos (\omega_p + \omega_m) \cdot t] +$$

$$- [2B / 3 \pi] \cdot [\cos (3 \omega_p + \omega_m) \cdot t] +$$

$$+ [2B / 5 \pi] \cdot [\cos (5 \omega_p + \omega_m) \cdot t] + \dots$$

(obtenu grâce à la relation $\cos a \cdot \cos b = \frac{1}{2} \cos(a+b) + \frac{1}{2} \cos(a-b)$).

Spectre d'amplitude en Volts de la MAPS par mélangeur.

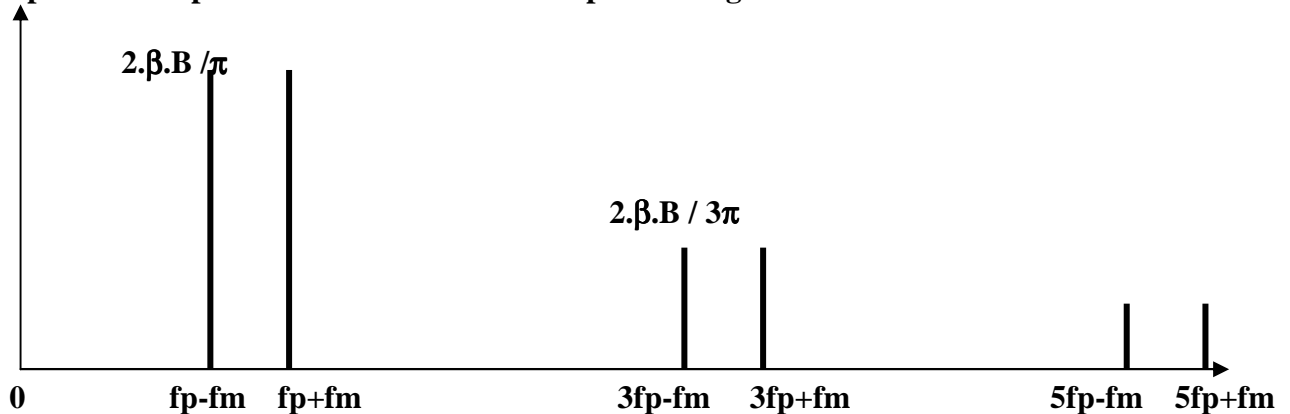


Figure 4-14 La Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée par un message périodique à la fréquence f_m à valeur moyenne nulle et obtenue grâce à un mélangeur utilisant l'accès signe pour la porteuse.

Définition du gain de conversion du mélangeur :

Rapport entre l'amplitude du message changé de fréquence à $f_p - f_m$ (ou à $f_p + f_m$) et l'amplitude du message initial B.

Donc le Gain de Conversion G_c du mélangeur vaut : $G_c = 2\beta / \pi = 2 / \pi$. (en V/V)

4-8 Une réalisation classique : Le Mélangeur à 4 Diodes : M4D.

Il réalise les opérations de translation de fréquence comme un multiplieur mais avec des possibilités hyper fréquences. (jusqu'à ~ 20GHz)

Son schéma est très sommaire : deux transformateurs large bande et quatre diodes hyperfréquences.

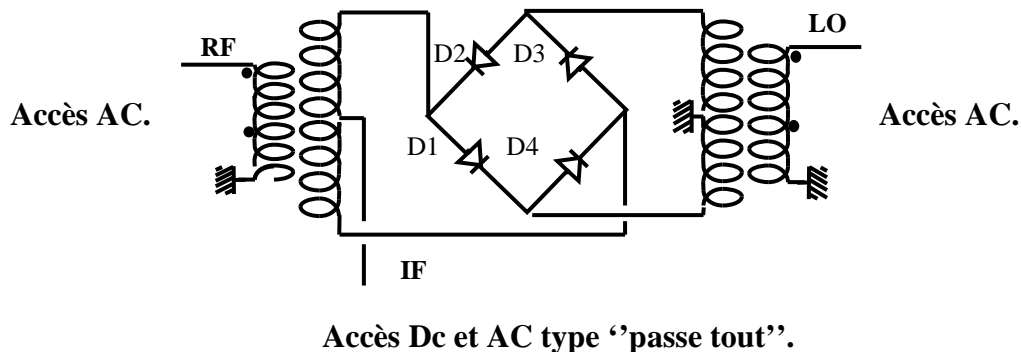


Figure 4-15 L'anatomie du mélangeur à 4 diodes dit M4D.
Avec β fixé à 1 V^{-1} .

Il possède deux accès dits AC, type passe bande, qui interdisent les basses fréquences et le continu. Ce sont les ports RF et LO.

Il possède un unique accès type passe tout, du continu aux hyperfréquences : le port IF.

Le terme accès, volontairement flou, ne précise pas si les ports sont des entrées ou sortie !

En effet chaque accès peut être entrée ou sortie.

Attention le M4D exige des conditions particulières pour fonctionner selon la définition du mélangeur :

$$Y(t) = \beta \cdot V_{\text{lin}}(t) \cdot \text{Signe} [V_{\text{signe}}(t)]$$

Un des deux signaux d'entrée doit imposer l'état des diodes par un signal d'amplitude 0,7 à 0,8V (amplitude). C'est ce signal dit "signal fort" qui réalise la fonction signe.

L'autre signal d'entrée limité à 0,5V (amplitude) environ, dit "signal faible" conserve sa forme et reste en régime linéaire.

Avec ces deux conditions alors la sortie $Y(t)$ est définie par le produit :

$$Y(t) = \text{signe} [\text{signal fort}] \cdot \text{signal faible.}$$

Ensuite il reste à choisir les accès qui seront les entrées : **c'est l'étendue spectrale des signaux qui fixe les choix des accès AC ou DC, par compatibilité avec ceux ci:**

Par exemple, dans un changement de fréquence vers les hautes fréquences la porteuse sera connectée au port RF ou au port LO et la sortie en RF ou LO.

Le message en bande de base s'il comporte des composantes très basses fréquence pénétrera par l'accès passe tout IF.

Dans un changement de fréquence vers les basses fréquences la porteuse sera connectée au port RF ou au port LO, la sortie sera le port IF.

Une autre réalisation du mélangeur constitué par des portes analogiques.

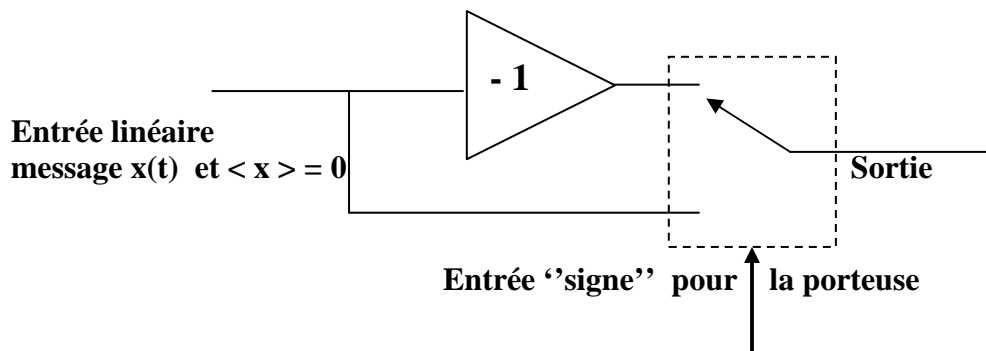


Figure 4-16 La Modulation d'Amplitude à Porteuse Supprimée par un message à valeur moyenne nulle, la porteuse agissant par le signe.

L'entrée "signe" est matérialisée par un signal type binaire qui commande la position de l'inverseur à portes analogiques.

Le signal "signe", selon l'application, définit la fréquence porteuse f_p , le message analogique étant présent sur l'entrée linéaire : MAPS portant un message analogique.(figure 4-14).

Ou bien le binaire est le message à moyenne nulle type NRZ et la porteuse sinusoïdale alimente l'entrée linéaire. (figure 4-11).

4-9 La Modulation d'Amplitude avec porteuse : MA.

La Modulation d'Amplitude d'une porteuse sinusoïdale, est le mode de transport d'un message $x(t)$ analogique, le plus ancien (~1920). Il est exploité dans le monde entier dans les gammes radio GO, PO, OC. Ce procédé est très coûteux en puissance inutile et source de pollution radioélectrique importante ! La modulation d'amplitude ne survit que par le nombre de récepteurs existants dans le monde (~ un milliard !).

Le synoptique s'inspire de la MAPS, il nécessite un message $x(t)$ en bande de base, à moyenne nulle. Son amplitude $|x(t)|$ est limitée à x_{\max} .

Il nécessite également une porteuse sinusoïdale à la fréquence f_p et d'amplitude b .

La sortie y est caractérisée par a_p (amplitude de porteuse émise en sortie) et k (produit du facteur d'échelle β et de l'amplitude de porteuse b injectée). Ces deux grandeurs dépendent du composant utilisé.

$$\beta \cdot b = k$$

La Modulation d'Amplitude avec porteuse répond à l'équation :

$$Y_{MA}(t) = [a_p + k x(t)] \cos 2\pi f_p t \quad (\text{en V})$$

Avec un message $x(t)$ (en V) en bande de base à moyenne nulle $\langle x \rangle = 0$ et amplitude limitée à $|x| < x_{\max}$

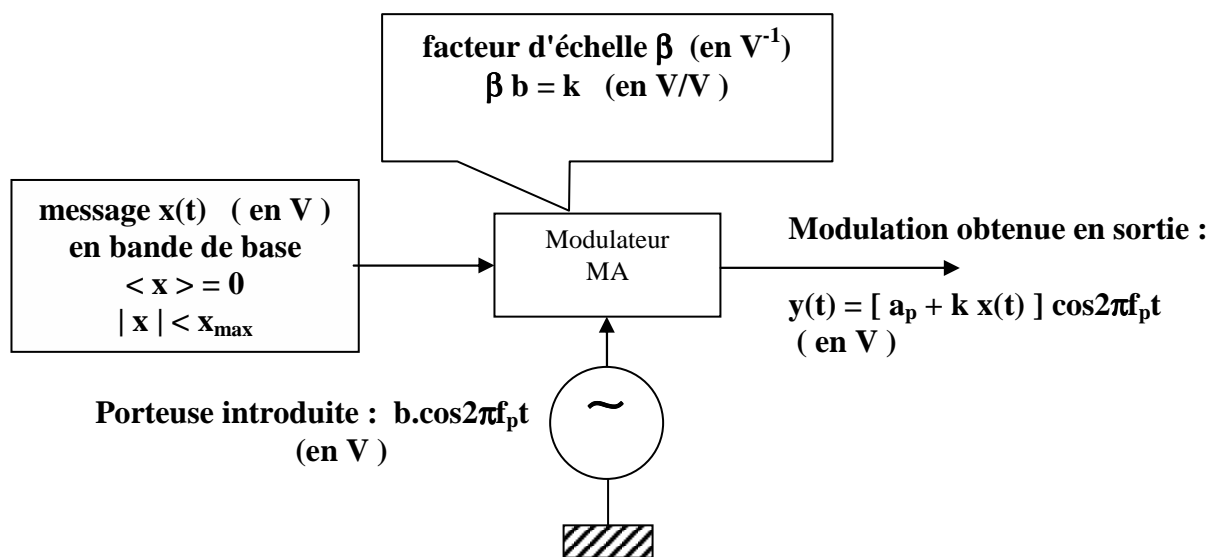


Figure 4-17 La Modulation d'Amplitude avec Porteuse type MA par un message $x(t)$ à valeur moyenne nulle et limité en amplitude à x_{\max} .

! on ne confondra jamais a_p et b

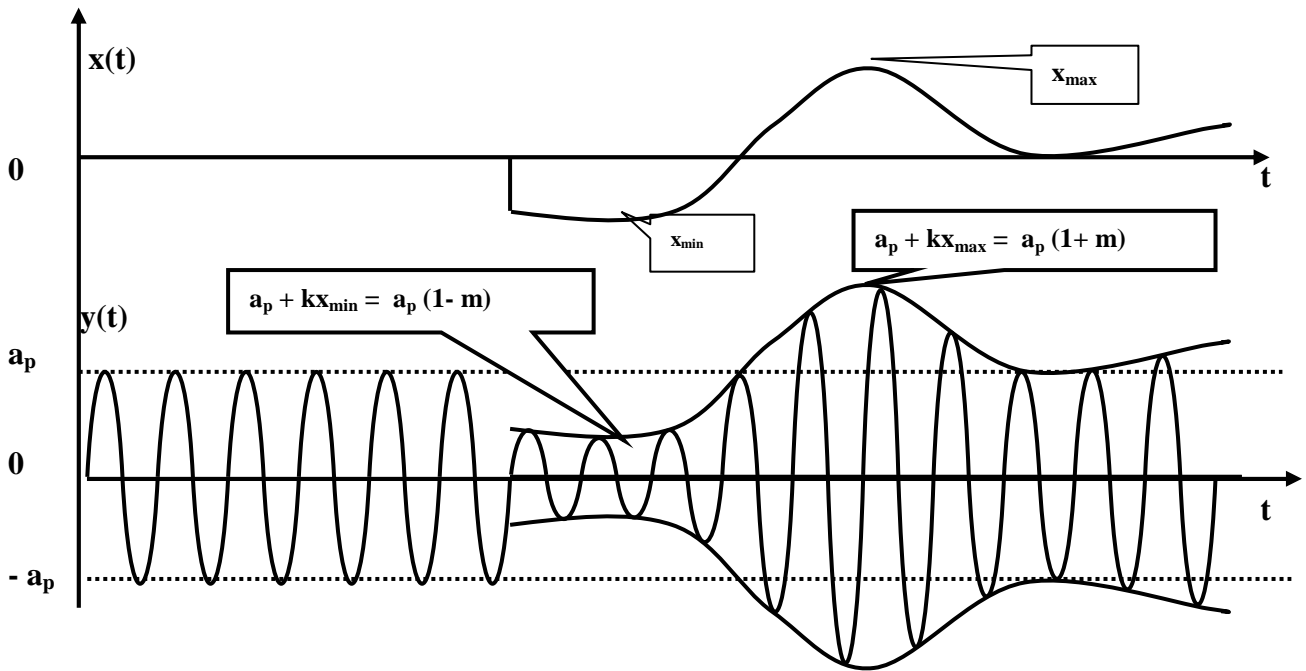


Figure 4-18 La Modulation d'Amplitude avec Porteuse par un message à valeur moyenne nulle.

Notons le fait important que sans message la porteuse est présente en sortie avec une amplitude a_p .

Attention, une condition de signe doit être vérifiée en permanence sur le terme amplitude qui précède l'expression $\cos 2\pi f_p t$:

$$[a_p + k x(t)] > 0$$

Cette expression entre crochet est l'amplitude au sens stricte de $\cos 2\pi f_p t$
Ceci explique la limitation en valeur absolue du message : $| x(t) | < \text{ou} = x_{\max}$

Définition du taux de modulation m :

En Modulation d'amplitude, la condition de signe sur l'amplitude impose $k \cdot x_{\max} < a_p$

$$[a_p + k \cdot x_{\max}] > 0$$

On pose alors :

$$m = k \cdot x_{\max} / a_p < 1$$

Ce qui définit le taux de modulation de 0 à 100%.

Les valeurs extrêmes d'amplitude du signal $y(t)$ de la porteuse modulée sont :

Au max du message : $[a_p + k x_{\max}] = [m \cdot a_p + a_p] = [m + 1] \cdot a_p$

Au min du message : $[a_p - k x_{\max}] = [a_p - m \cdot a_p] = [1 - m] \cdot a_p$

Lorsque le taux de modulation est maximum (100%) alors la porteuse en sortie prend les valeurs extrêmes 0 et $2 \cdot a_p$ en Volts.

Remarquez : la MAPS est incluse dans la définition de la MA en posant $a_p = 0$ et $k = \beta$

4-10 La modulation d'amplitude par un message simple périodique.

Soit le message à transmettre $x(t) = B \cdot \cos \omega_m \cdot t$:

On a alors $B = x_{\max}$. Et par conséquent $m \cdot a_p = k \cdot x_{\max} = k \cdot B$

Et $m = k \cdot B / a_p = b \cdot \beta \cdot B / a_p$

$$Y_{MA}(t) = [a_p + k x(t)] \cos 2\pi f_p t = [k \cdot B \cdot \cos \omega_m \cdot t + a_p] \cdot \cos 2\pi f_p t$$

$$Y_{MA}(t) = [m \cdot a_p \cdot \cos \omega_m \cdot t + a_p] \cdot \cos 2\pi f_p t$$

$$Y_{MA}(t) = a_p \cdot [m \cdot \cos \omega_m \cdot t + 1] \cdot \cos 2\pi f_p t$$

Soit une BLI à $f_p - f_m$
 Soit une porteuse f_p
 Soit une BLS à $f_p + f_m$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \cdot m \cdot a_p \cdot \cos 2\pi (f_p - f_m) \cdot t \\ & a_p \cdot \cos 2\pi \cdot f_p \cdot t \\ & \frac{1}{2} \cdot m \cdot a_p \cdot \cos 2\pi (f_p + f_m) \cdot t \end{aligned}$$

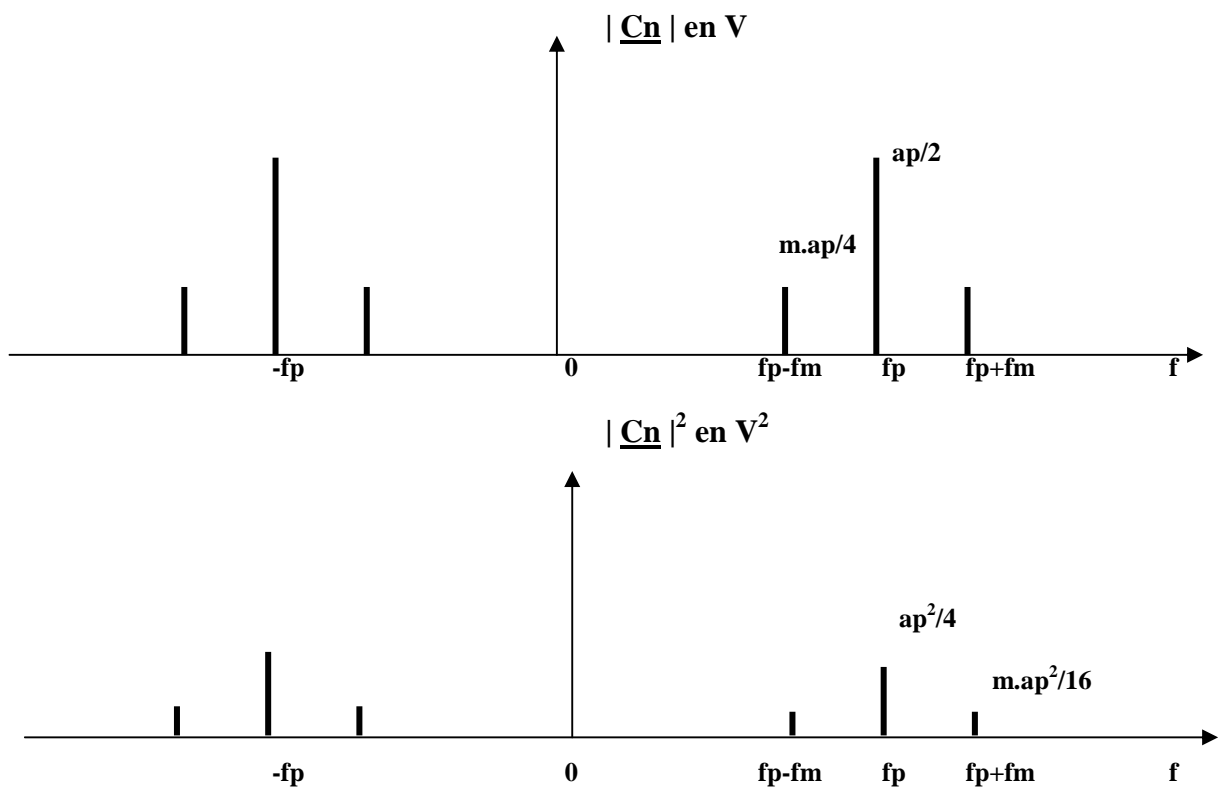


Figure 4-19 La Modulation d'Amplitude avec porteuse type MA par un message à valeur moyenne nulle. La description en puissance est en dessous

le bilan de puissance entre les composantes latérales et la puissance totale est assez désastreux : au mieux 33% !

4-11 Le message en bande de base est aléatoire.

L'opération MA est décrite par :

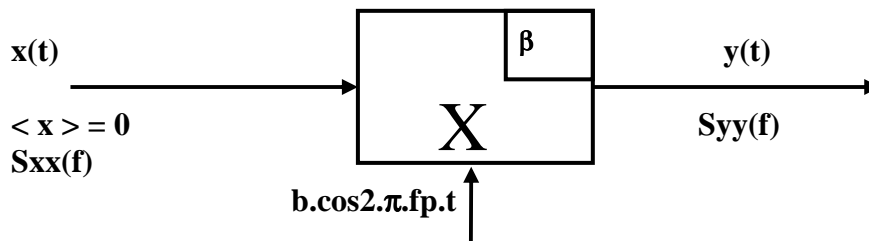
$$Y_{MA}(t) = [a_p + k x(t)] \cos 2\pi f_p t = k x(t) \cdot \cos 2\pi f_p t + a_p \cdot \cos 2\pi f_p t \quad (\text{en V})$$

Avec $\beta \cdot b = k$

$$Y_{MA}(t) = \beta \cdot b \cdot x(t) \cdot \cos 2\pi f_p t + a_p \cdot \cos 2\pi f_p t \quad (\text{en V})$$

Au premier terme $\beta \cdot b \cdot x(t) \cdot \cos 2\pi f_p t$, qui correspond à une MAPS (sous condition que le message $x(t)$ soit à moyenne nulle), on applique immédiatement le théorème du changement de fréquence, qui donne les deux translations de la DSPM $S_{xx}(f)$ autour de f_p et $-f_p$.

Au deuxième terme qui est la porteuse correspond la puissance $\frac{1}{2} a_p^2$ strictement localisée en f_p et $-f_p$.



Rappelons que le théorème du changement de fréquence, ne s'applique que si les conditions du schéma décrit précédemment sont vraies.

Il décrit la DSPM(f) ou $S_{yy}(f)$ de sortie à partir de celle du message aléatoire à moyenne nulle $S_{xx}(f)$, à laquelle on ajoute la puissance de la porteuse d'amplitude a_p , c'est-à-dire deux diracs aux fréquences f_p et $-f_p$.

$$S_{yy}(f) = \frac{\beta^2 \cdot b^2 \cdot S_{xx}(f + f_p)}{4} + \frac{\beta^2 \cdot b^2 \cdot S_{xx}(f - f_p)}{4} + \frac{1}{4} a_p^2 \delta(f + f_p) + \frac{1}{4} a_p^2 \delta(f - f_p)$$

en V^2 / Hz et en V^2

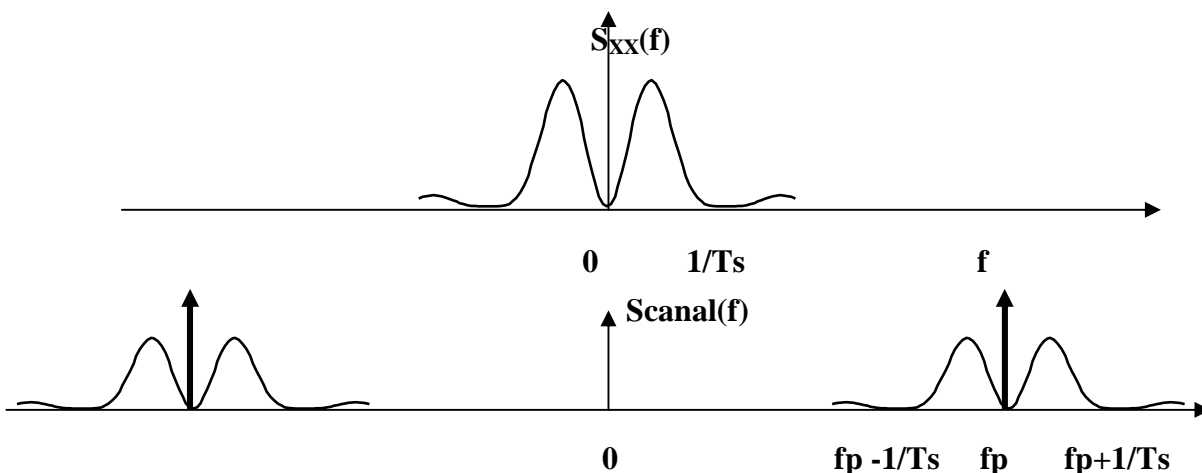


Fig 4-21 La DSPM(f) de la modulation avec porteuse type MA par un message aléatoire : la puissance de porteuse $a_p^2/2$ est répartie aux fréquences $-f_p$ et f_p . Le canal occupe deux fois la bande de base.

4-12 Le modulateur type MA vu comme un amplificateur de porteuse.

Une réalisation possible du modulateur type MA peut être un amplificateur de porteuse (sélectif ou non) dont le gain varie proportionnellement au message en bande de base $x(t)$.

Le gain nominal ou moyen de l'amplificateur de porteuse est défini en absence de message $x(t) = 0$.

Son gain vaut alors a_p / b .

Un exemple très classique d'amplificateur de porteuse dont le gain varie comme le message, utilise un OTA (CA3094 ou CA3080)

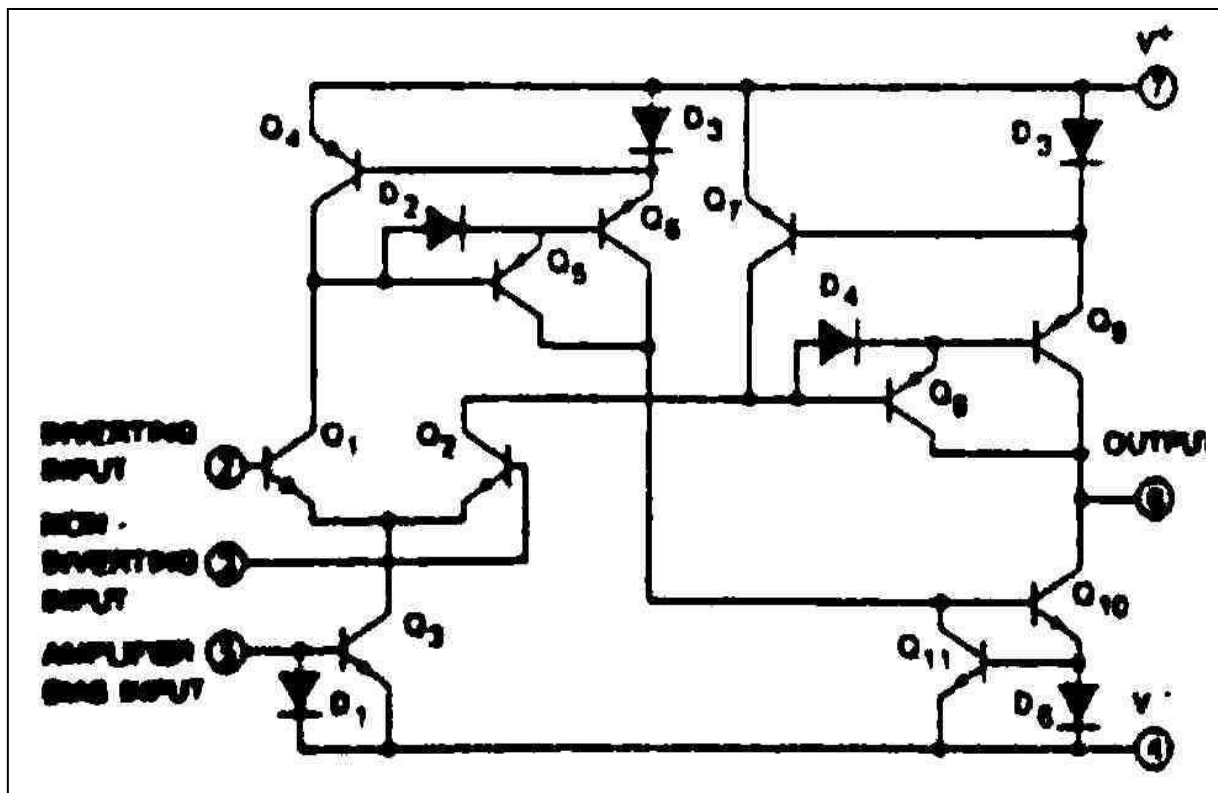


Fig 4-21 L'OTA CA3080 qui donne une transconductance double de celle du différentiel : $g_{OTA} = I_o / 2V_T$.

$$Y_{MA}(t) = [a_p + k x(t)] \cos 2\omega f_p t \quad (\text{en V})$$

Le message $x(t)$ contrôle linéairement (entrée 5) le courant I_o de la source de courant Q_3 et par conséquent la transconductance de l'OTA ($g_{OTA} = I_o / 2V_T$).

La porteuse pénètre par l'entrée différentielle (bornes 2 et 3)

La modulation MA est obtenue sur une résistance de charge en sortie (borne 6)

On obtient de manière immédiate l'expression de $Y_{MA}(t)$ identifiable à la forme canonique.

Par identification on aura :

L'amplitude de porteuse émise $a_p = [- (V_{ss} + V_\gamma).b.R_L] / [2.V_T.R_a]$

Le taux de modulation $m = k.x_{max} / a_p = x_{max} / [- (V_{ss} + V_\gamma)]$

Le facteur $k = b.\beta = b.R_L / 2.V_T.R_a$

4-14 La structure de Gilbert du multiplieur analogique. (MC1595)

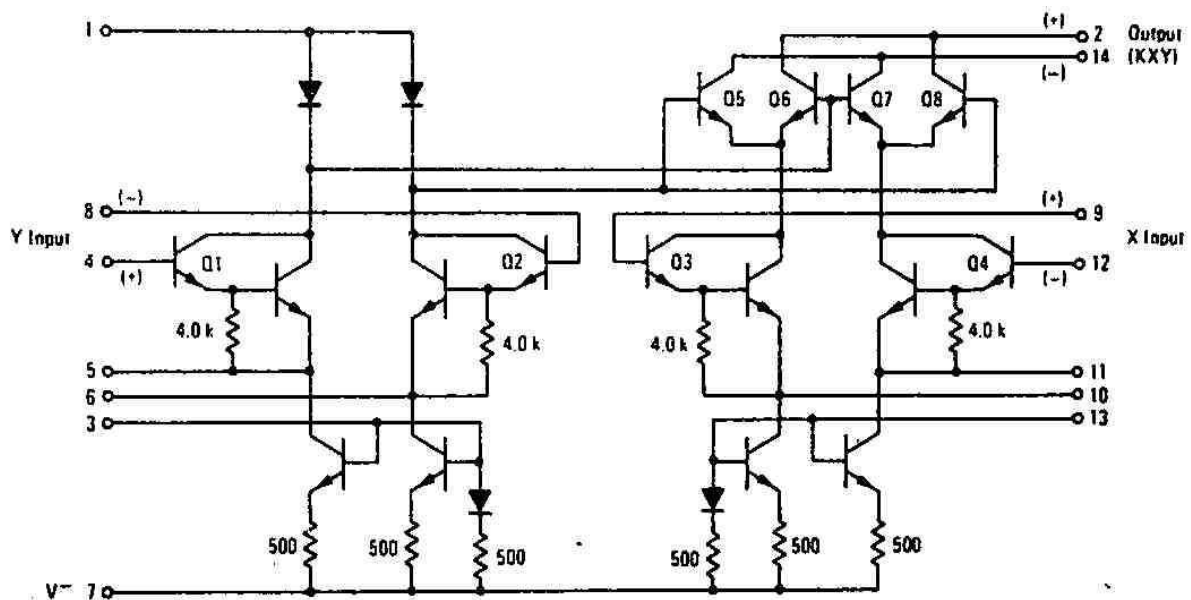


Fig 4-22 La structure de Gilbert à 3 différentiels linearisés par les résistances R_y (bornes 5 et 6) et R_x (bornes 10 et 11)

Les 2 diodes du haut corrigent exactement la relation exponentielle entre tension et courant des 2 différentiels Q5, Q6, Q7, Q8.

Finalement les courants de sorties en bornes 2 et 14 sont l'image du produit des tensions différentielles V_x et V_y .

C'est une réalisation de l'opérateur "Multiplication" qui apparaît souvent dans les synoptique simplistes de ce cours.

4-15 Nécessités de filtrer le message en bande de base avant modulation.

Prenons l'exemple de la téléphonie mobile à couverture cellulaire GSM à 900 MHz. La station de base BTS peut émettre sur 124 canaux descendants. Chaque canal, numérotés n , occupe une largeur de 200 kHz (OSCanal) centré sur une porteuse $f_d(n)$:

$$f_d(n) = 935 + 0,2.n \text{ en MHz.}$$

De même le mobile dispose de 124 canaux montants de même OSCanal, centrés sur une fréquence $f_m(n)$:

$$f_m(n) = 890 + 0,2.n \text{ en MHz.}$$

On définit ainsi un écart duplexe FDMA de 45 MHz pour l'ensemble des 124 canaux.

Lorsque la liaison duplexe opère avec un mobile il faut isoler un canal de 200 kHz aux alentours de 900 MHz par un filtre passe bande dont la sélectivité est de l'ordre de $900/0,2$ soit 4500 (à comparer au coefficient de qualité Q d'un résonateur) !

De plus ce filtre très pointu doit pouvoir à tout instant être déplacé sur une des 124 fréquences possibles !

Il n'y a aucune solution technique !

Donc, on fait plus intelligent en limitant en bande de base le spectre des données codées.

Ainsi le spectre du binaire en bande de base subira un filtrage passe bas limitant celui-ci à la fréquence des symboles c'est-à-dire $f_c = 1/T_s = RM$ (Rapidité de Modulation).

Nyquist a montré que l'on pouvait encore réduire jusqu'à la limite extrême $f_c = 1/2T_s$. Un gabarit symétrique autour de $1/T_s$ (à - 6dB) dit de NYQUIST permet de réduire l'IES (annulation de la réponse aux instants $t = k.T_s$ sauf en $t = 0$).

Il est décrit par la transmittance $H(f)$ en figure 4-23.

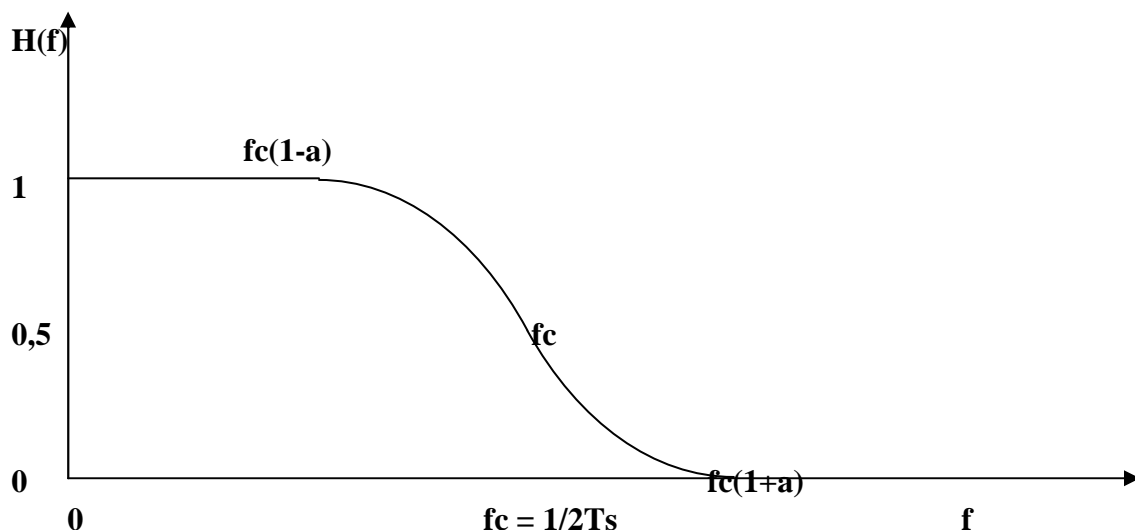
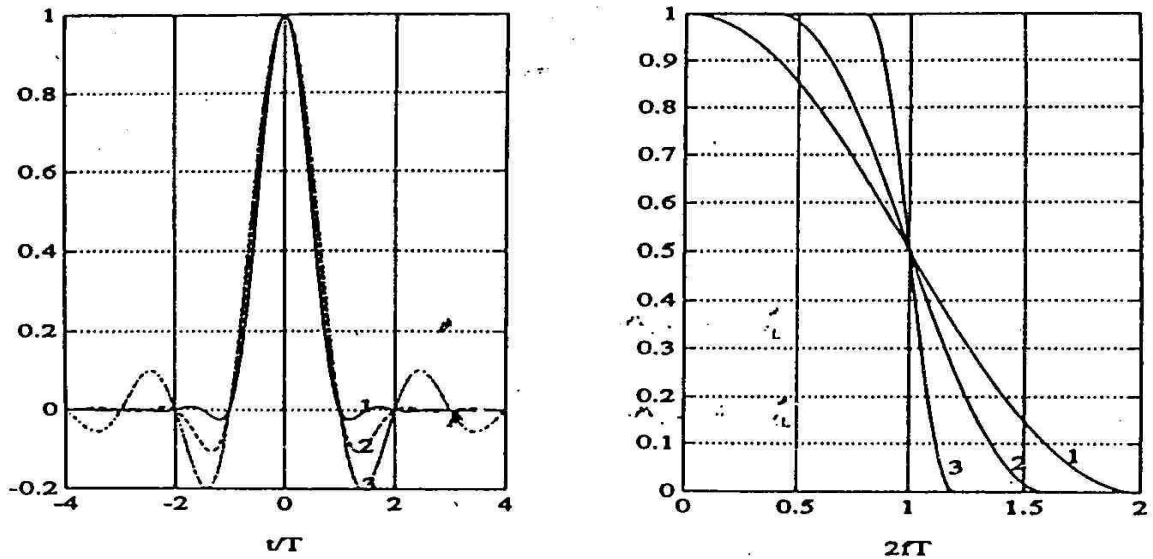


Fig 4-23 La réponse harmonique du filtre de Nyquist.



Réponse impulsionnelle et réponse en fréquence d'un filtre en cosinus surélevé pour différentes valeurs du facteur de retombée α (1 : $\alpha = 1$; 2 : $\alpha = 0,6$; 3 : $\alpha = 0,4$)

Figure 4-24 Quelques cas de pente du filtre en cosinus surélevé défini par le paramètre α (facteur de retombée ou roll-off).

Ainsi l'ensemble de la réponse du canal et des filtres de l'émetteur et du récepteur si elle répond aux critères de Nyquist permet de réduire l'IES et le Bruit ajouté par la transmission.

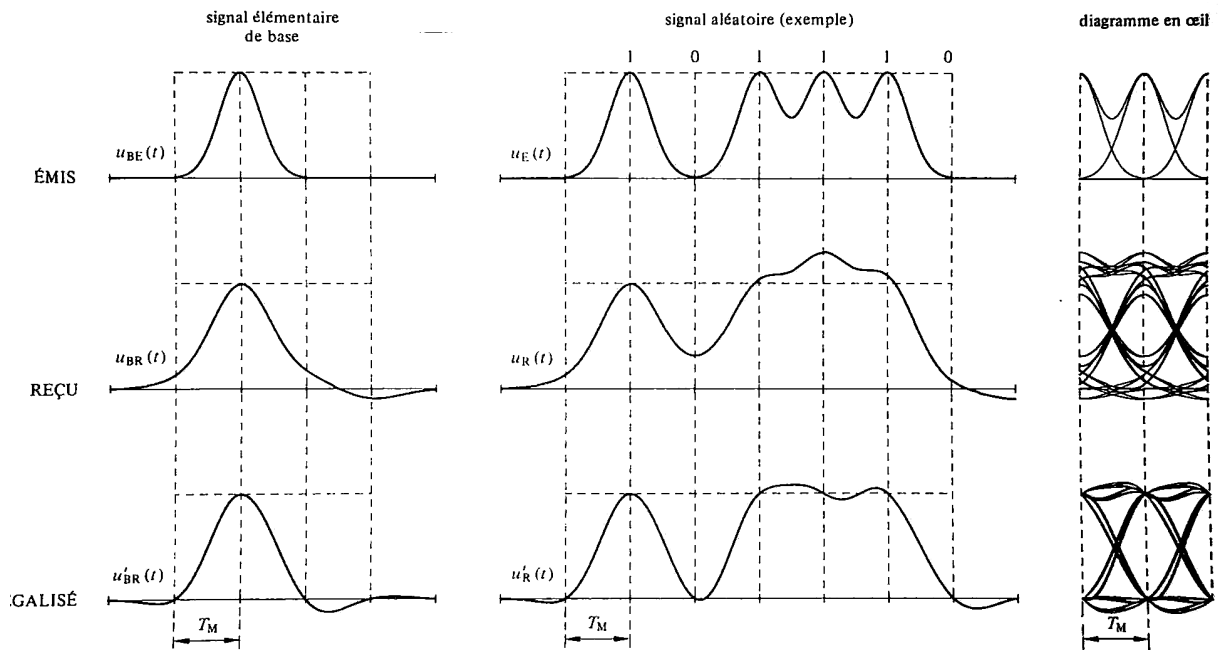


Fig. 5.13 Effet de l'égalisation sur le signal reçu et sur le diagramme en œil (mode binaire unipolaire).

Figure 4-25 La réduction de l'IES par un filtre de Nyquist

Ce filtre prend alors le nom d'égaliseur et permet de :
Corriger les défauts constants ou variables de support de transmission.
(échos fixes, variables, IES)
Réduire le bruit reçu, si l'égaliseur est partiellement présent au récepteur.
De s'adapter à toute largeur de canal ou changement de débit si il réalisé numériquement.