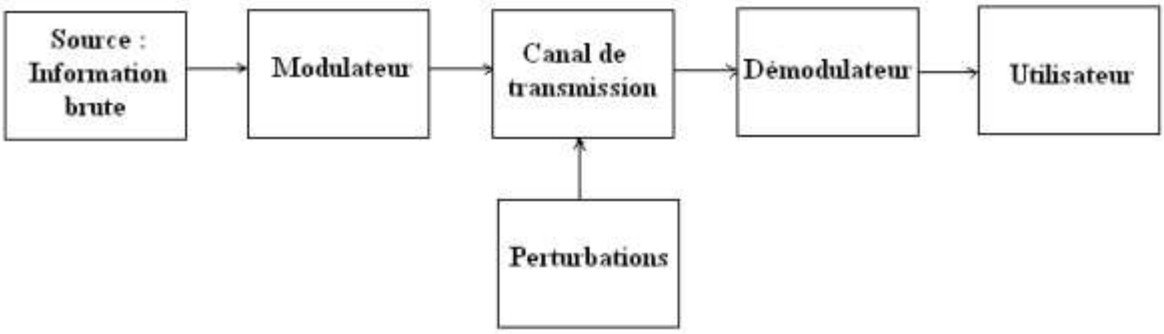
Introduction.

En télécommunication, le système de communication nous montre l'ensemble :
1. des procédés
2. d'équipements,
mise en place lors de la transmission de l'information depuis l'émetteur jusqu'au récepteur.
D'une manière simplifiée, le schéma général d'un système de communication peut être représenté ainsi :(le modèle de Shannon et Weaver)



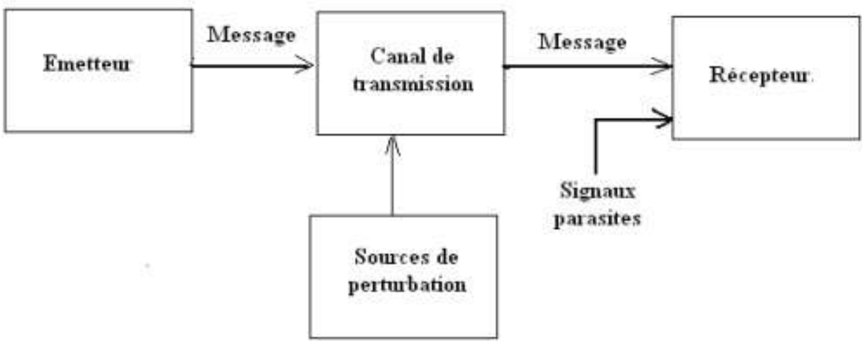
La source: nous avons l'information brute à transmettre.
A l'émission, cette information doit être modulée par le modulateur

☞ Avant d'être transmise sur le canal de transmission, là où elle fera face à des sources de perturbation:

☞ Comme le vent, la pluie…

A la réception, l'information transmise sur le canal de transmission sera

☞ démodulé par un démodulateur avant d'être utilisée.
Le modèle de Shannon et Weaver peut être simplifié par le modèle suivant :



Pour mieux aborder cette partie, il faut voir :

- *Les ondes électromagnétiques*
- *Les signaux radioélectriques*
- *Distorsions et perturbations des signaux*

Les ondes électromagnétiques

1. Introduction

La radioélectricité: **?**
C'est l'ensemble des techniques utilisant les ondes électromagnétiques comme support de communication pour la transmission d'information.
Elle est appliquée dans: **?**

- La radiodiffusion
- La télévision
- La radionavigation
- Le radar
- etc.

Les informations à transmettre peuvent être soit:

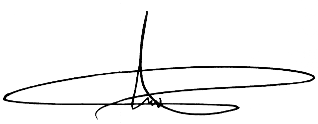
- Des signaux acoustiques tels que ceux engendrés par les vibrations des cordes vocales (paroles)
- Des signaux électriques

En télécommunication, pour transmettre une information, cette dernière doit d'abord être convertie en signal électrique par un transducteur.

Une onde électromagnétique se propage dans les trois directions de l'espace :

- la direction verticale,
- la direction horizontale,
- la direction oblique.

Une onde électromagnétique se propage dans le vide à la vitesse **C_0** de la lumière (**C_0=3.10^8 m/s**).
L'onde électromagnétique est caractérisée par une longueur d'onde **λ** exprimée en mètre et une fréquence ***f*** exprimée en hertz. Ces deux grandeurs sont liées à la vitesse de la propagation par la relation : $\lambda f = C_0$.



2. Spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique décrit la répartition des ondes électromagnétiques en fonction de leurs fréquences ou de longueurs d'onde.

☞Les ondes électromagnétiques qui ont une fréquence allant de 30 kilohertz (kHz) à 3.10^3 Gigahertz (GHz), sont appelées ondes radioélectriques ou ondes hertziennes.
☞À des fréquences plus élevées se trouvent par ordre de fréquence croissant l'infrarouge (longueur d'onde entre 8.10^{-7}m à 10^{-3}m),
☞La lumière visible (longueur d'onde entre 400 et 700 nm),
☞L'ultraviolet (longueur d'onde entre 10^{-8} m à 4.10^{-7} m).
☞Aux fréquences les plus élevées, se trouvent le domaine des rayons X (entre 1 et 100 nm),
☞Puis celui des rayons Gamma (longueur d'onde inférieure à 1 nm).

3. Spectre radiofréquence

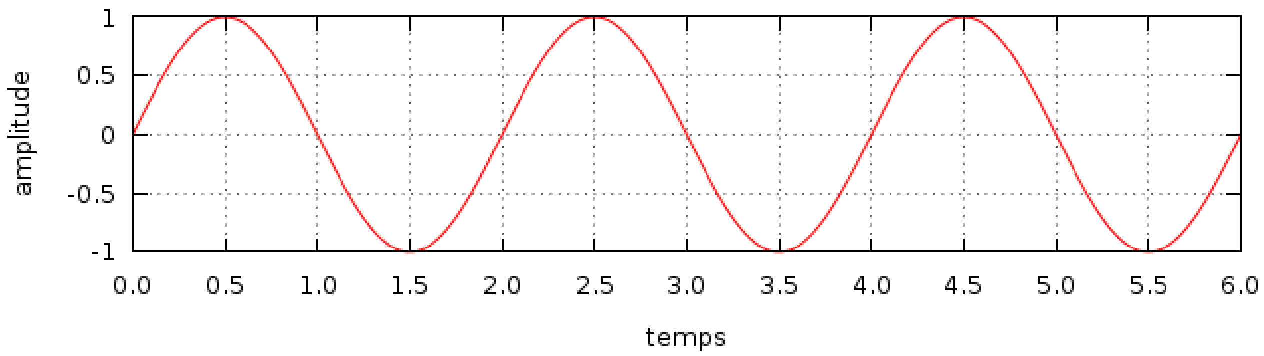
Une **onde radio** est classée en fonction de sa fréquence ; l'ensemble de ces fréquences constitue **le spectre radiofréquence**.

Désignation	**Fréquences**	**Longueur d'onde**
ELF (*extremely low frequency*)	3-30 Hz	100000 km – 10000 km
SLF (*super low frequency*)	30–300 Hz	10000 km – 1000 km
ULF (*ultra low frequency*)	300–3000 Hz	1000 km – 100 km
VLF (*very low frequency*)	3 à 30 kHz	Myriamétrique, 100 km à 10 km
LF (*low frequency*)	30 kHz à 300 kHz	Kilométrique ou ondes longues, 10 km à 1 km
MF (*medium frequency*)	300 kHz à 3 MHz	Hectométrique ou ondes moyennes, 1 km à 100 m
HF (*high frequency*)	3 MHz à 30 MHz	Décamétrique ou ondes courtes, 100 m à 10 m
VHF (*very high frequency*)	30 MHz à 300 MHz	Métrique, 10 m à 1 m
UHF (*ultra high frequency*)	300 MHz à 3 GHz	Décimétrique, 1 m à 10 cm

SHF (*super high frequency*)	3 GHz à 30 GHz	Centimétrique, 10 cm à 1 cm
EHF (*extremely high frequency*)	30 GHz à 300 GHz	Millimétrique, 1 cm à 1 mm

Les signaux radioélectriques

Dans un système de communication, l'information à transmettre (signal radioélectrique) doit provenir d'un émetteur (émetteur des signaux radioélectriques). Avant que l'information soit transmise au récepteur (récepteur des signaux radioélectriques), elle doit traverser un canal de transmission où on peut trouver plusieurs sources d'affaiblissement et de distorsion du signal.
La plupart des signaux électriques transmis sur des lignes sont des signaux périodiques. Un signal électrique périodique est un signal électrique dont les variations de son amplitude se reproduisent régulièrement au bout d'une période T. C'est le cas par exemple d'un signal sinusoïdal.



Il faut noter que tout signal périodique continu peut se décomposer en séries de Fourier, c'est-à-dire par une juxtaposition de signaux sinusoïdaux de fréquences et amplitudes stables.
L'expression mathématique d'un signal sinusoïdal est de la forme $V = v\sin(\omega t + \rho)$, ρ étant la phase
Un signal périodique est défini par :

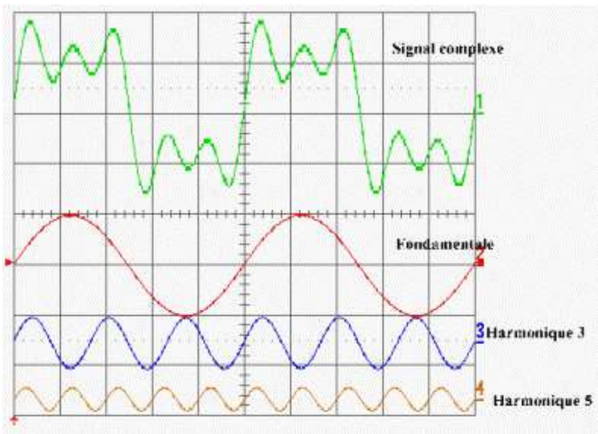
- Son amplitude qui est la valeur maximale ***V*** par laquelle la fonction passe. Elle s'exprime en volt ou en ampère.
- La période qui est l'intervalle de temps ***T*** qui sépare deux répétitions successives. Elle s'exprime en seconde.
- La fréquence ***f*** qui est l'inverse de la période. Elle s'exprime en hertz (Hz). $f=1/T$
- La pulsation $\omega = 2\pi / T = 2\pi f$
- La phase qui est l'angle exprimé en radians qui permet de connaître la valeur de la fonction en instant donné.

Les signaux électriques utilisés pour la transmission radioélectrique sont obtenus à partir d'un transducteur (microphone, cellules photoélectrique, capteurs divers).

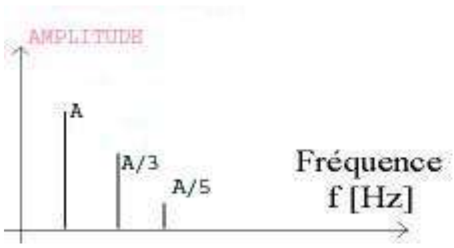
La représentation spectrale d'un signal

Comme nous l'avons dit ci-haut, un signal périodique peut être décomposé en une somme des signaux sinusoïdaux.
$v(t) = V1 \sin \omega 1t + V2 \sin 2\omega 1t + V3 \sin 3\omega 1t + \ldots + Vk \sin n\omega 1t.$

Si nous faisons la somme de plusieurs signaux sinusoïdaux, nous obtenons un signal non sinusoïdal. L'une des composants a la même période que le signal périodique (C'est **la fondamentale**) et les autres sont **les harmoniques**.



La représentation spectrale d'un signal est figurée par deux axes : l'axe des abscisses qui représente la fréquence et l'axe des ordonnées qui représente l'amplitude. Si nous prenons l'exemple de la représentation spectrale de trois ondes définis respectivement par leurs amplitudes A, A/3, A/5 et leurs fréquences F, 3F et 5F, nous aurons :



L'énergie transportée par un signal sinusoïdale est proportionnelle au carré de son amplitude. $\boldsymbol{W = KA^2}$**.**

Et si nous observons très bien, nous remarquons que la fondamental a une énergie prépondérante (dominante). L’harmonique 3 a une énergie 9 fois plus faible. L’harmonique 5 a une énergie 25 fois plus faible.

Distorsions et perturbations des signaux

1. Distorsions.

Toute déformation du signal –qui n’est:

☞ ni un gain,

☞ ni une atténuation,

☞ ni un retard

lors de son traitement est appelée distorsion.

☞ Conséquence, le signal restitué à la sortie, peut être légèrement ou fortement différent du signal appliqué à l’entrée.

Il y a plusieurs sortes de distorsions :

- **Distorsion de fréquence** :

☞ Une variation du gain en fonction de la fréquence.

- **Distorsion de phase** :

☞ Le canal a un déphasage qui ne varie pas proportionnellement à la fréquence.

- **Distorsion d’amplitude** :

☞ Si le rapport des amplitudes dépend de l’amplitude d’entrée.

- **Distorsion d’intermodulation**:

☞ Si le canal n’est pas linéaire en amplitude. C'est-à-dire si on remarque que l’amplitude du signal de la sortie n’est pas proportionnelle à l’amplitude du signal appliqué à l’entrée.

- **Distorsion harmonique ou non linéaire**:

☞ sans doute la plus pire des distorsions car elle apporte des nouvelles fréquences au signal,

☞ Conséquence, une déformation totale du signal. Si par exemple le signal appliqué à l’entrée était sinusoïdal, on obtiendra forcément un signal non sinusoïdal à la sortie.

2. Les perturbations

Il arrive que lors de la transmission, des signaux parasites viennent s'ajouter au signal utile. C'est ce qu'on appelle perturbation du signal.
On peut distinguer parmi les perturbations, **les bruits additifs** et **les bruits multiplicatifs**. **Les bruits additifs** sont présents à l'extrémité du canal, quel que soit le signal appliqué à l'entrée et même en l'absence du signal tandis que **les bruits multiplicatifs** n'apparaissent qu'en présence du signal.

MODULATION.

La transmission d‘un signal porteur d’information (signal informatif ou signal message) sur un canal de transmission, défini par sa bande passante, utilise généralement un décalage des fréquences contenues dans le signal vers d‘autres fréquences plus adaptées à la transmission. Ce déplacement de fréquences est obtenu par modulation.
La modulation est définie comme la méthode permettant de faire varier les caractéristiques du signal porteur au rythme du signal modulant.
Le signal informatif ou signal message est appelé signal modulant.
Le résultat de la modulation est appelé signal modulé.

Dans la modulation par onde porteuse analogique, un signal sinusoïdal de la forme $Acos\left(2\pi f_p t + \varphi\right)$ est utilisé pour transporter l'information.
Une onde porteuse modulée peut être représentée mathématiquement sous la forme suivante :

$$A(t)cos\left(2\pi f_p t + \varphi(t)\right) \qquad (1)$$

Dans l’équation (1): $A(t)$ et $\varphi(t)$ sont appelés respectivement amplitude et phase instantanées.
Si $A(t)$ est une fonction linéaire du signal informatif *m(t)*, nous sommes en présence de la modulation d’amplitude.
Si $\varphi(t)$ est une fonction linéaire du signal informatif *m(t)*, nous avons une modulation de phase ou de fréquence.

1. MODULATION D'AMPLITUDE

Dans le cas de la modulation d’amplitude, l’onde porteuse peut être représentée par l’équation (2) en considérant une phase nulle :

$$A(t)cos\left(2\pi f_p t\right) \qquad (2)$$

Dans cette équation $A(t)$ est une fonction linéaire du signal informatif $m(t)$.
Selon la relation entre les spectres de $A(t)$ et $m(t)$, nous avons les différents types de modulations à savoir:

1. La modulation d’amplitude à double bande (DB)
2. La modulation d’amplitude classique (MA)
3. La modulation d’amplitude à bande latérale unique (BLU)
4. La modulation d’amplitude à bande latérale unique avec porteuse résiduelle (BLU-PR).

1.1. MODULATION D'AMPLITUDE A DOUBLE BANDE

Elle est obtenue lorsque $A(t)$ est proportionnelle au signal informatif ou modulant *m(t)*, soit :

$$A(t) = \alpha \cdot m(t) \qquad (3)$$

Si le coefficient de proportionnalité est égal à "1", nous obtenons:

$$x_{DB}(t) = m(t) \cdot cos\left(2\pi f_p t\right) \qquad (4)$$

La modulation d'amplitude à double bande est simplement la multiplication de l'onde porteuse par le signal informatif.

La transformée de Fourier des deux termes de l'équation (4) donne:

$$TF[x_{DB}(t)] = TF\left[m(t)\cdot cos\left(2\pi f_p t\right)\right]$$
$$= TF[m(t)] * TF\left[cos\left(2\pi f_p t\right)\right] = M(f) * \left\{\frac{\delta\left(f-f_p\right)+\delta\left(f+f_p\right)}{2}\right\}$$

$$X_{DB}(f) = \frac{1}{2}M\left(f-f_p\right)+\frac{1}{2}M(f+f_p) \quad (5)$$

1.1.1. GENERATION DES SIGNAUX A MODULATION D'AMPLITUDE A DOUBLE BANDE

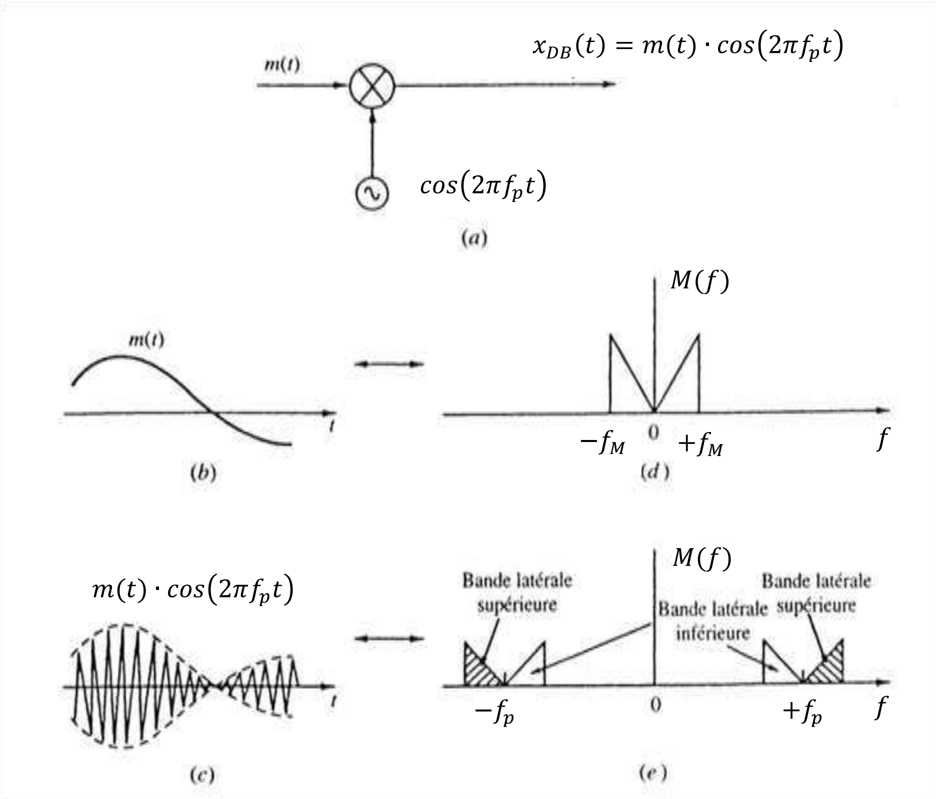


Figure.1. Modulation d'amplitude à double bande

Le principe de génération d'un signal de modulation d'amplitude à double bande est illustré sur la figure (1-a).
Le signal informatif et le signal modulé ainsi que leurs transformées de Fourier sont représentés dans les figures (1-b), (1-c), (1-d) et (1-e).
Le signal informatif est supposé à spectre borné par la fréquence maximale f_M.

Les spectres $M(f-f_p)$ et $M(f+f_p)$ sont respectivement le spectre du signal informatif translaté de $-f_p$ et de $+f_p$. La partie du spectre, qui est située au-dessus de f_p, est appelée bande latérale supérieure et la partie en dessous de f_p, est la bande latérale inférieure. Le domaine spectral, occupé par le signal informatif est appelé la largeur spectrale.
A partir de la figure (1-e), il est clair que nous ne pouvons pas identifier directement l'onde porteuse ; ainsi ce type de modulation est aussi appelé la modulation d'amplitude à double bande avec suppression de porteuse. Dans ce cas nous avons:

$$f_p \gg f_M$$

1.1.2. DEMODULATION DES SIGNAUX A MODULATION D'AMPLITUDE A DOUBLE BANDE.

La récupération du signal informatif est appelée démodulation ou détection. Le signal informatif peut être retrouvé en multipliant le signal $x_{DB}(t)$ par une porteuse locale et en éliminant le terme en double fréquence. Le principe de la démodulation est illustré sur la figure (2).

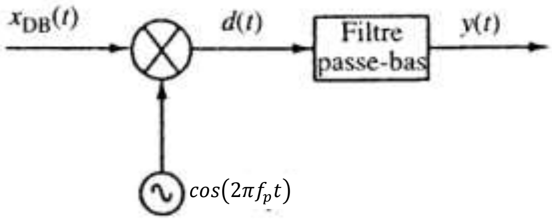


Figure.2. Démodulation ou détection d'un signal modulé en amplitude à double

La difficulté de ce type de démodulation est la génération d'une porteuse locale qui doit être synchrone en phase et en fréquence avec la porteuse reçue. Ce type de démodulation est appelé aussi détection synchrone.

1.2. MODULATION D'AMPLITUDE "MA" CLASSIQUE

Dans ce type de modulation on doit ajouter l'onde porteuse avec une amplitude significative au signal $x_{DB}(t)$ précédent. Dans ce cas le signal modulé en MA est donné par:

$$\begin{aligned} x_{MA}(t) &= x_{DB}(t) + Acos(2\pi f_p t) \\ &= m(t)\cdot cos(2\pi f_p t) + Acos(2\pi f_p t) \end{aligned} \tag{6}$$

La transformée de Fourier des deux termes de l'équation (6) donne:

$$\begin{aligned} TF[x_{MA}(t)] &= TF[m(t)\cdot cos(2\pi f_p t) + Acos(2\pi f_p t)] \\ &= TF[m(t)] * TF[cos(2\pi f_p t)] + TF[Acos(2\pi f_p t)] \end{aligned}$$

$$X_{MA}(f) = \frac{1}{2}M(f - f_p) + \frac{1}{2}M(f + f_p) + \frac{1}{2}\delta(f - f_p) + \frac{1}{2}\delta(f + f_p) \quad (7)$$

Le signal informatif et le signal modulé ainsi que leurs transformées de Fourier sont représentés dans la figure (3).

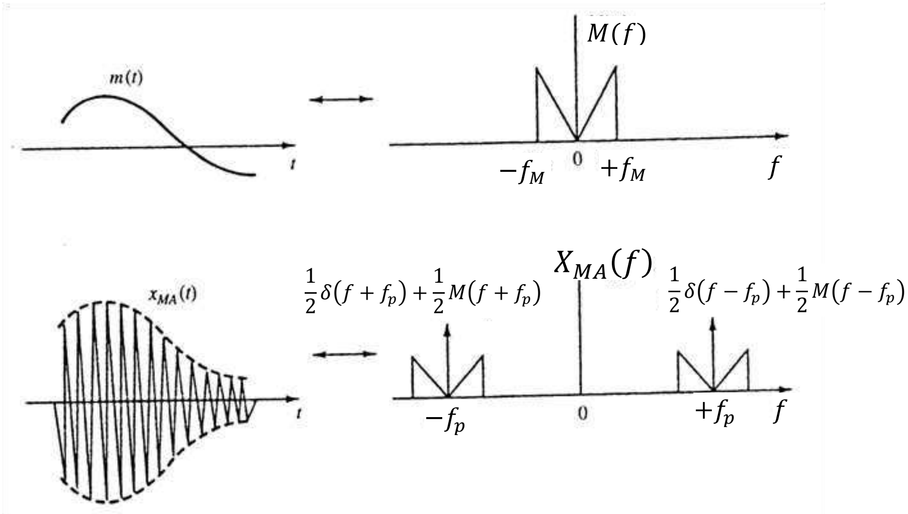


Figure.3. Modulation d'Amplitude MA classique

1.2.1. DEMODULATION DES SIGNAUX A MODULATION D'AMPLITUDE "MA" CLASSIQUE.

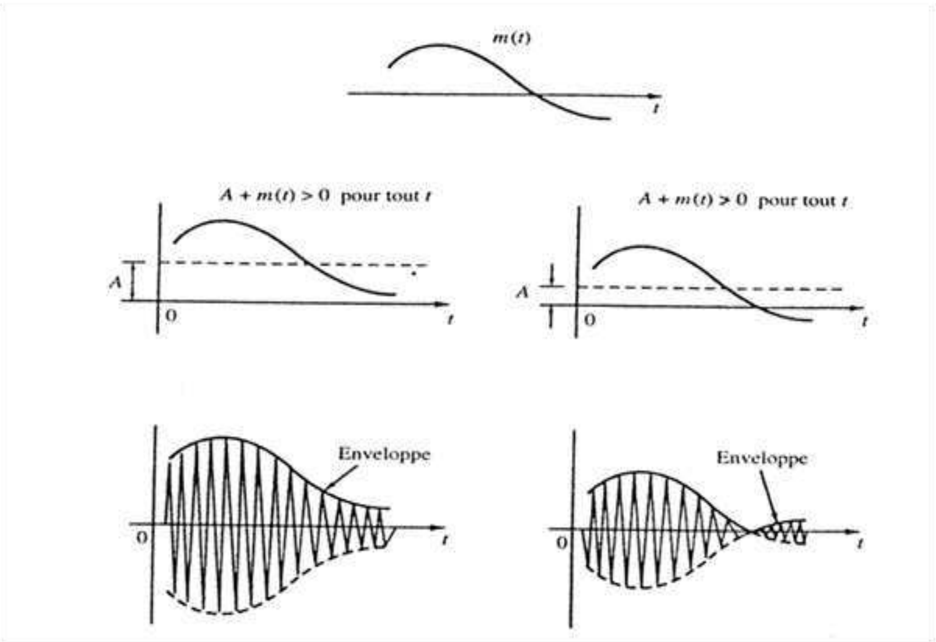


Figure.4.Modulation d'amplitude et enveloppe de l'onde modulée

Contrairement à la modulation DB, la modulation MA utilise une méthode très simple pour la démodulation qui est appelée détection d'enveloppe. Cette méthode est utilisée si l'amplitude "A" est suffisante. Dans l'équation (6), si A est très grande, l'amplitude ou l'enveloppe du signal modulé est donnée par : $A + m(t)$. Cette quantité est directement proportionnelle à $m(t)$. La démodulation dans ce cas se résume par une simple détection de l'enveloppe sans tenir en compte la phase et la fréquence exacte de la porteuse. La condition permettant d'utiliser la démodulation par détection d'enveloppe est donnée par:
$A + m(t) > 0$ pour tout t, ou : $A \geq |min(m(t))|$, avec: $min(m(t))$ est la valeur minimum de $m(t)$.
Un exemple de modulation MA classique est illustré sur la figure (4).

1.2.2. INDICE DE MODULATION D'AMPLITUDE "MA" CLASSIQUE.

L'indice de modulation est donné par:

$$\mu = \frac{|min(m(t))|}{A} \tag{8}$$

La condition permettant d'utiliser la démodulation par détection d'enveloppe peut être reformuler comme suit:

$$\mu \leq 1 \tag{9}$$

Si: $\mu > 1$, l'onde porteuse est dite "sur-modulée" et cela induit une distorsion de l'enveloppe.

L'efficacité de la modulation d'amplitude classique (*MA*) est définie comme le pourcentage de la puissance totale affecté au signal informatif (puissances des deux bandes latérales), soit:

$$\nu = \frac{P_s}{P_t} x100\% .$$

où P_s est la puissance transportée par les deux bandes latérales et P_t est la puissance totale du signal MA.

1.2.3. DETECTEUR D'ENVELOPPE.

Le détecteur d'enveloppe le plus simple est un circuit constitué d'une diode suivie d'une résistance en parallèle avec une capacité.
Pendant l'alternance positive du signal modulé, la diode conduit et la capacité se charge rapidement à la valeur maximale du signal d'entrée. Dès que le signal diminue en dessous de sa valeur pic, la diode ne conduit plus. Dans ce cas la capacité se décharge d'une façon lente au travers de la résistance *R* jusqu'à la prochaine alternance positive où le signal devient à nouveau plus élevé que la tension aux bornes de la capacité amenant la diode à conduire. La capacité se charge alors à la nouvelle valeur du pic et le processus se répète. Un fonctionnement satisfaisant est obtenu avec la condition suivante: $\frac{1}{f_p} \ll \frac{1}{f_M}$.

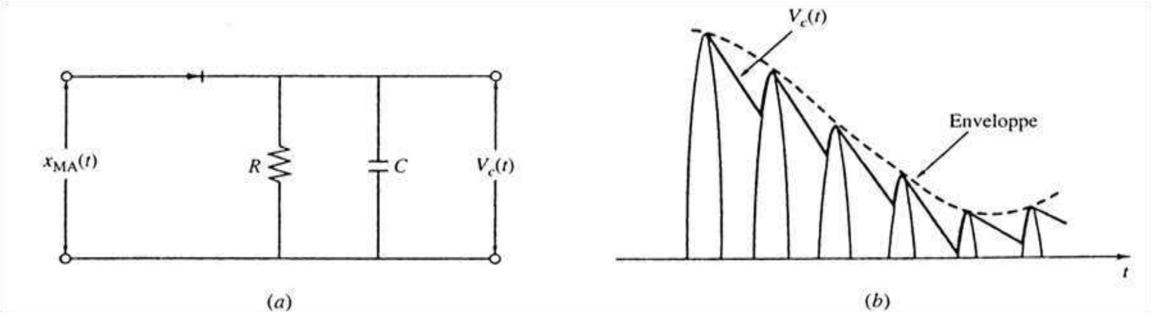


Figure.5. Détecteur d'enveloppe pour un signal modulé en amplitude

La figure (5) illustre le circuit ainsi que la méthode de détection d'enveloppe.

1.3. MODULATION D'AMPLITUDE A BANDE LATERALE UNIQUE "BLU"

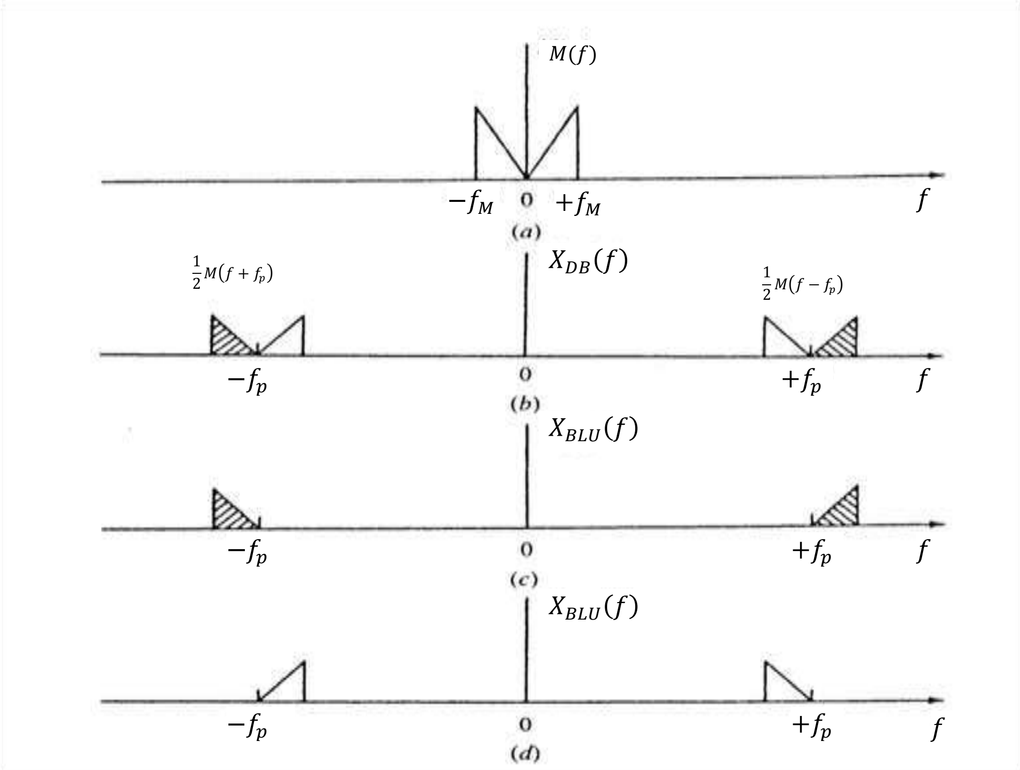


Figure.6. Comparaison des spectres des signaux modulés en DB et en BLU

Il existe deux méthodes pour la réalisation d'une modulation d'amplitude a bande latérale unique à savoir : la méthode par sélection fréquentielle et la méthode par retard de phase. Pour la 1ère, on génère un signal modulé en DB et on utilise un filtre pour ne laisser qu'une seule bande latérale. Le principe de cette méthode est illustré sur les figures (6) et (7).

Dans la méthode par retard de phase, un bloc fonctionnel, noté $\frac{\pi}{2}$, est appliqué à toutes les composantes fréquentielles du signal. La figure (8) illustre le principe.

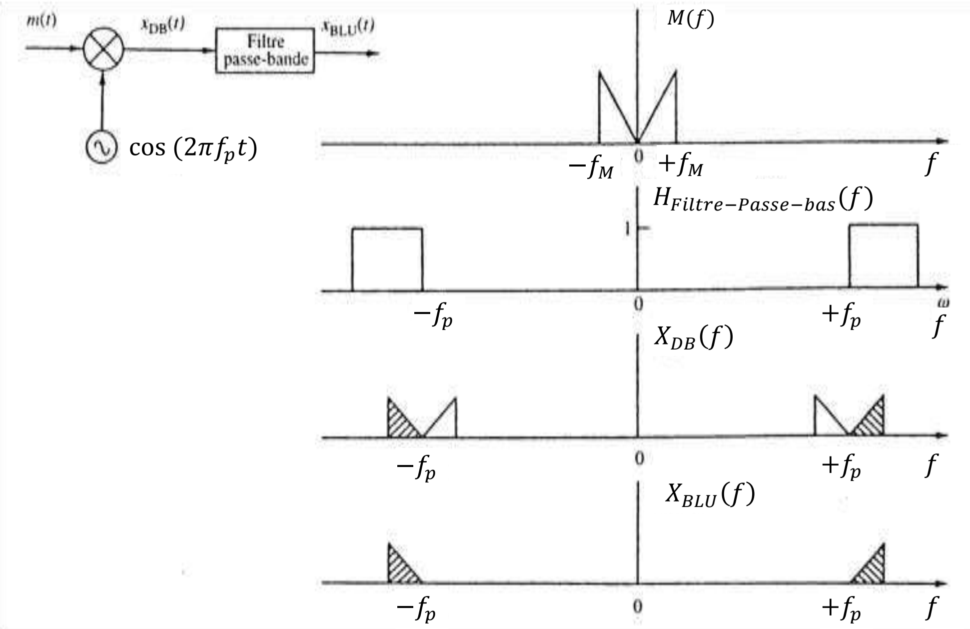


Figure.7. Modulation BLU par filtrage

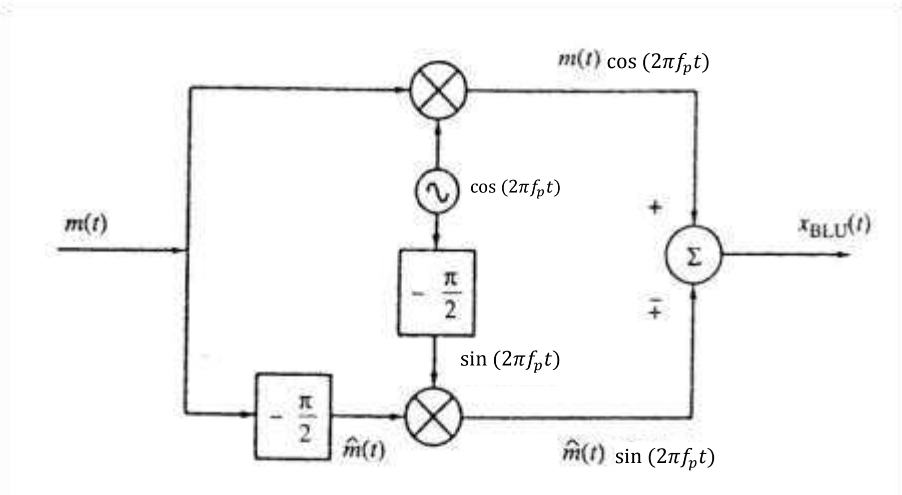


Figure.8. Modulation BLU par retard de phase

Le signal modulé BLU $x_{BLU}(t)$ peut être exprimé sous la forme suivante :

$$x_{BLU}(t) = m(t)cos(2\pi f_p t) \pm \hat{m}(t)sin(2\pi f_p t) \tag{10}$$

Dans cette équation, si nous utilisons la somme, nous obtenons une modulation à bande latérale inférieure (BLI) et, si nous considérons la différence nous obtenons une modulation à bande latérale supérieure (BLS).

1.3.1. DEMODULATION DES SIGNAUX MODULES EN AMPLITUDE A BLU.

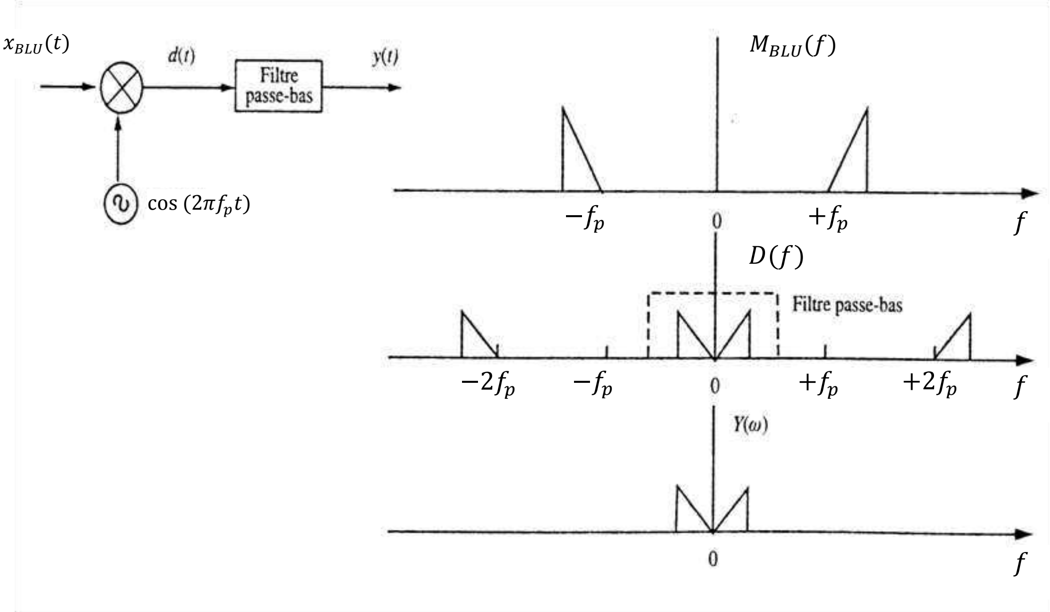


Figure.9. Démodulation d'un signal modulé BLU

La démodulation des signaux BLU peut être réalisée par le même principe utilisé dans la démodulation des signaux DB à savoir la démodulation synchrone.

1.4. MODULATION D'AMPLITUDE A BANDE LATERALE UNIQUE AVEC PORTEUSE RESIDUELLE "BLU-PR"

Ce type de modulation est un compromis entre la modulation DB et la modulation BLU. Dans ce procédé, une bande latérale est transmise presque intégralement tandis que seulement une partie très réduite de l'autre bande est conservée. La largeur de bande nécessaire pour ce type de modulation est 1.25 fois celle de la modulation BLU.

1.4.1. GENERATION DES SIGNAUX A MODULATION EN BLU-PR.

Un signal modulé en BLU-PR peut être facilement généré en faisant passer un signal modulé en DB au travers d'un filtre passe-bande au gabarit correctement profilé. La figure (10) illustre le principe. Dans cette figure on suppose que la bande latérale en partie supprimée est la bande latérale inférieure.

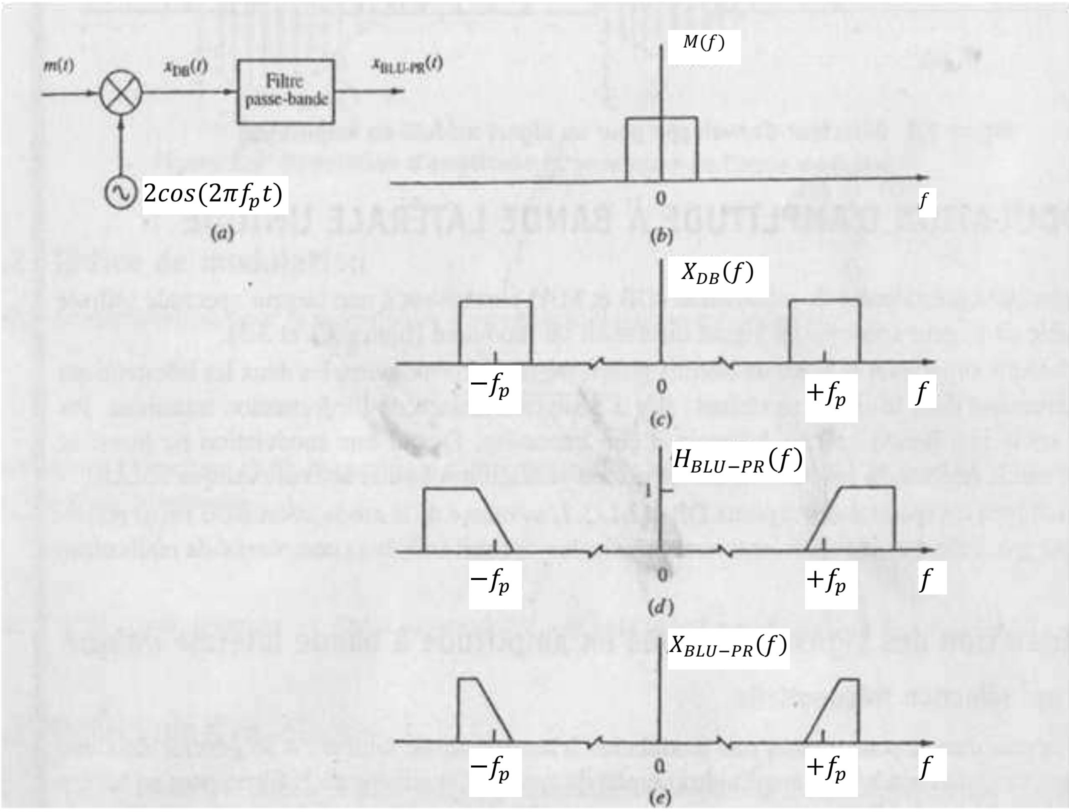


Figure.10. Génération d'un signal modulé en BLU-PR

1.4.2. DEMODULATION DES SIGNAUX MODULES EN AM BLU-PR.

Dans la modulation BLU-PR, le signal informatif *m(t)* peut être récupéré par une démodulation synchrone comme l'illustre la figure (11).

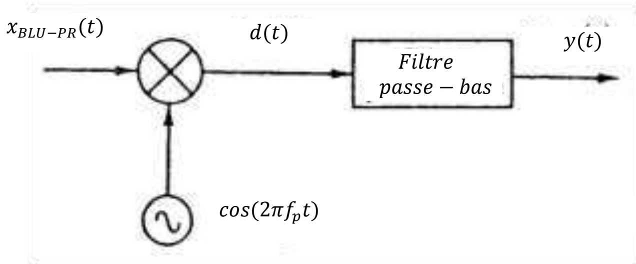


Figure.11. Démodulation d'un signal modulé en BLU-PR

Cependant, le filtre de démodulation doit avoir une fonction de transfert spécifique pour obtenir un signal informatif sans distorsion.

$$H(f+f_p)+H(f-f_p)=Cte \quad \text{pour: } |f|\le f_M. \tag{11}$$

Si la constante dans l'équation (11) est remplacée par: $2H(f_p)$, alors:

$$H(f-f_p)-H(f_p)=-[H(f+f_p)-H(f_p)] \tag{12}$$

Cette équation montre que *H(f)* est symétrique par rapport à la fréquence porteuse comme l'illustre la figure (12). Cette figure représente les deux formes possibles de *H(f)* respectivement pour une BLI et pour une BLS.

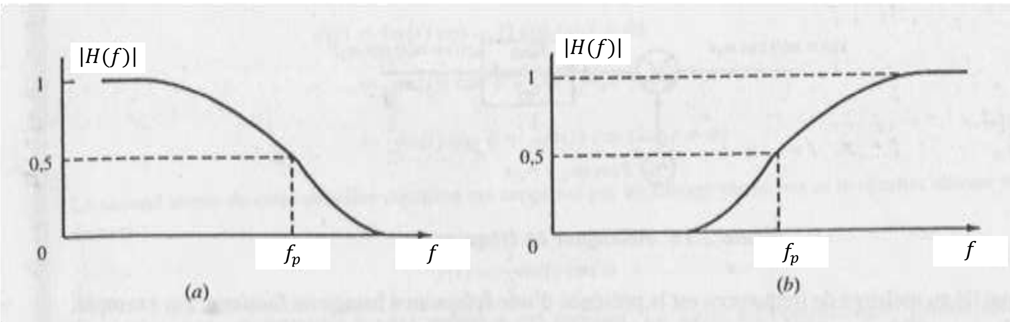


Figure.12. Filtre de démodulation BLU-PR

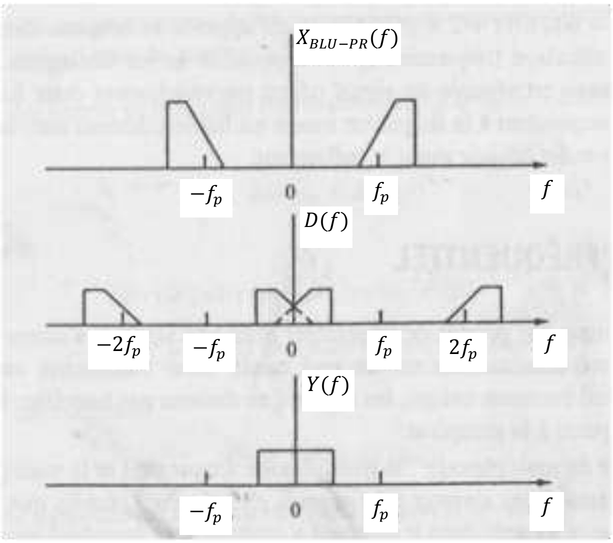


Figure.13. Spectres obtenus lors de la démodulation BLU-PR

1. MODULATION ANGULAIRE

La modulation angulaire se décline en modulation de phase (PM) et modulation de fréquence (FM). Elle correspond à la variation de l'angle de l'onde porteuse sinusoïdale au rythme du signal informatif *m(t)*.

2. MODULATION ANGULAIRE ET FREQUENCE INSTANTANEE.

Dans le cas d'une modulation angulaire, l'onde porteuse est de la forme

$$x_p(t) = A(t)cos\left(2\pi f_p t + \varphi(t)\right) \quad (1)$$

Dans l'équation (1): $A(t)$ et f_p sont des constantes.
$\varphi(t)$ est une fonction du signal informatif.

Nous pouvons récrire l'équation (1) sou la forme:

$$x_p(t) = A(t)cos\big(\theta(t)\big) \quad (2)$$

avec:

$$\theta(t) = 2\pi f_p t + \varphi(t) \quad (3)$$

La fréquence instantanée de $x_p(t)$ est donnée par:

$$f_i(t) = \frac{w_i(t)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\frac{d\theta(t)}{dt} = f_p + \frac{1}{2\pi}\left(\frac{d\varphi(t)}{dt}\right) \quad (4)$$

w_i est la pulsation instantanée donnée par :

$$w_i(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = w_p + \left(\frac{d\varphi(t)}{dt}\right) \quad (5)$$

Si $\varphi(t)$ est une constante alors, $f_i = f_p$ et $w_i = w_p$

$\varphi(t)$ et $\frac{d\varphi(t)}{dt}$ sont respectivement les variations instantanées de phase et de fréquence de $x_p(t)$.

La variation maximale de la fréquence est donnée par:

$$\Delta f = \left|f_i - f_p\right|_{max} \quad (6)$$

La variation maximale de pulsation est donnée par :

$$\Delta w = \left|w_i - w_p\right|_{max} \quad (7)$$

3. MODULATION DE PHASE ET DE FREQUENCE

Dans le cas d'une modulation de phase la variation instantanée de la phase de la porteuse est fonction du signal informatif. Dans ce cas nous avons:

$$\varphi(t) = K_{ph} m(t) \tag{8}$$

Où K_{ph} est la constante de variation de phase, exprimée en radian par unité de *m(t)*.

Dans le cas d'une modulation de fréquence, la variation instantanée de la fréquence de l'onde porteuse est fonction du signal informatif. Dans ce cas nous avons:

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = K_f m(t) \tag{9}$$

➔

$$\varphi(t) = K_f \int_{-\infty}^{t} m(\lambda) d\lambda \tag{10}$$

Où K_f est la constante de variation de fréquence, exprimée en radian par seconde par unité de *m(t)*.

Nous pouvons exprimer les signaux modulés en phase et en fréquence comme suit :

$$x_{PM}(t) = A cos\left(2\pi f_p t + K_{ph} m(t)\right) \tag{11}$$

$$x_{FM}(t) = A cos\left(2\pi f_p t + K_f \int_{-\infty}^{t} m(\lambda) d\lambda\right) \tag{12}$$

Les pulsations et les fréquences instantanées pour ces deux types de modulations sont données par :

$$w_{i-PM} = w_p + K_{PH}\left(\frac{dm(t)}{dt}\right) \tag{13}$$

$$w_{i-FM} = w_p + K_f m(t) \tag{14}$$

$$f_{i-PM} = f_p + \frac{K_{PH}}{2\pi}\left(\frac{dm(t)}{dt}\right) \tag{15}$$

$$f_{i-FM} = f_p + \frac{K_f}{2\pi} m(t) \tag{16}$$

La figure suivante illustre les ondes obtenues pour les modulations AM (MA) classique, FM et PM pour un signal modulant sinusoïdal pur.

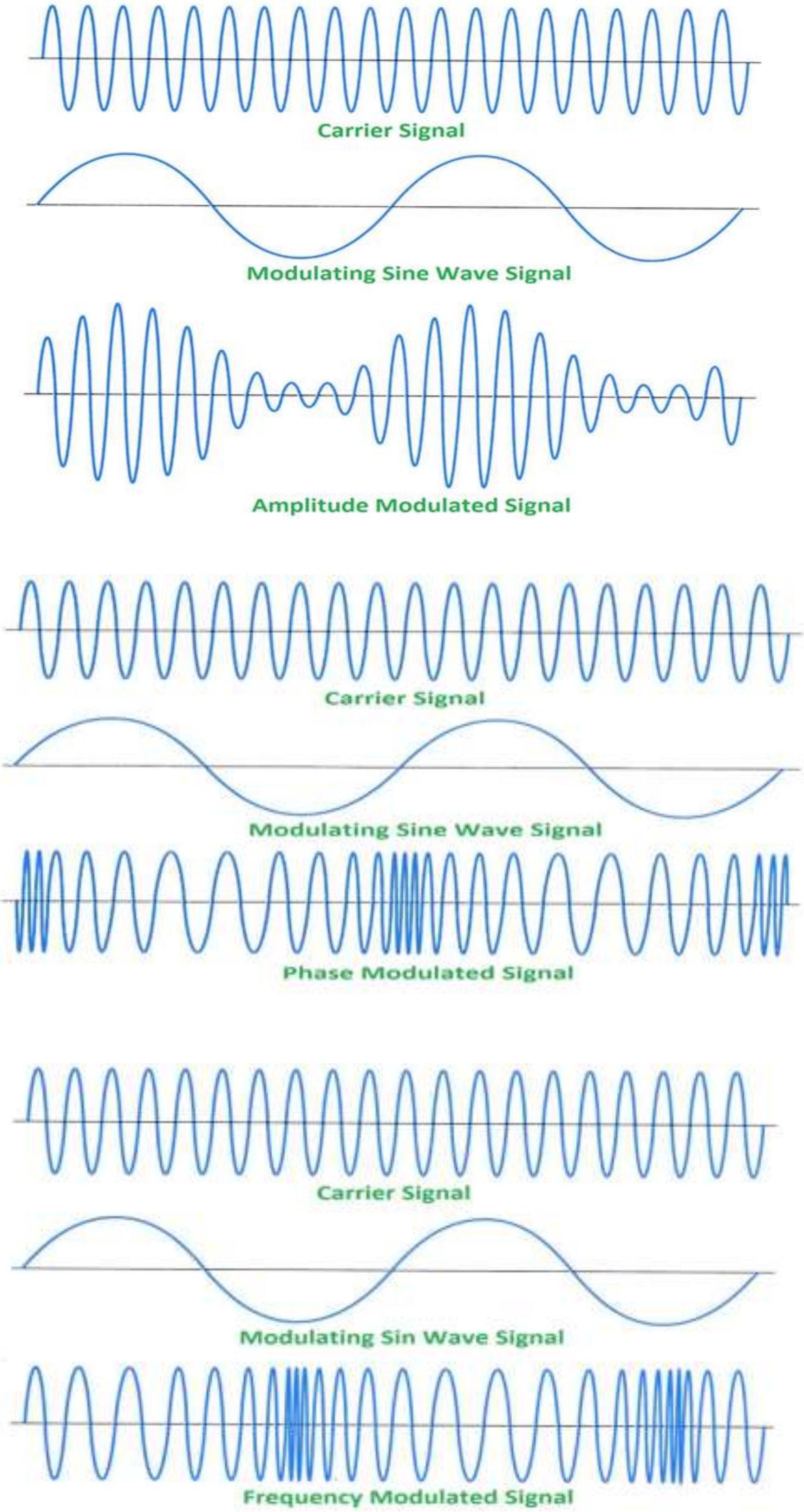


Figure.14. Modulation AM, PM et FM

4. ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX MODULES EN PM OU EN FM.

Pour une modulation angulaire, l'onde porteuse peut être exprimée comme suit :

$$x_p(t) = Re\left\{Ae^{j\left(2\pi f_p t+\varphi(t)\right)}\right\} = Re\left\{Ae^{j2\pi f_p t}e^{j\varphi(t)}\right\} \tag{17}$$

Re : représente l'opérateur de la partie réelle d'un nombre complexe.

Le développement en série de $e^{j\varphi(t)}$ donne :

$$x_p(t) = ARe\left\{e^{j2\pi f_p t}\left[1 + j\varphi(t) - \frac{\varphi^2(t)}{2!} - \cdots + j^n\frac{\varphi^n(t)}{n!} + \cdots\right]\right\} \tag{18}$$

$$x_p(t) = A\left\{cos\left(2\pi f_p t\right) - \varphi(t)sin\left(2\pi f_p t\right) - \frac{\varphi^2(t)}{2!}cos\left(2\pi f_p t\right) + \frac{\varphi^3(t)}{3!}sin\left(2\pi f_p t\right) + \cdots\right\} \tag{19}$$

Le signal modulé correspond au signal de l'onde porteuse pure auquel s'ajoutent les termes tels que : $\varphi(t)sin\left(2\pi f_p t\right)$, $-\frac{\varphi^2(t)}{2!}cos\left(2\pi f_p t\right)$, $\frac{\varphi^3(t)}{3!}sin\left(2\pi f_p t\right)$ … etc.

5. MODULATION ANGULAIRE A BANDE ETROITE

Pour les signaux bandes étroites nous avons :

$$\varphi(t) \ll 1 \tag{20}$$

Dans ce cas les termes en puissances élevées de $\varphi(t)$ sont négligeables ($\varphi^2(t)$, $\varphi^3(t)$, …etc sont négligeables).

⇨ $x_p(t)$ peut s'écrire de la manière suivante :

$$x_p(t) \approx Acos\left(2\pi f_p t\right) - A\varphi(t)sin\left(2\pi f_p t\right) \tag{21}$$

Pour une modulation PM nous avons :

$$x_{PM-BE}(t) \approx Acos\left(2\pi f_p t\right) - AK_{PH}m(t)\, sin\left(2\pi f_p t\right) \tag{22}$$

Pour une modulation FM nous avons :

$$x_{FM-BE}(t) \approx Acos\left(2\pi f_p t\right) - A\left[K_f\int_{-\infty}^{t} m(\lambda)d\lambda\right]\, sin\left(2\pi f_p t\right) \tag{23}$$

6. MODULATION ANGULAIRE PAR UN SIGNAL SINUSOÏDAL PUR

6.1. INDICE DE MODULATION

Si le signal informatif *m(t)* est de type sinusoïdal pur, alors on peut le choisir de la façon suivante :

$$m(t) = \begin{cases} a_m sin(2\pi f_m t) & \text{pour une modulation } PM \\ a_m cos(2\pi f_m t) & \text{pour une modulation } FM \end{cases} \tag{24}$$

La phase de la porteuse pour les deux types de modulations est donnée par :

$$\varphi(t) = \beta sin(2\pi f_m t) \qquad (25)$$

Avec :

$$\beta = \begin{cases} K_{PH} a_m & \text{pour une modulation } PM \\ \frac{K_f a_m}{2\pi f_m} & \text{pour une modulation } FM \end{cases} \qquad (26)$$

Pour une modulation PM, le paramètre β est appelé indice de modulation. Il correspond à la valeur maximale de la variation de phase pour les deux types de modulations (PM et FM). L'indice de modulation est valable pour le cas de modulation avec un signal sinusoïdal pur. Il est donné par :

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \qquad (27)$$

Avec : $\Delta f = |f_i - f_p|_{max}$

6.2.SPECTRE DE FOURIER

La modulation de phase avec un signal sinusoïdal pur peut être réécrite, en fonction de β, comme suit :

$$x_p(t) = A(t)cos\left(2\pi f_p t + \beta sin(2\pi f_m t)\right) \qquad (28)$$

La décomposition en série de Fourier de cette équation donne :

$$x_p(t) = A\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta)\, cos\left(2\pi f_p + 2n\pi f_m\right)t \qquad (29)$$

$J_n(\beta)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre n et d'argument β. Le tableau ci-après donne quelques valeurs de $J_n(\beta)$. La figure (15) illustre ces fonctions.

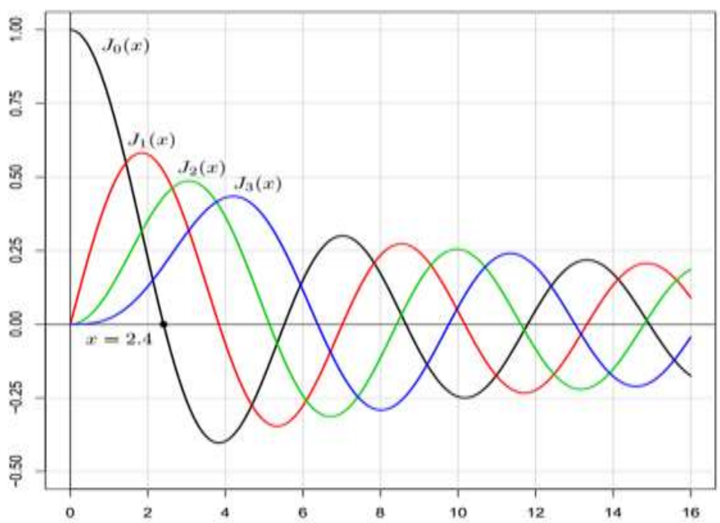


Figure.15. Fonctions de Bessel $J_n(\beta)$, n = 1, 2, 3, 4

Tableau.1. Quelques valeurs sélectionnées de $J_n(\beta)$.

$n\backslash\beta$	0,1	0,2	0,5	1	2	5	8	10
0	0,997	0,990	0,938	0,765	0,224	− 0,178	0,172	− 0,246
1	0,050	0,100	0,242	0,440	0,577	− 0,328	0,235	0,043
2	0,001	0,005	0,031	0,115	0,353	0,047	− 0,113	0,255
3			0,003	0,020	0,129	0,365	− 0,291	0,058
4				0,002	0,034	0,391	− 0,105	− 0,220
5					0,007	0,261	0,286	− 0,234
6					0,001	0,131	0,338	− 0,014
7						0,053	0,321	0,217
8						0,018	0,224	0,318
9						0,006	0,126	0,292
10						0,001	0,061	0,208
11							0,026	0,123
12							0,010	0,063
13							0,003	0,029
14							0,001	0,012
15								0,005
16								0,002

La figure (16) illustre le spectre d'une onde modulée en phase par un signal sinusoïdal pur.

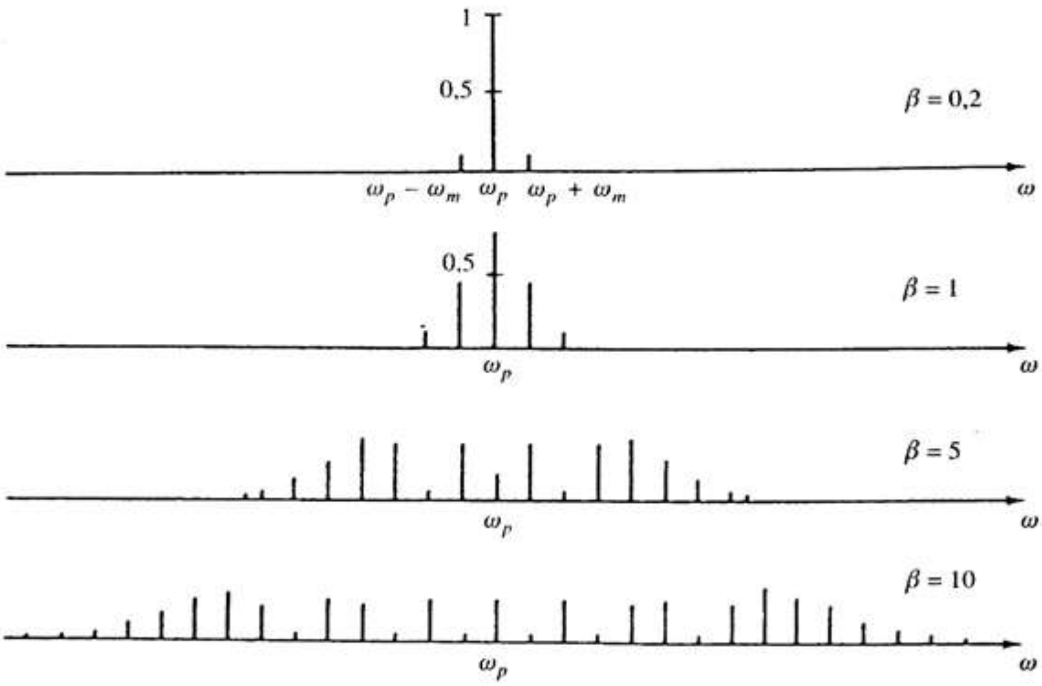


Figure.16. Spectre d'une onde modulée en fréquence par un signal sinusoïdal pur de fréquence f_m fixe

A partir de l'équation de la décomposition en série de Fourier et du tableau précédent, nous pouvons faire les remarques suivantes :

1- Le spectre est composé de la raie de l'onde porteuse et d'une infinité de composantes spectrales de fréquences $f_p \pm nf_m$ (*n=1,2,3,…*).
2- Les amplitudes relatives des différentes raies sont liées à la valeur de $J_n(\beta)$.
3- Le nombre de raies spectrales significatives est fonction de l'indice de modulation β.

7. LARGEUR SPECTRALE DES SIGNAUX EN MODULATION ANGULAIRE

7.1.MODULATION PAR SIGNAL SINUSOÏDAL

98% de la puissance totale du signal normalisé est situé dans une largeur spectrale donnée par :

$$\Delta f_B \approx 2(\beta + 1)f_m \tag{30}$$

En fonction de la pulsation, elle est donnée par :

$$\Omega_B \approx 2(\beta + 1)w_m \tag{30}$$

Avec :

$$\Omega_B = 2\pi\Delta f_B \tag{31}$$

Si $\beta \ll 1$, le signal est à bande étroite et sa largeur spectrale est approximativement égale à : $4\pi f_m$. Cette condition est considérée comme satisfaite si : $\beta < 0.2$.

7.2.MODULATION PAR SIGNAL QUELCONQUE

Dans le cas d'une modulation avec un signal informatif quelconque *m(t)* de largeur de bande bornée par f_M, le rapport de variation spectrale *D* est donné comme suit :

$D = \frac{\Delta f}{f_M}$. *D* est à rapprocher par l'indice de modulation dans le cas d'un signal sinusoïdal. Dans l'équation « $\Delta f_B \approx 2(\beta + 1)f_m$ », si on remplace β par *D* et f_m par f_M on obtient :

$\Delta f_B \approx 2(D + 1)f_M$. Cette quantité représente la bande passante et elle est appelée règle de Carson.

Si : $D \ll 1 \Rightarrow \Delta f_B \approx 2f_M$, alors le signal est à bande étroite.

Si : $D \gg 1 \Rightarrow \frac{\Omega_B}{2\pi} \approx 2Df_M = 2\Delta f$, alors le signal est à large bande.

8. GENERATION DES SIGNAUX EN MODULATION ANGULAIRE

8.1.MODULATION ANGULAIRE A FAIBLE LARGEUR SPECTRALE

Le principe de génération des signaux à modulation de phase à faible largeur spectrale est illustré sur la figure (17) :

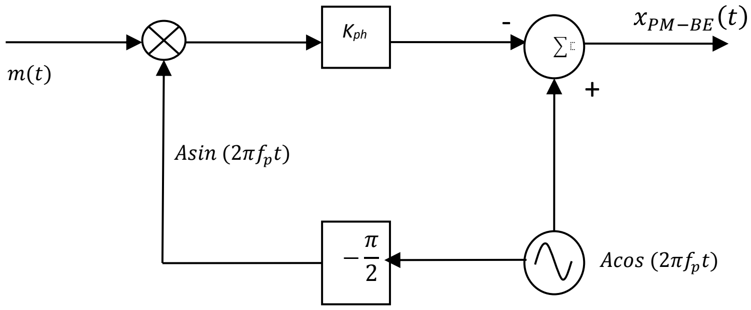


Figure.17. Modulation PM bande étroite

Le principe de génération des signaux à modulation de fréquence à faible largeur spectrale est illustré sur la figure (18) :

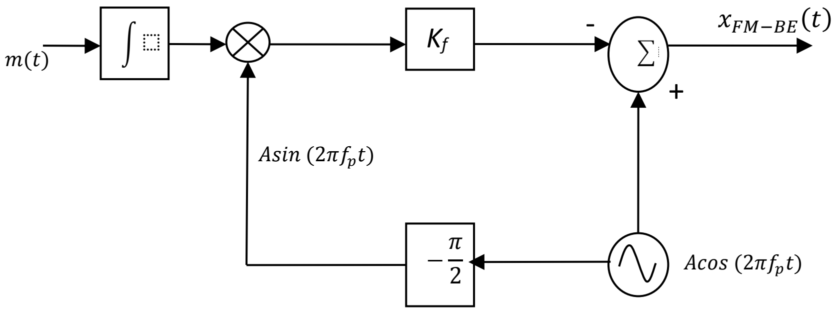


Figure.18. Modulation FM bande étroite

8.2.MODULATION ANGULAIRE A LARGE BANDE

Deux méthodes existent à savoir :

8.2.1. Méthode indirecte

Le principe de cette méthode est de générer un signal bande étroite et ensuite convertir ce signal en large bande en utilisant un multiplieur de fréquence. Ce dernier multiplie l'argument de l'entrée sinusoïdale par la valeur *n*.

Si l'entrée du multiplieur est de la forme :

$$x(t) = A\cos\left(2\pi f_p t + \varphi(t)\right) \tag{32}$$

Alors la sortie est la suivante :

$$y(t) = A\cos\left(2\pi n f_p t + n\varphi(t)\right) \tag{33}$$

Dans cette sortie, en plus de $\varphi(t)$ qui est multipliée par *n*, la fréquence f_p est aussi multipliée par la valeur *n*. Par conséquent, la fréquence nf_p devient inutilisable. Pour régler ce problème, on doit effectuer une conversion de fréquence pour décaler le spectre.

8.2.2. Méthode directe

Dans cette méthode, la fréquence de l'onde porteuse est pilotée par le signal modulant en utilisant un oscillateur dont la fréquence est commandée par une tension (VCO pour Voltage Controlled Oscillator).

9. DEMODULATION DES SIGNAUX EN MODULATION ANGULAIRE

La démodulation d'un signal modulé en FM nécessite un système permettant de produire en sortie un signal proportionnel à la variation de fréquence du signal d'entrée. Ce système est appelé discriminateur de fréquence.

Si le signal d'entrée est de la forme :

$x_p(t) = A\cos\left(2\pi f_p t + \varphi(t)\right)$, alors la sortie du discriminateur est la suivante :

$$y_d(t) = k_d \frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{34}$$

Où k_d est un paramètre correspondant à la sensibilité du discriminateur.

Pour une modulation de fréquence, $y_d(t)$ est donné par :

$$y_d(t) = k_d k_f m(t) \tag{35}$$

Pour une modulation de phase, $y_d(t)$ est donné par :

$$y_d(t) = k_d k_{ph} \frac{dm(t)}{dt} \tag{36}$$

L'intégration de $y_d(t)$ pour une modulation de phase donne un signal proportionnel à $m(t)$.

Une approche simple d'un discriminateur idéal est un dérivateur idéal suivi d'un détecteur d'enveloppe. Si l'entrée est de la forme : $x_p(t) = A\cos\left(2\pi f_p t + \varphi(t)\right)$

Alors la sortie du dérivateur est de la forme :

$$x_p'(t) = -A\left[2\pi f_p t + \frac{d\varphi(t)}{dt}\right] \sin\left(2\pi f_p t + \varphi(t)\right) \tag{37}$$

Le signal $x_p'(t)$ est à la fois modulé en phase et en fréquence. L'enveloppe de ce signal $x_p'(t)$ est :

$$A\left[2\pi f_p t + \frac{d\varphi(t)}{dt}\right] \tag{38}$$

La pulsation instantanée est donnée par (équation (5)):

$$w_i(t) = w_p + \left(\frac{d\varphi(t)}{dt}\right) \quad (39)$$

La sortie du détecteur d'enveloppe est donc :

$$y_d(t) = w_i \quad (40)$$

qui est la fréquence instantanée du signal $x_p(t)$

Récepteur super-hétérodyne

La transposition d'un signal situé à très haute fréquence vers la bande de base n'est pas réalisable en une étape unique en raison de la difficulté qu'il y a à construire des filtres à bande très étroites à haute fréquence. On procède alors par étapes intermédiaires ; c'est le principe du récepteur superhétérodyne, tel qu'illustré à la figure ci-dessous.

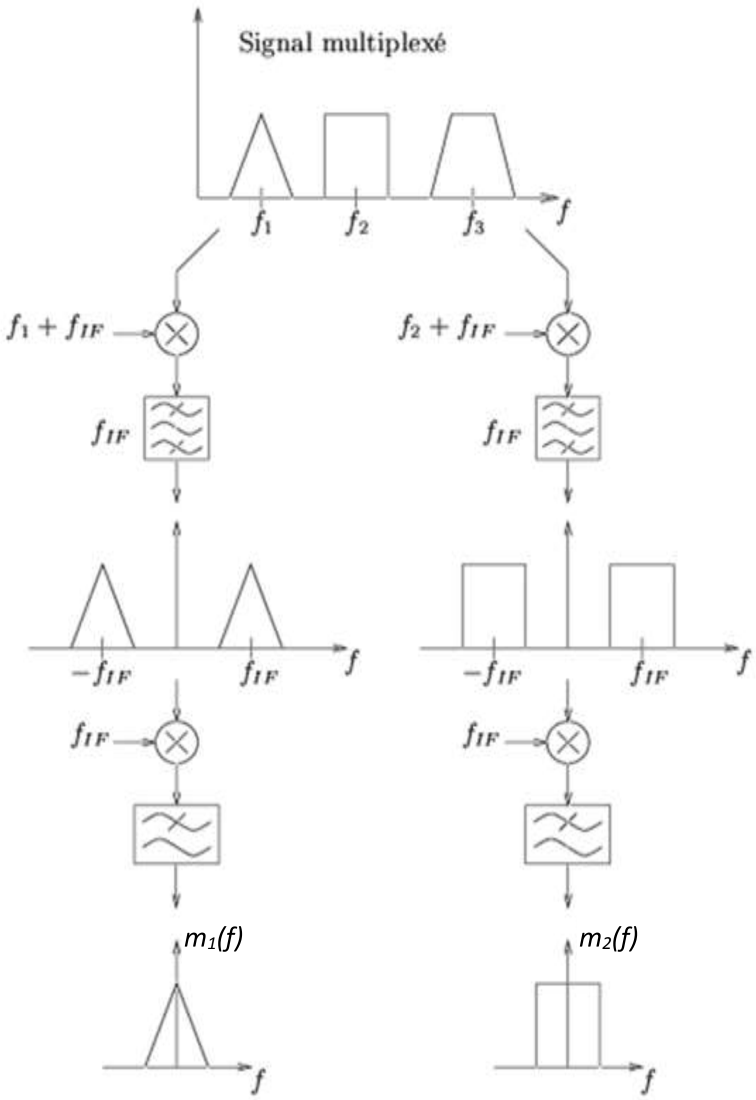


Figure.19. Principe du récepteur super-hétérodyne.

Le premier étage du récepteur ramène les signaux à une fréquence intermédiaire f_{IF}. Puis le signal est transposé en bande de base grâce à un deuxième étage. La fréquence intermédiaire est la même pour tous les signaux, ce qui facilite la conception du système ainsi que la production. Le principe du récepteur super-hétérodyne est largement utilisé en pratique : radiodiffusion FM, communications par satellite, etc.

DÉCALAGE FRÉQUENTIEL ET MÉLANGE DE FRÉQUENCES

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, le récepteur superhétérodyne nécessite une opération importante appelée mélange ou décalage fréquentiel. En effet, pour que le signal modulé soit facilement amplifié, filtré et démodulé, nous avons besoin de le décaler ou de le translater à un nouveau domaine de fréquences (une fréquence intermédiaire (FI)). Cette opération est souvent appelée mélange de fréquences, conversion de fréquences ou hétérodyne. Le système, permettant de réaliser le décalage fréquentiel est illustré sur la figure (20) et est appelé mélangeur de fréquence.

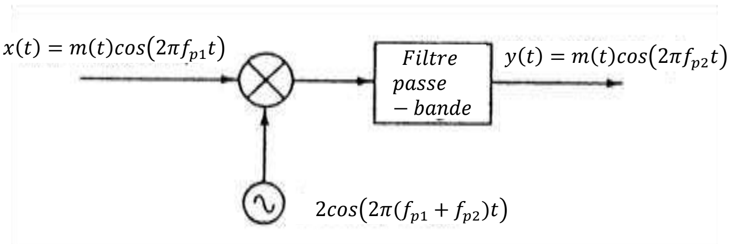


Figure.20. Mélangeur de fréquence

Un problème lié au mélange de fréquences est la présence d'une fréquence image ou fantôme.

Exemple

Dans un récepteur, si la fréquence intermédiaire est choisie égale à *455 kHz*. Supposons que nous désirons recevoir une station localisée à *600 kHz*. Ainsi la fréquence générée localement est égale à *1055 kHz*. Maintenant si une autre station est localisée à *1510 kHz*, elle sera aussi reçue (notons que *1510 kHz-1055 kHz=455 kHz*). Cette seconde fréquence, *1510 kHz = 600 kHz+2x(455 kHz)*, est appelée la fréquence image de la première, et après l`opération de décalage fréquentiel, il est impossible de les distinguer. Nous pouvons remarquer que la fréquence image est séparée du signal désiré par exactement deux fois la fréquence intermédiaire FI. Le signal correspondant à la fréquence image est habituellement atténué par un amplificateur sélectif de la fréquence radio désirée avant le mélangeur.

MULTIPLEXAGE

Le multiplexage est une technique qui permet de rassembler plusieurs signaux à envoyer en un signal unique, dit composite, pour une transmission sur un seul canal. Pour transmettre correctement cet ensemble de signaux sur un canal commun unique, les signaux ne doivent pas interférer les uns avec les autres, ainsi ils peuvent être séparés à la réception. Il existe deux méthodes de base du multiplexage : le multiplexage fréquentiel et le multiplexage temporel. Dans le multiplexage fréquentiel, les signaux sont séparés en fréquence, tandis que, dans le multiplexage temporel, les signaux sont séparés dans le temps.

MULTIPLEXAGE FREQUENTIEL

Le principe de multiplexage fréquentiel est de répartir la bande fréquentielle disponible entre les différents utilisateurs. Ainsi chaque utilisateur a sa propre sous-bande à tout moment. Pour éviter des interférences entre les différentes sous-bandes, en particulier si le canal n'est pas parfait, on sépare les bandes voisines par une bande de garde. Ces bandes de gardes dégradent l'efficacité spectrale pour ce type de multiplexage.

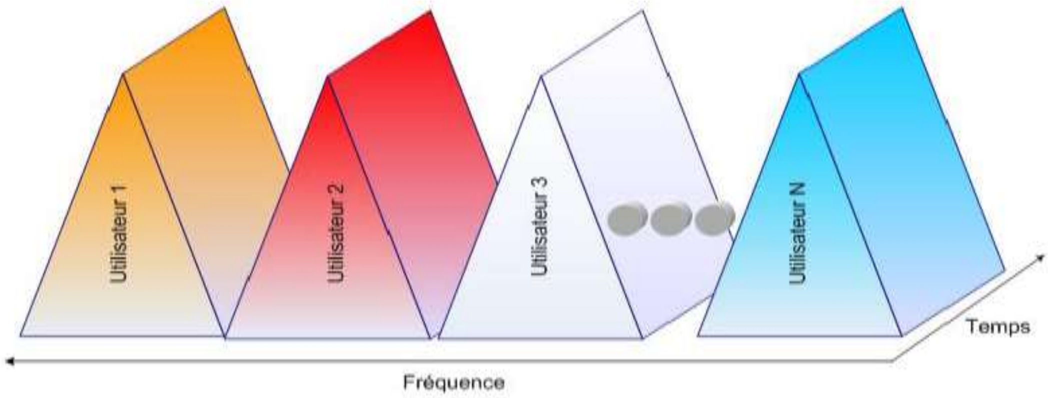


Figure.21. Multiplexage fréquentiel

MULTIPLEXAGE TEMPOREL

Le principe de multiplexage temporel est de découper la bande fréquentielle unique en trames temporelles. Les trames sont divisées en intervalles de temps (time-slots) qui sont allouées aux différents utilisateurs. Chaque utilisateur peut alors accéder à la totalité de la bande mais seulement lorsque c'est son tour. Ce type de multiplexage exige une stricte synchronisation de tous les utilisateurs pour que leurs transmissions n'interfèrent pas.

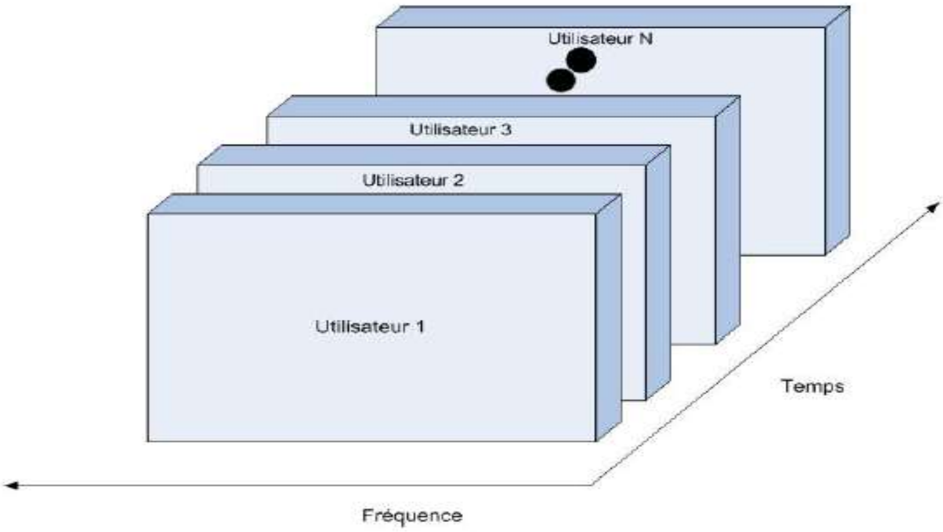


Figure.22. Multiplexage fréquentiel

Une représentation schématique du multiplexage fréquentiel est donnée dans la figure (23) avec la transmission simultanée de trois signaux informatifs.

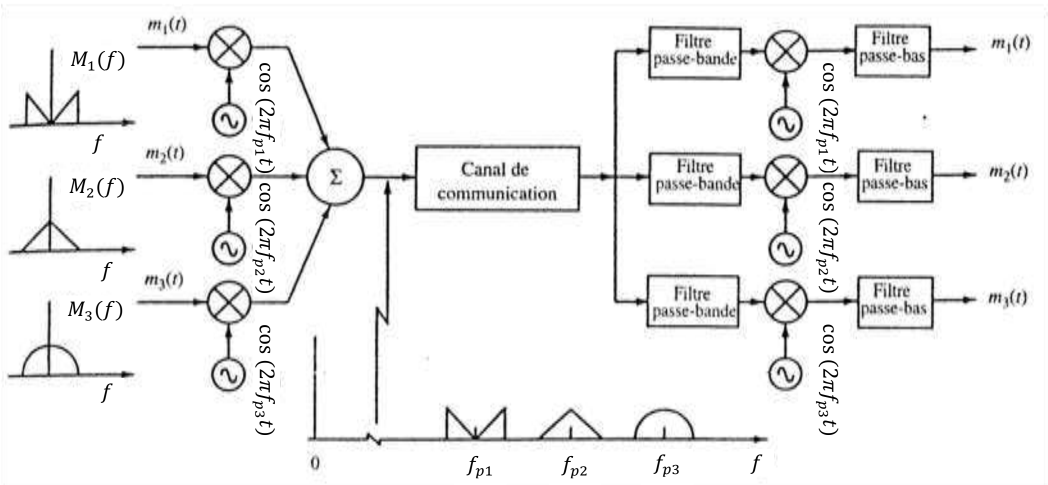


Figure.23. Multiplexage fréquentiel

Les spectres des signaux à transmettre et de la somme des ondes porteuses sont présentés dans la même figure. Une modulation d'amplitude à double bande est utilisée pour l'exemple de la figure (23). D'une façon générale, tout type de modulation peut être utilisé pour le multiplexage fréquentiel à condition que les spectres des ondes porteuses des signaux à transmettre ne se chevauchent pas. Cependant, la méthode la plus largement utilisée pour ce multiplexage

fréquentiel est la modulation d'amplitude à bande latérale unique. À la réception, les trois signaux modulés sont séparés par des filtres passe-bande et ensuite démodulés.
Le multiplexage fréquentiel est utilisé en téléphonie, en télémétrie, en diffusion commerciale, dans les réseaux de diffusion de télévisions ou de communications. Les stations de diffusion commerciales MA (radios grandes ondes) utilisent des fréquences porteuses espacées de 10 kHz dans le domaine des fréquences d'émission de 540 kHz à 1600 kHz. Cette séparation n'est pas suffisante pour éviter le chevauchement spectral avec une bonne qualité du signal audio (50 Hz à 15 kHz). Par conséquent, les stations MA dont les fréquences porteuses sont adjacentes sont placées géographiquement éloignées afin de minimiser cette interférence.