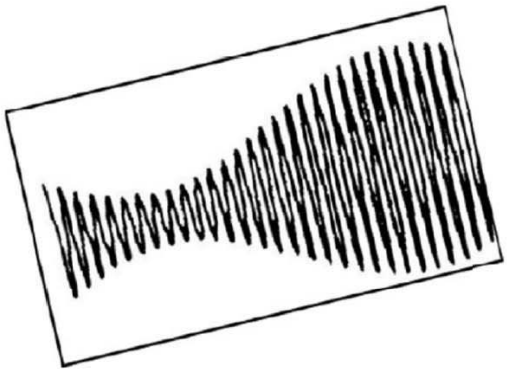
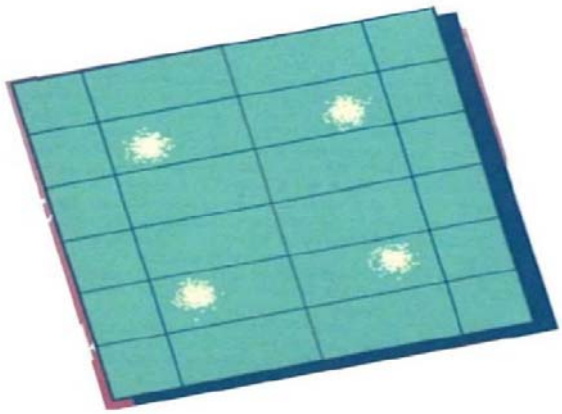
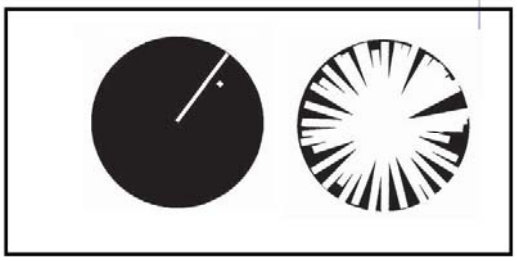


Les techniques de modulation





Sommaire

1) Présentation des systèmes de communication numérique

1.1) La chaine de transmission *page N°3*

1.2) La chaine de réception *page N°4*

1.3) Les bandes de fréquence *page N°5*

1.4) Capacité du canal de transmission *page N°6*

1.5) Mesure de la dégradation du signal IES *page N°8*

1.6) Le codage en ligne en bande de base *page N°12*

2) Transmission d'un signal sur onde porteuse

2.1) Généralités *page N°18*

2.2) Les modulations analogiques utilisées dans les émetteurs récepteurs *page N°19*

2.2.1) Transport d'une information par une porteuse page N°19

2.2.2) Le tableau des modulations page N°20

2.2.3) La modulation d'amplitude page N°22

2.2.4) Le Changement de fréquence (mixer) page N°28

2.2.5) Les modulateur et démodulateurs d'amplitude page N°43

2.2.6) Le détecteur amplitude phase DAP page N°54

TD sur la modulation d'amplitude et les mélangeurs page N°55

2.2.7) La modulation de fréquence FM F3E page N°64

2.2.8) Production d'un signal FM page N°69

2.2.9) Récepteur à modulation de fréquence page N°77

2.2.10) TD : Modulation de fréquence page N°82

2.2.11) La boucle à verrouillage de phase PLL (Phase locked loop) page N°87

2.2.12) Les synthétiseurs de fréquence page N°94

2.2.13) Etude d'un synthétiseur de fréquence page N°96

2.3) Les modulations numériques *page N°101*

TD sur les modulations numériques page N°125

3) Les techniques de partage de la bande page N°135

4) Les techniques d'étalement de spectre page N°145

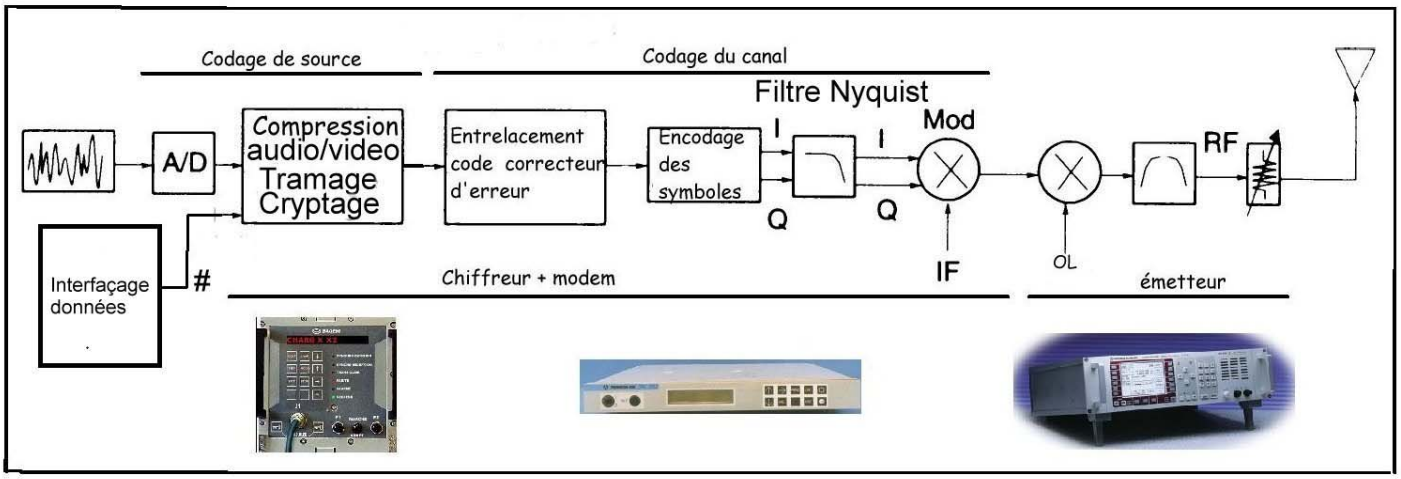
5) TP sur les modulations numériques page N°167

Les techniques de modulation

1) Présentation des systèmes de communication numérique

1.1) La chaine de transmission

La figure ci-dessous représente le schéma bloc d'un émetteur numérique. Le signal à l'entrée et à la sortie est analogique.

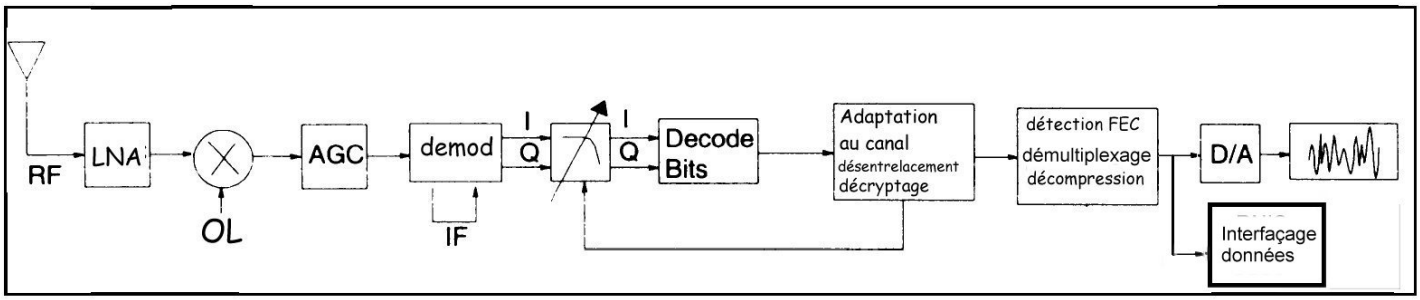


Dans le traitement du signal, on peut distinguer les étapes suivantes :

- la conversion du signal analogique en signal numérique ou digitalisation
- le codage de la voix en vue d'une diminution des informations à transmettre
- le codage de canal permet, en rajoutant des bits et entrelaçant les données, de rendre le signal binaire plus robuste vis-à-vis des perturbations et de faciliter la récupération de l'horloge
- la formation des signaux i(t) et q(t) nécessaire au modulateur à quadrature (c'est ici qu'intervient le choix du type de modulation QPSK, GMSK …)
- le filtrage les signaux i(t) et q(t), essentiel pour maîtriser l'encombrement spectral du signal modulé
- la modulation en quadrature d'un signal sinusoïdal dont la fréquence peut être inférieure à la fréquence d'émission
- le déplacement du signal modulé à la fréquence d'émission par un mélangeur fonctionnant en changeur de fréquence (FM, BLU….)
- l'amplification et le filtrage de la porteuse modulée qui sera envoyée sur l'antenne

1.2) La chaine de réception

La structure du récepteur est symétrique de celle de l'émetteur :



On distingue les étages suivants :

- la réception du signal RF (préampli RF, changement de fréquence, filtrage fi, CAG, LNA)
- la démodulation en quadrature pour la récupération des signaux i(t) et q(t)
- la digitalisation des signaux i(t) et q(t)
- l'affectation de valeurs binaires aux signaux i(t) et q(t) (prise de décision)
- la restitution du train binaire codé
- L'adaptation au canal ou l'égalisation pour lutter contre les problèmes de propagation
- le désentrelacement et le décodage de canal
- la décompression et la restitution du train binaire de base
- la conversion numérique-analogique
- La grande difficulté dans le récepteur est la récupération de la fréquence d'horloge permettant une récupération correcte des données.

Les avantages des radiocommunications numériques sont :

- ✓ Un concept multimédia (voix, données, images) et modulaire
- ✓ Une qualité et une robustesse du signal et du service (codage du canal pour détecter et corriger les erreurs, augmentation de la qualité et de la capacité de résistance au brouillage et aux perturbations).
- ✓ Optimisations des liaisons (cryptage compression, protocoles de prises de liaisons radios)

Les trois caractéristiques principales permettant de comparer entre elles les différentes techniques de transmission sont les suivantes:

- ✓ *La probabilité d'erreur Pe* par bit transmis permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission. Elle est fonction de la technique de transmission utilisée, mais aussi du canal sur lequel le signal est transmis.
- ✓ *L'occupation spectrale* du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission. On est contraint d'utiliser de plus en plus des modulations à grande efficacité spectrale.
- ✓ *La complexité du récepteur* dont la fonction est de restituer le signal émis est le troisième aspect important d'un système de transmission

1.3) Les bandes de fréquence

Applications	Standard UIT					Standard IEEE	
	3-30 kHz	Myriamétrique	VLF	0-250 MHz	A		
	30-300 kHz	Kilométrique	LF				
	300-3000 kHz	Hectométrique	MF				
	3-30 MHz	Décamétrique	HF				
	30-300 MHz	Métrique	VHF				
	300-3000 MHz	Décimétrique	UHF	250-500 MHz	B		
				500-1000 MHz	C		
				1-2 GHz	D	1-2 GHz	L
				2-3 GHz	E	2-4 GHz	S
	3-30 GHz	Centimétrique	SHF	3-4 GHz	F		
				4-6 GHz	G	4-8 GHz	C
				6-8 GHz	H		
				8-10 GHz	I	8-12 GHz	X
				10-20 GHz	J	12-18 GHz	Ku
	30-300 GHz	Millimétrique	EHF	20-40 GHz	K	18-27 GHz	K
						27-40 GHz	Ka
				40-60 GHz	L	40-75 GHz	V
				60-100 GHz	M	75-110 GHz	W

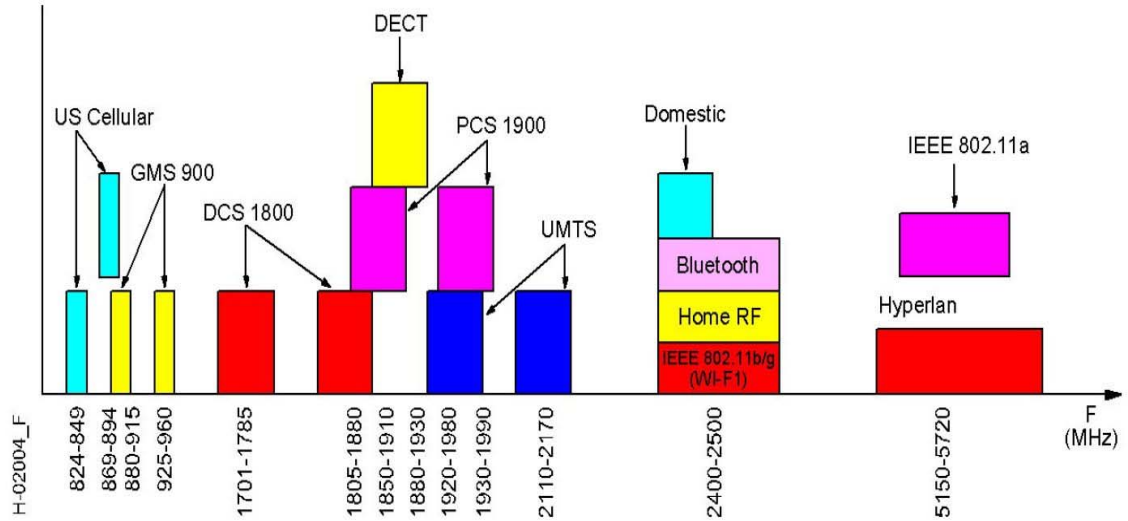
Standard UIT

VLF : *Very Low Frequency*
LF : *Low Fraquency*
MF : *Medium Frequency*
HF : *High Frequency*
VHF : *Very High Frequency*
UHF : *UltraHigh Frequency*
SHF : *SuperHigh Frequency*
EHF : *Extremely High Frequency*

Standard IEEE

Existence de variantes plus ou moins officielles :
UHF ou P : 0,3 - 1 GHz
Q : 40-55 GHz
V: 55-75 GHz

Dénominations des bandes radioélectriques



Spectre des réseaux domestiques

1.4) Capacité du canal de transmission

1.4.1) Le canal de transmission idéal non bruité

On définit la capacité du canal comme étant le nombre de bit par seconde transmissible par le medium

$$C = 2 \times B \times log_2 M$$

C : Capacité du canal en bit/s
B : bande passante du canal en Hz
M : Nombre d'états ou de symboles de la modulation numérique.

Dans le meilleur des cas, la largeur *B* de bande du canal de transmission doit au moins contenir le signal répondant **au critère fréquentiel de Nyquist**, c'est-à-dire que :

B>1/2T

Cette relation lie la largeur de bande du support *B* (en Hz) à la vitesse de modulation *1/T* (en Baud). En réalité, la bande passante nécessaire dépend de nombreux facteurs liés aux équipements et à la nature de la modulation et est nécessairement supérieure à cette limite. Pour un filtre parfait de Nyquist, La bande passante minimum théorique est *Bmin=1/T*

1.4.2) Le canal de transmission idéal bruité avec un bruit gaussien

En supposant un filtrage optimal (filtre de Nyquist), la capacité du canal est d'après Shannon :

$$\boldsymbol{C = B \times log_2(1 + \frac{S}{N})}$$

S est la puissance du signal reçu
N est la puissance de bruit dans le canal
En fonctionnement limite C=D (D débit binaire en bit par seconde)
Le rapport S/B est appelé rapport signal sur bruit et permet de quantifier le niveau de bruit par rapport au signal. Ce rapport est mesurable. On préfère exprimer les performances en termes d'énergie du bit Eb transmis par rapport au bruit N0

$$\frac{S}{N} = \frac{Eb}{N0} \times log_2(M)$$

Eb : est l'énergie par bit (S puissance du signal et D le débit binaire)

on a :

$$S = D \times Eb$$

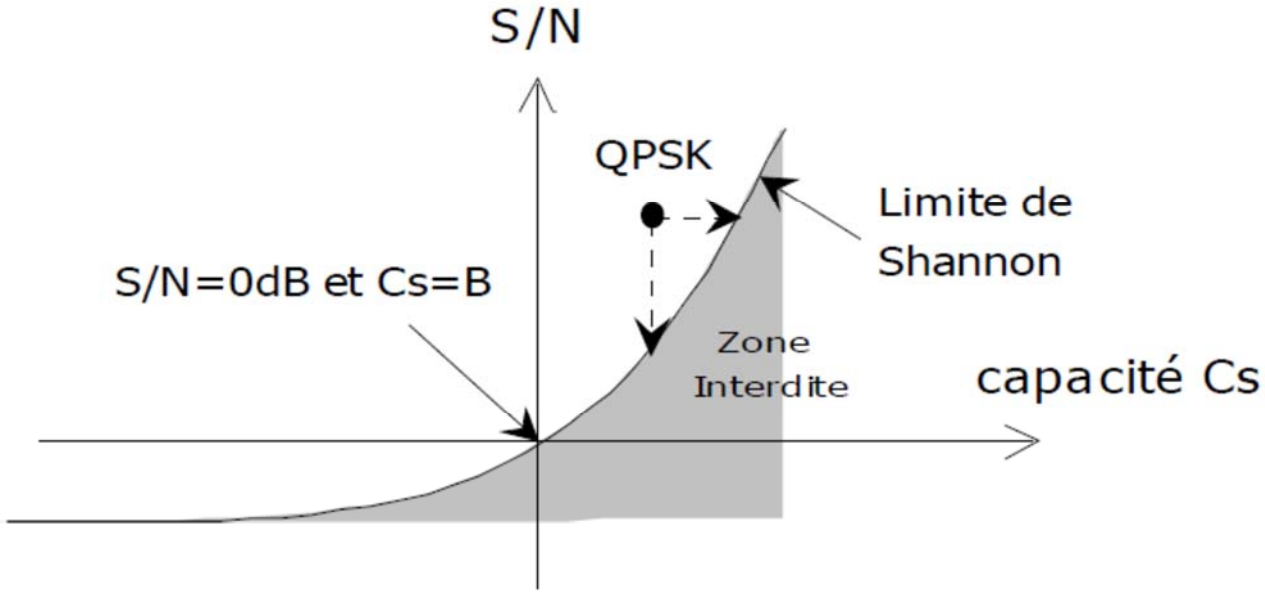
N0 est la densité spectrale de puissance de bruit thermique exprimée en watt/Hz.

Comme ce bruit est du type blanc (énergie équirépartie sur toute la gamme de fréquence), On a pour une bande de fréquence W:

$$N = N0 \times W$$

1.4.3) La limite de shannon

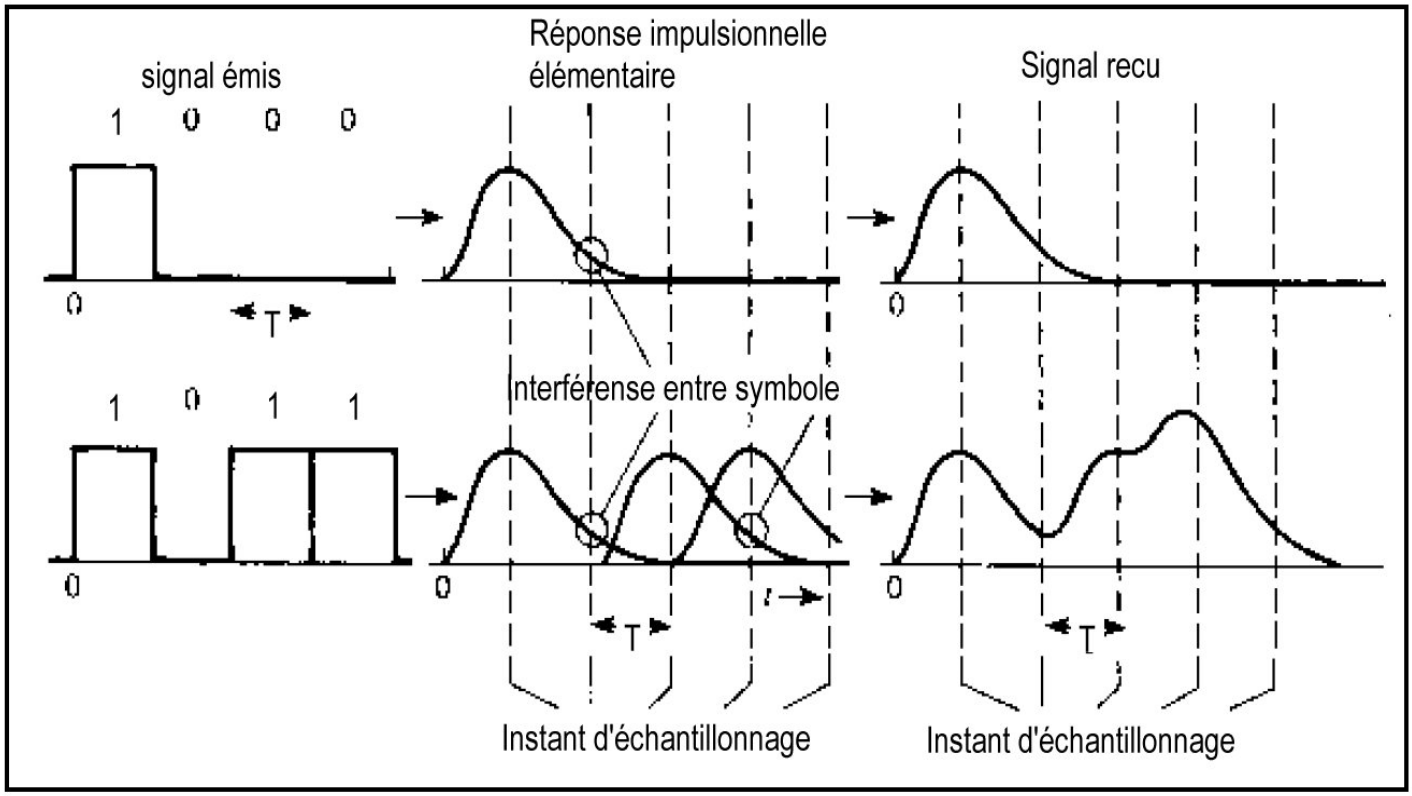
Cette fameuse limite *Cs* appelée limite de Shannon est en pratique très difficile à atteindre ; on s'en approche dans le meilleur des cas… Les raisons sont multiples : elles tiennent en partie dans la qualité du canal qui est loin d'être toujours optimale sur toute sa largeur, et dans la performance des codes et modulations utilisés pour traiter l'information à transmettre.



La zone sous la courbe est interdite. La zone au dessus la courbe est celle où l'on trouve les modulations usuelles. La courbe est la limite vers laquelle on doit tendre. Si on étudie le cas de la QPSK, on peut dire que pour le *S/N* donné, on peut encore espérer un débit supérieur (se déplacer vers la droite) en trouvant des codages plus performants, en particulier les turbocodes. On peut également espérer dégrader le rapport *S/N* sans diminuer *Cs* (se déplacer vers le bas).
Si la puissance moyenne de la perturbation est égale à celle du signal utile reçu et où si l'on a transmis **deux fois plus de données** que n'en contiennent le message d'origine, le signal reste exploitable. Cette limite s'appelle la limite de Shannon mais cette démonstration ne nous donne pas le code correcteur d'erreur (**deux fois plus de données)** qui permet d'atteindre cette limite.

1.5) Mesure de la dégradation du signal :Le diagramme de l'œil et interférence entre symbole

L'émission d'un symbole pose un problème de recouvrement temporel. En effet, chaque symbole est filtré par le canal de transmission. Ils vont s'étaler dans le temps et chaque symbole transmis va recouvrir le (ou les) symbole(s) précédent(s). Ce phénomène est appelé interférence entre symboles (IES). Ce recouvrement peut poser des problèmes au moment de prendre la décision sur le symbole transmis.



L'IES peut être aussi représenté et mesuré par le diagramme de l'œil. Cette représentation est obtenue en observant pendant une durée T à l'oscilloscope tous les symboles possibles. Si les symboles sont peu déformés par le canal de transmission, l'œil est ouvert et la décision sera aisée. Un œil fermé rend compte de l'incapacité du système à prendre une décision sur la valeur du symbole. On a représenté un diagramme de l'œil pour un codage en bande de base du type NRZ. Comme le signal binaire est de nature aléatoire on observe à l'oscilloscope un œil.

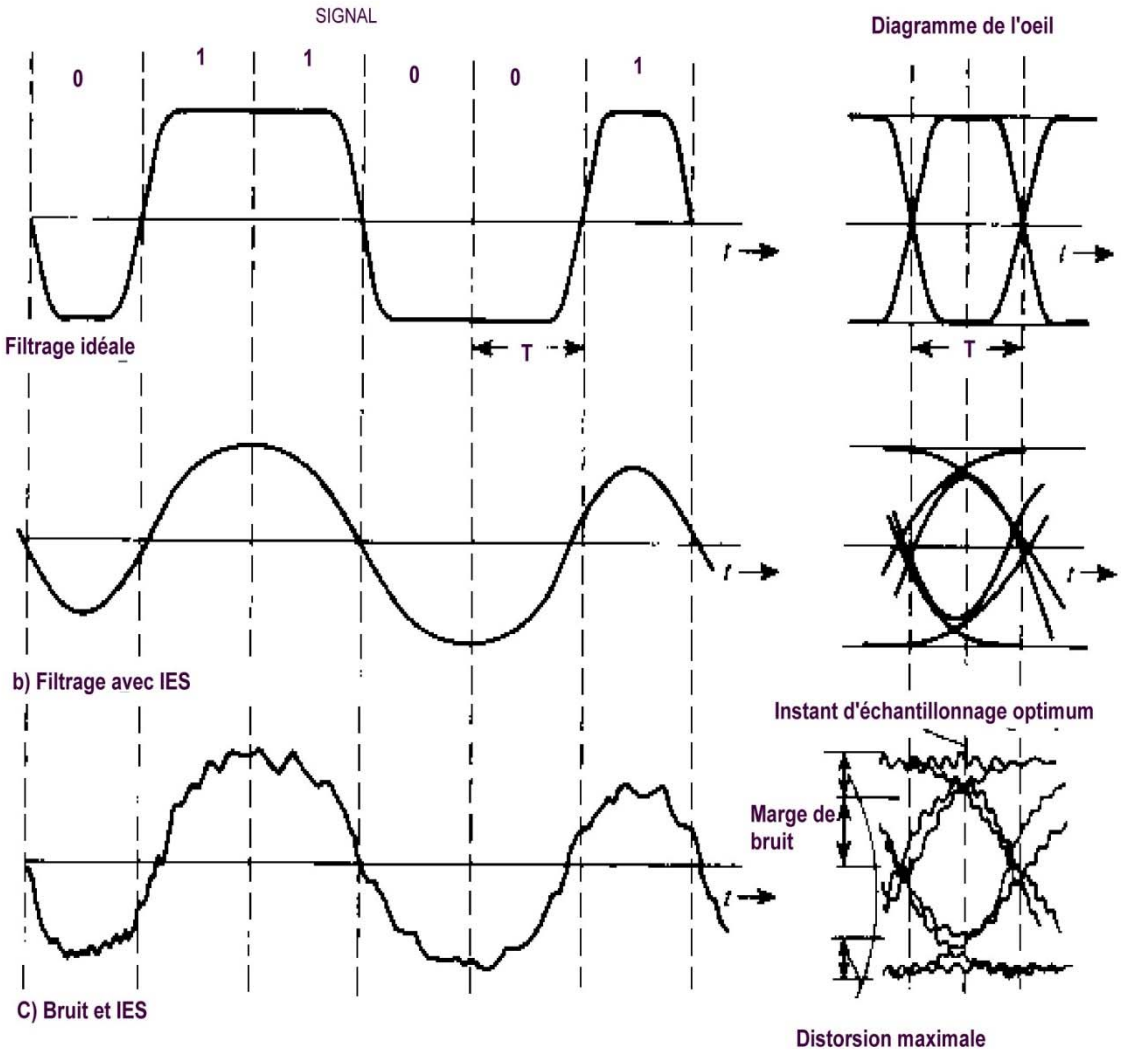
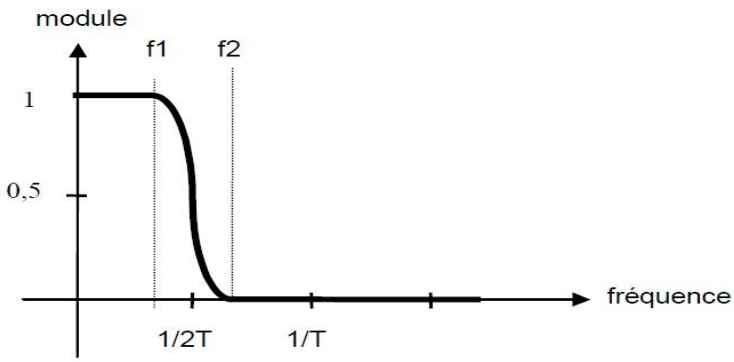


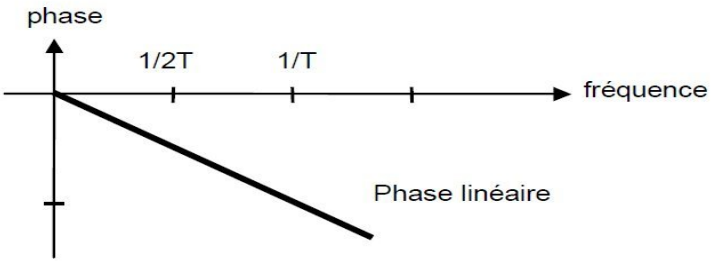
Diagramme de l'œil.

Il est fondamental de bien réaliser que la déformation du signal à l'arrivée et donc les interférences inter-symboles sont étroitement liés aux caractéristiques fréquentielles du canal de transmission.
L'IES est aussi liée aux limites de bande passante des circuits d'émission et de réception (filtres sélectifs, bande passante des amplis etc ...)

Le filtre de Nyquist

Pour éviter ces difficultés et maîtriser les interférences inter-symboles liées à la bande passante limitée du canal, on introduit un filtre passe-bas numérique dit « **de Nyquist** » aux propriétés particulières :





$f1 = (1-\alpha)/2T$
$f2 = (1+\alpha)/2T$
α: facteur de roll-off
$0,2 < \alpha < 0,8$

$0<f<f1$: A = 1

$f1<f<f2$: fonction cosinus

$f>f2$: A = 0

T:durée d'un symbole

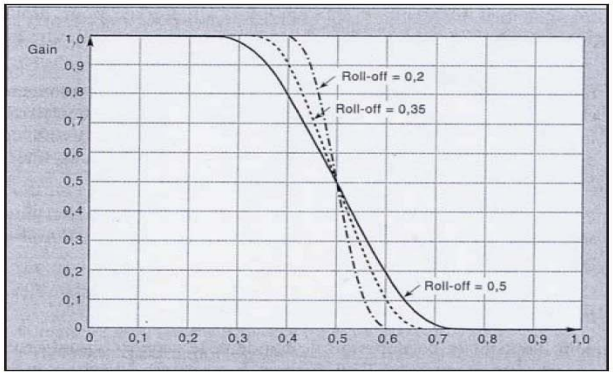
Déformation douce du signal

Ce filtre va permettre d'adapter le spectre du signal numérique à la bande passante limitée du canal. Il est très utilisé dans les modulations numériques.
Une des réalisations technologiques du filtre de Nyquist est le filtre en cosinus surélevé

Filtre en Cosinus Surélevé

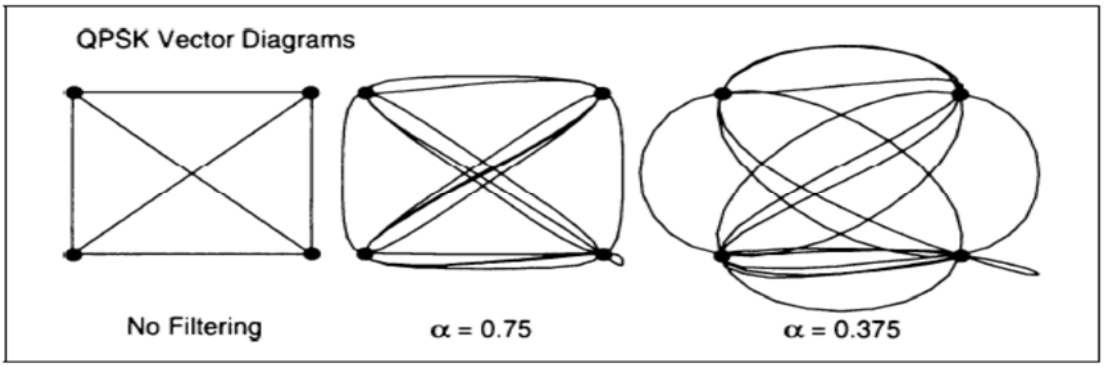
$$H_{RC}(f) = \begin{cases} T_S & \forall f \quad 0 \le |f| \le \frac{1-\alpha}{2.T_S} \\ \frac{T_S}{2}\left\{1+\cos\left[\frac{\pi.T_S}{\alpha}\left(f-\frac{1-\alpha}{2.T_S}\right)\right]\right\} & \forall f \quad \frac{1-\alpha}{2.T_S} \le |f| \le f_{MAX} = \frac{1+\alpha}{2.T_S} \\ 0 & \forall f \quad f_{MAX} = \frac{1+\alpha}{2.T_S} \le |f| \end{cases}$$

Caractéristiques fréquentielles du filtre en Cosinus Surélevé



TS : durée du symbole

On peut utiliser d'autres filtres qui donnent des résultats analogues comme le filtre Gaussien dans le cas du téléphone GSM.
Le filtrage du signal permet de maîtriser la déformation du signal binaire à l'arrivée et donc les interférences inter-symboles.
Nous verrons aussi plus loin qu'il permet de limiter la bande spectrale occupée par le signal modulé.
Le filtrage ralentit le déplacement du vecteur représentant la porteuse dans le plan de phase comme le montre la constellation ci-dessous :



La transmission du signal sans filtrage nécessite une bande passante infinie. Plus le filtrage est énergique, plus les transitions entre états sont douces et le spectre limité.
La bande occupée par les trames une fois filtrées :

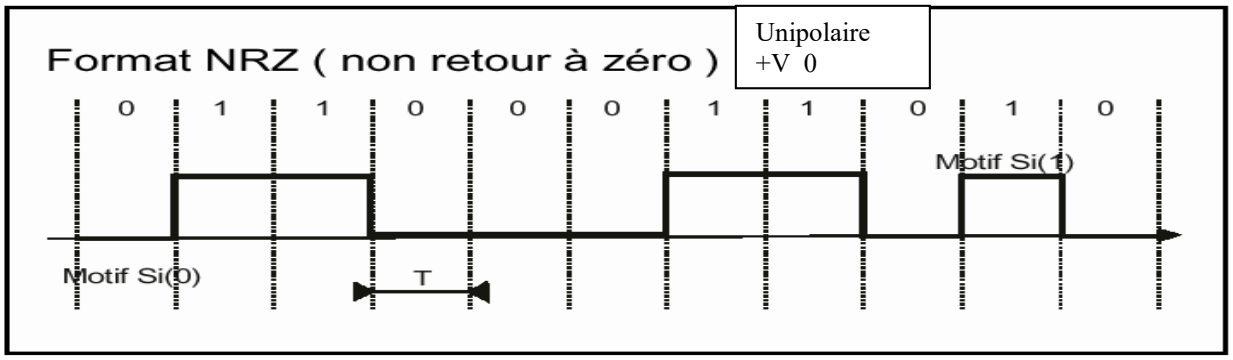
B = (1 + α).Ds/2 pour un signal numérique Ds : débit symbole
B = (1 + α).Ds pour un signal numérique transposé en modulation d'amplitude à une fréquence porteuse (double bande) Ds : débit symbole

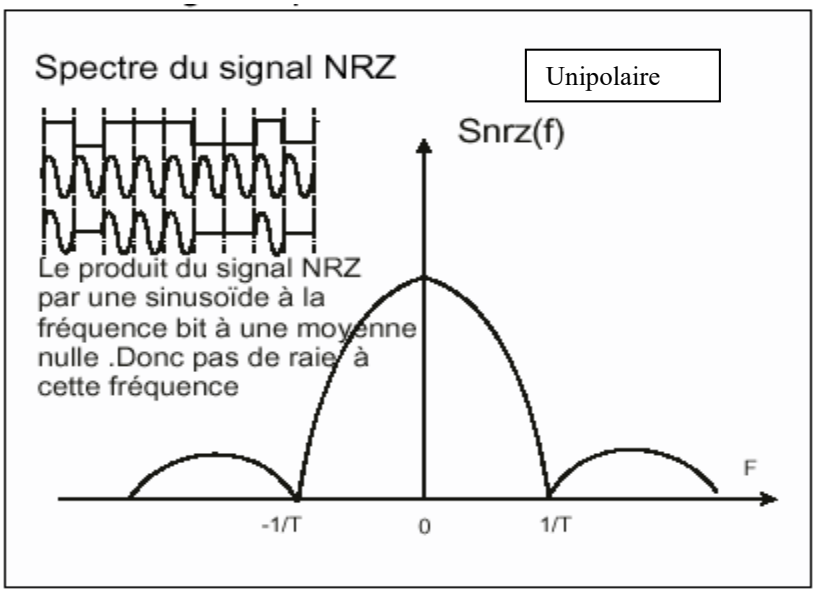
1.6) Le codage en ligne en bande de base

Le terme bande de base signifie que le signal est transmis sur le canal sans l'opération de modulation qui translate (éventuellement en le modifiant) le spectre du signal pour le centrer sur une fréquence porteuse FO. Autrement dit, la fréquence porteuse d'une transmission en bande de base est la fréquence zéro (FO=0). Ce type de transmission en bande de base est le plus souvent utilisé dans un milieu de transmission du type câble bifilaire voir fibre optique. Le codage de l'information est utilisé pour adapter le spectre de l'information à émettre aux caractéristiques du canal de transmission. Les différents codes utilisés sont choisis au vu du spectre de leur réponse. Nous avons plusieurs types de codage : le code binaire NRZ, le code binaire RZ, le code bipolaire NRZ, le code bipolaire RZ, etc.

1.6.1) Format NRZ (non retour à zero)

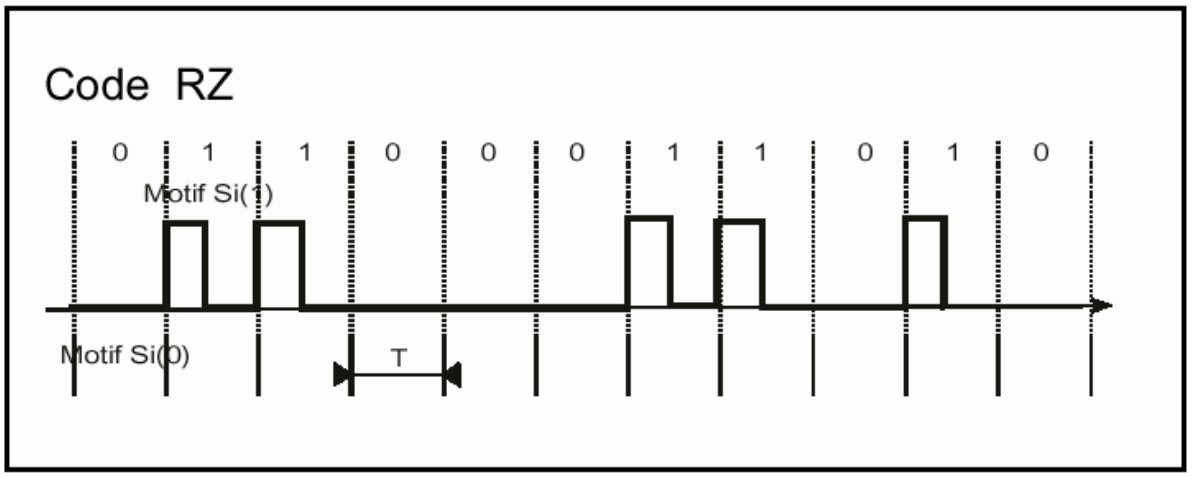
Le signal NRZ est le plus simple. C'est la forme que l'on rencontre tout naturellement lors de l'échange de signaux binaires au sein d'un circuit. Le 1 est codé par un niveau haut maintenu pendant une période d'horloge bit , un 0 est un niveau bas pendant la même durée.

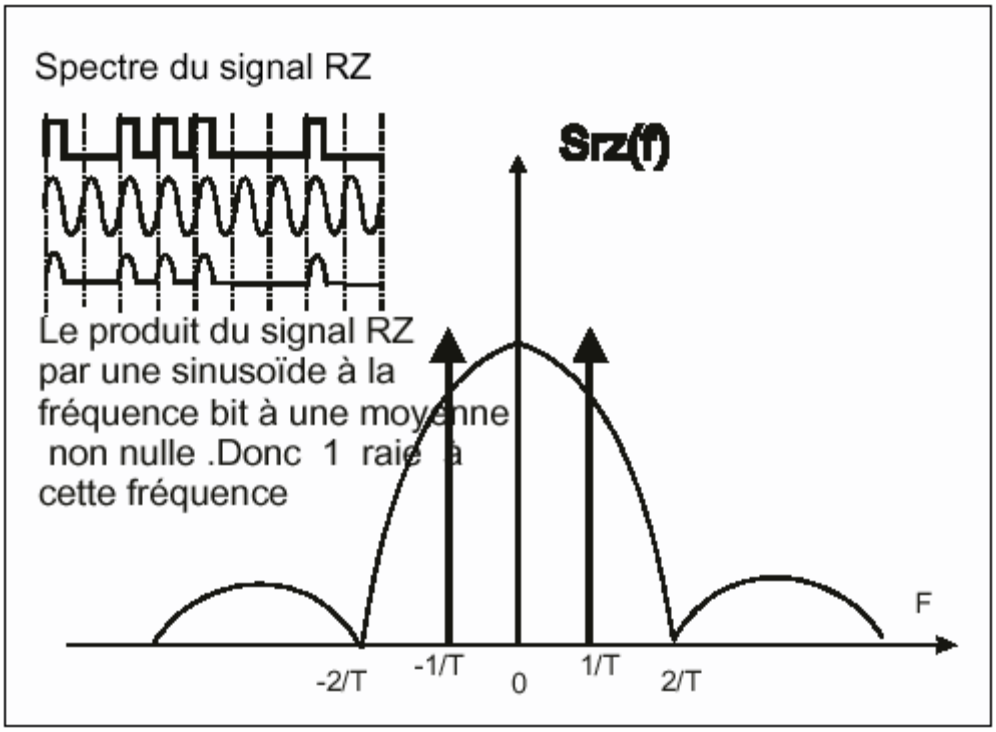




1.6.2) Format RZ (retour à zéro)

Le signal retourne au niveau zéro pendant une demi période d'horloge. On peut aussi considérer que les symboles associés aux deux caractères 0 et 1 sont Un niveau 0 pour 0 Un niveau 1 pendant T/2 suivi de 0 pendant la même durée pour un 1

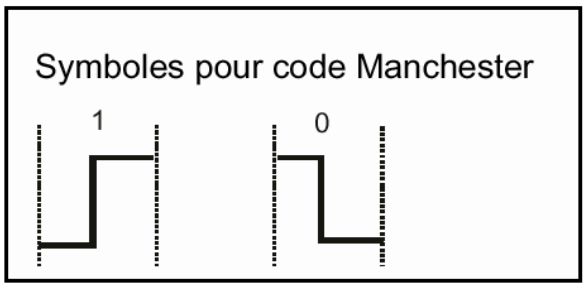


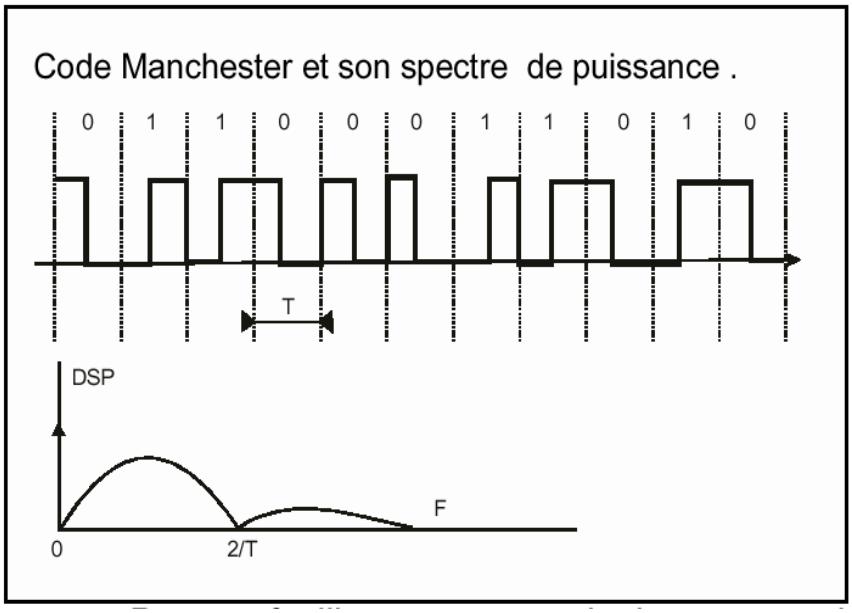


Utilisation normes V24, RS232, RS422, RS485

1.6.3) Code Manchester ou biphase

Un 1 est représenté par une transition montante au milieu d'une période d'horloge, un 0 par une transition descendante. Il est nécessaire d'ajouter des transitions de service placées en début ou fin de période. On peut également considérer que le caractère 1 est codé par la succession 0 1 pendant une période et un 0 par la succession inverse 1 0

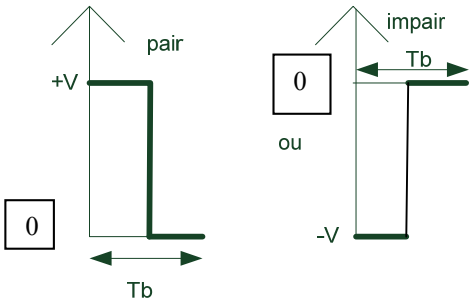


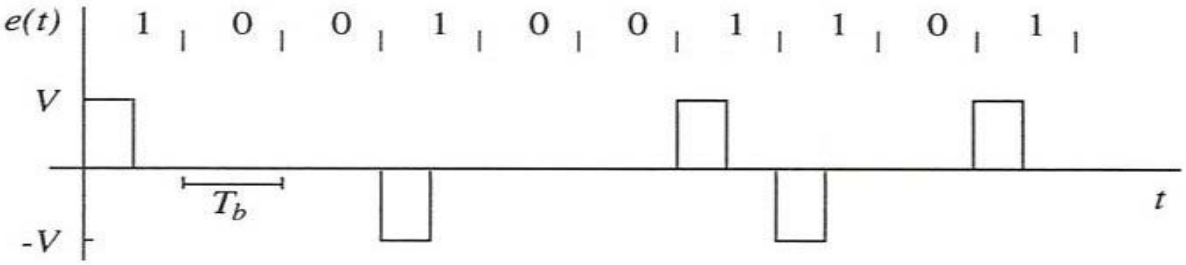


Utilisation : Ethernet 10Base5, 10Base2, 10BaseT, 10BaseFL

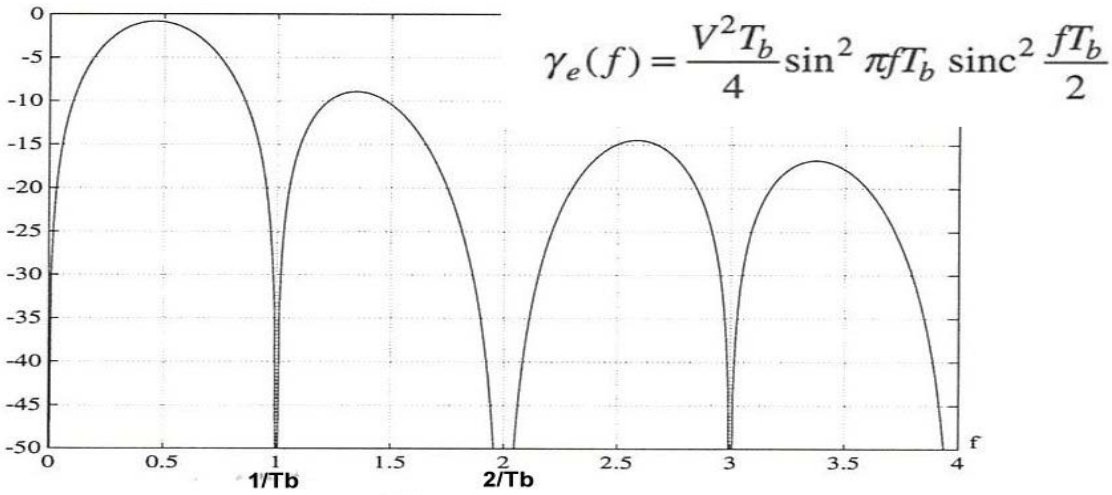
1.6.4) Code bipolaire RZ ou AMI

Pour ce codage suivant la parité du 1 logique on retrouve les symboles suivants :





Chronogramme du code bipolaire RZ

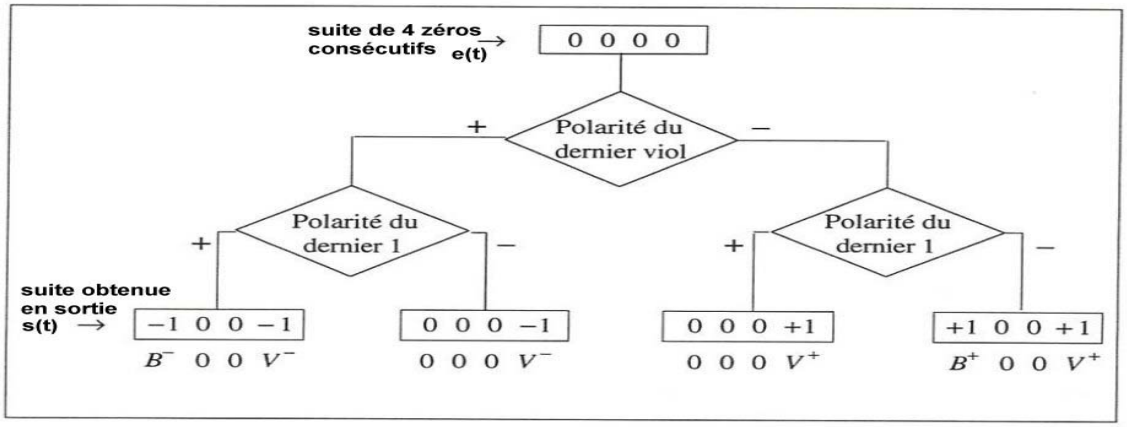


Densité spectrale de puissance du code bipolaire RZ

Systèmes MIC primaires & secondaires sur lignes (ISDN) 2 Mbit/s et 8 Mbit/s (E1,T1,RNIS)

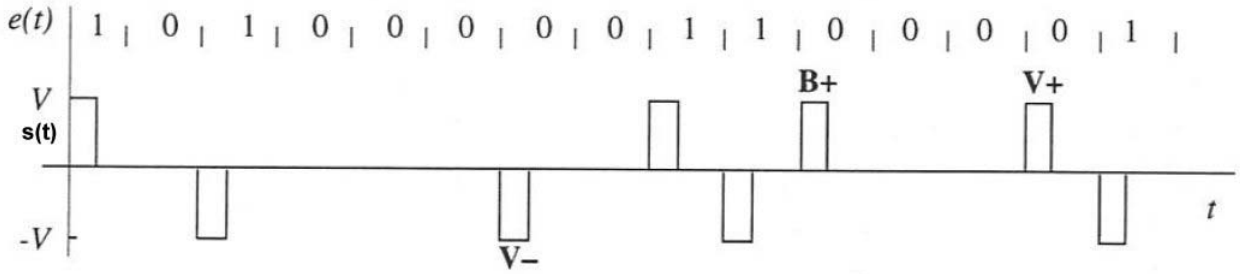
1.6.5) Code HDBn

Le code HDBn est un code dérivé du code bipolaire RZ dans lequel on interdit plus de n bits à 0. En fonctionnement normal ce code respecte la règle de bipolarité en incluant les bits de bourrage dans la règle. L'algorithme pour une suite de 4 bits est donné ci-dessous :

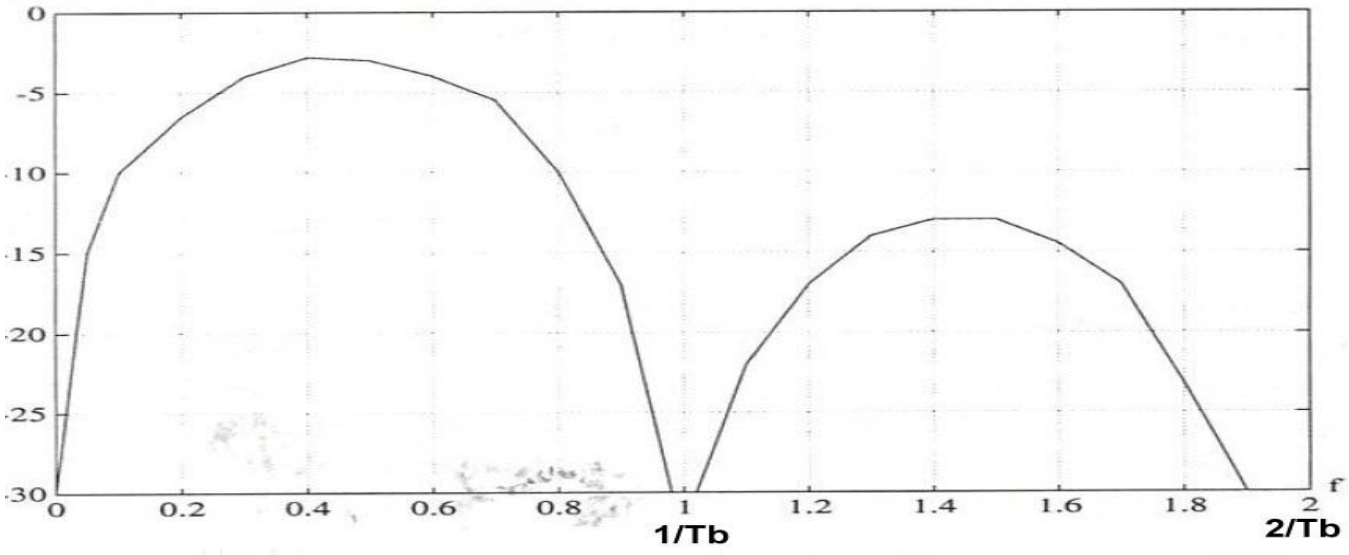


B bit de bourrage
V bit de viol

Algorithme du code HDB3



Chronogramme du code HDB3

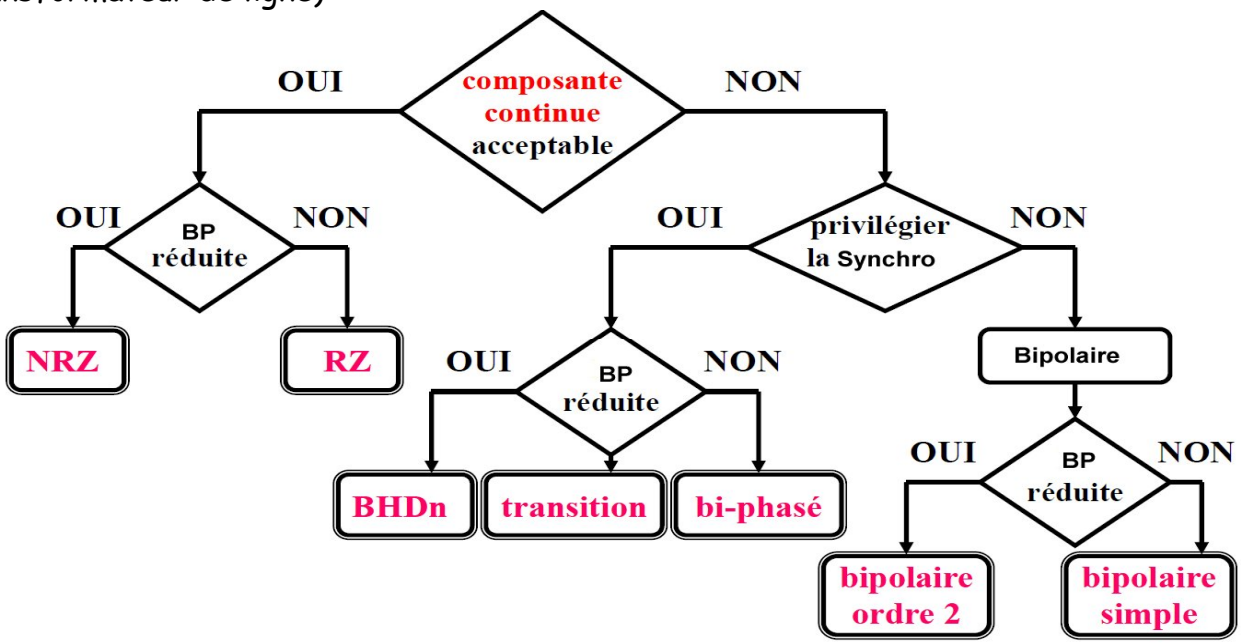


Densité spectrale de puissance du code HDB3

1.6.6) Choix d'un code

Elle est le plus souvent liée au milieu de propagation.

- La complexité du récepteur et de l'émetteur (régénération de l'horloge de transmission
- L'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission. Pour réaliser le décodage, le récepteur a besoin de connaître le rythme de la transmission. La présence d'une raie à cette fréquence dans le spectre du code facilite la récupération de l'horloge.
- La résistance aux distorsions et aux perturbations du canal de transmission (exemple écho dans l'espace libre)
- La valeur moyenne du signal si elle est non nulle peut être embarrassante (exemple transformateur de ligne)



1.6.6)1. Autres codes en ligne

NRZI (NRZ Inverted) Fast Ethernet (100BaseFX), FDDI

0 → Niveau du bit précédent
1 → + V puis - V (*transition*) successivement

MLT3 *Fast Ethernet (100BaseTX, 100BaseT4), ATM*

0 → Niveau du bit précédent
1 → successivement : + V, 0 et - V

nB/mB *Fast Ethernet, Gigabit Ethernet (code 4b/5b)*

table de transcodage codant un groupe de *n* bits en *m* > *n* bits (garantit la non-transmission de 2 "0" consécutifs)

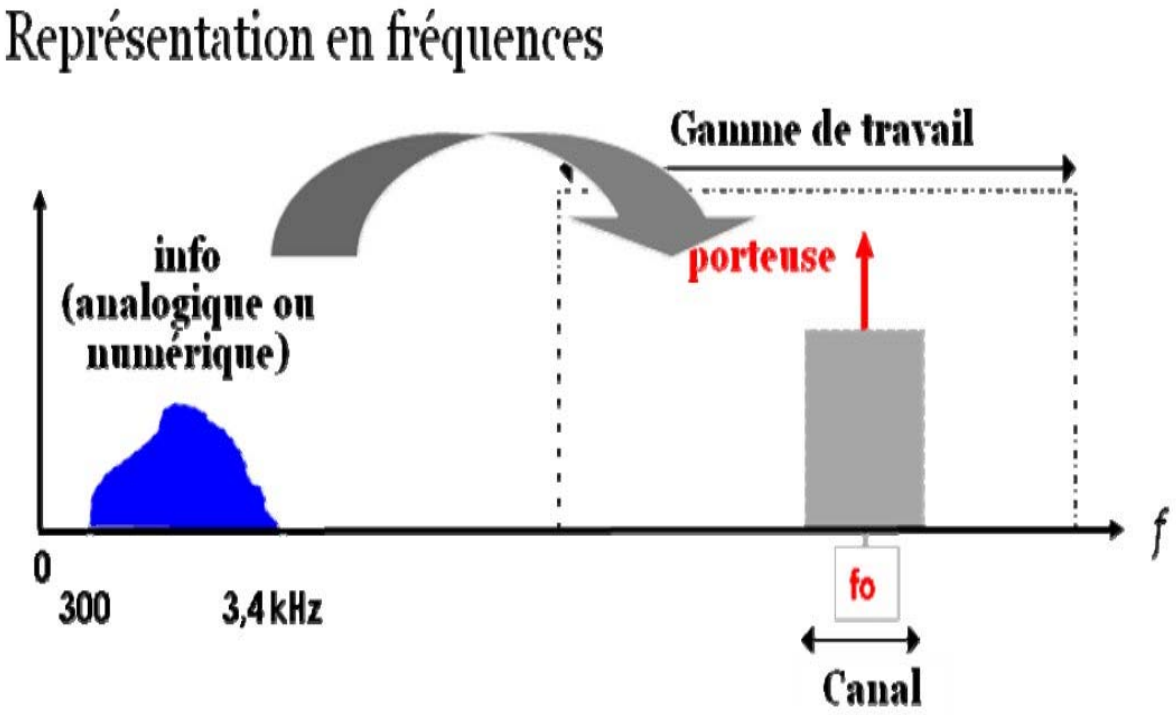
2) Transmission d'un signal sur onde porteuse

2.1) Généralités

Un système de télécommunication 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 des canaux de transmission.
Les messages analogiques sont la parole ou la musique (de 30 à 20KHz), la vidéo (6MHz)
Les messages numériques vont de 1200bits / seconde pour des textes simples à des millions de bits pour des liaisons entre ordinateurs ou centraux téléphoniques.
Si l'on souhaite transmettre un signal audiofréquence par faisceau hertzien, pour obtenir un rayonnement satisfaisant il faudrait utiliser une antenne dont **les dimensions atteindraient plusieurs kilomètres**.

$$G = (\frac{\Pi \times d}{\lambda})^2 \quad G : gain\ de\ l'antenne$$

Il est indispensable de monter en fréquence par changement de fréquence. De plus, si l'on ne peut pas changer la fréquence, **les différentes stations émettrices se confondraient** chez le destinataire, puisque tous les spectres se situeraient alors dans les fréquences audio.

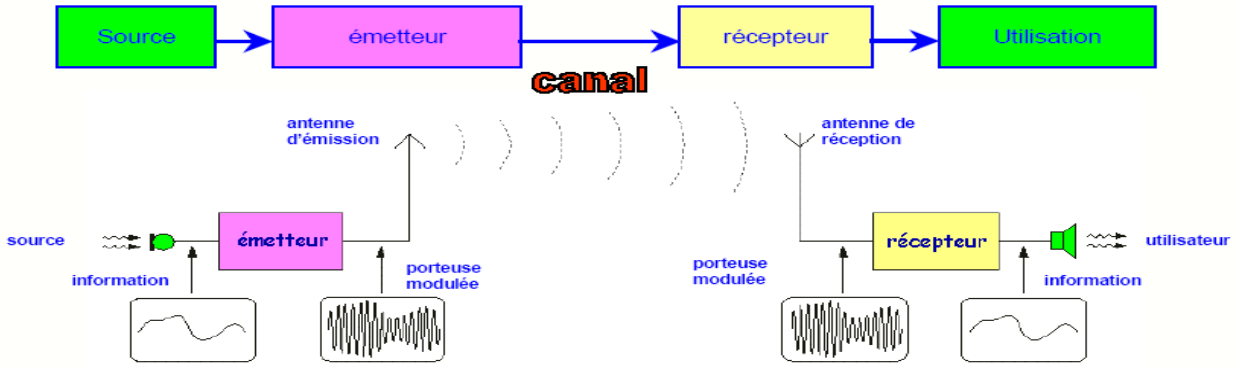


2.2) Les modulations analogiques utilisés dans les émetteurs récepteurs

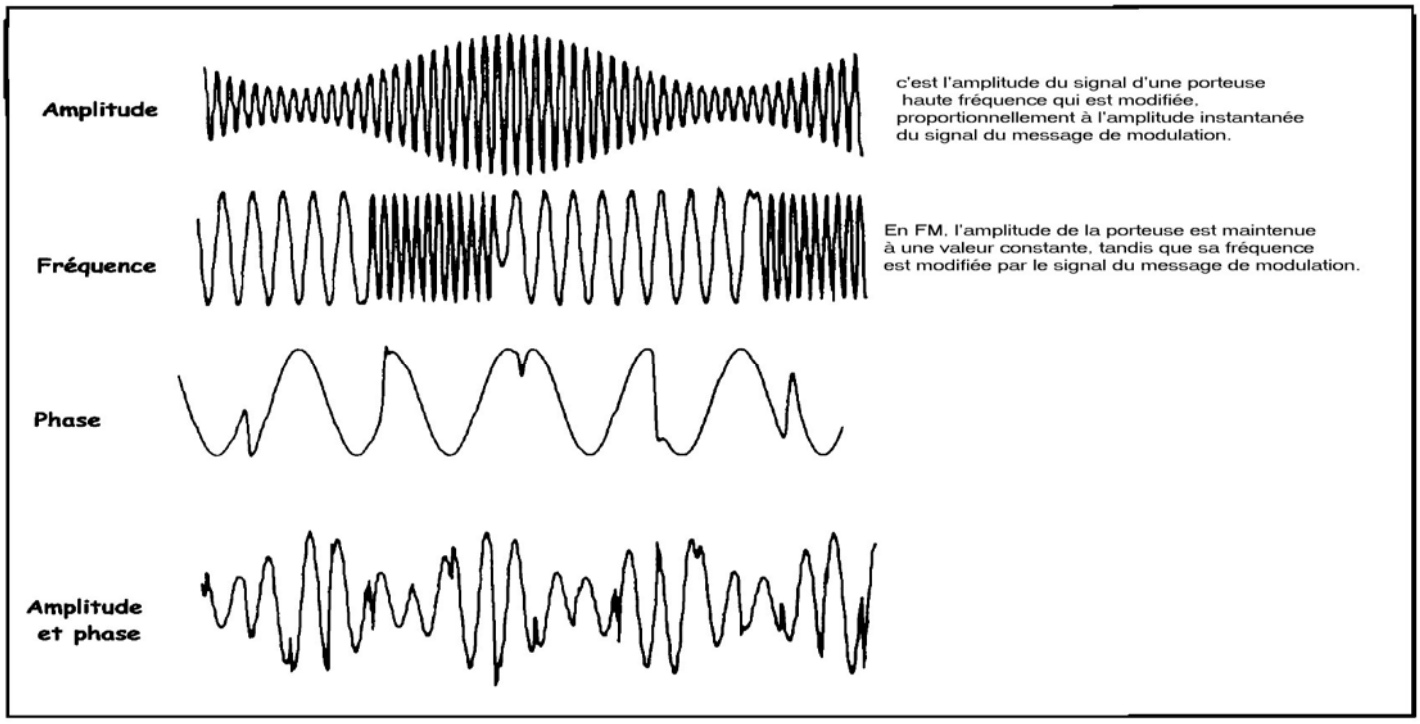
2.2.1)Transport d'une information par une porteuse

L'objet de tous les efforts de modulation est de **permettre à une puissante porteuse d'émettre par voie aérienne** des informations utiles.
Quel que soit le procédé utilisé, ces trois étapes sont incontournables :

- génération d'une porteuse pure au niveau de l'émetteur.
- modulation de cette porteuse par les informations à transmettre.
- détection et démodulation du signal au niveau du récepteur, pour récupérer l'information.



Un grand nombre de méthodes différentes permettent de moduler un signal, mais seuls trois éléments de base du signal sont modifiables dans le temps : l'amplitude, la phase ou la fréquence (la phase et la fréquence n'étant en réalité que deux façons différentes de visualiser ou de mesurer la même variation du signal).



Paramètre	ANALOGIQUE	NUMERIQUE
AMPLITUDE	Modulations d'amplitude A3E - J3E - R3E - H3E	Modulation par déplacement d'amplitude ASK (A1 - B7)
FREQUENCE	Modulation de fréquence F3E	Modulation par déplacement de fréquence FSK (F1) - MSK
PHASE	Modulation de phase G3E	Modulation par déplacement de phase PSK

2.2.2) Le tableau des modulations dans les systèmes de communication

Modulation

N	Porteuse non modulée
A	Modulation d'amplitude à double bande latérale (exemple : radiodiffusion AM)
H	Modulation d'amplitude à bande latérale unique avec porteuse pleine
R	Modulation d'amplitude à bande latérale unique avec porteuse réduite ou variable
J	Modulation d'amplitude à bande latérale unique avec porteuse supprimée (exemple : utilitaires ondes courtes et radioamateurs)
B	Modulation d'amplitude avec bandes latérales indépendantes (chacune des deux bandes latérales transporte un signal différent)
C	Modulation d'amplitude avec porteuse résiduelle (exemple : NTSC)
F	Modulation de fréquence (exemple : radiodiffusion bande FM)
G	Modulation de phase
D	Combinaison de AM et FM ou PM
P	Séquences d'impulsions sans modulation
K	Modulation d'amplitude pulsée
L	Modulation large pulsée
M	Modulation de position pulsée
Q	Séquences d'impulsion, modulation de phase ou de fréquence dans chaque impulsion
V	Combinaison de plusieurs méthodes de modulation par impulsions
W	Combinaison de méthodes citées ci-dessus
X	Aucune des méthodes ci-dessus

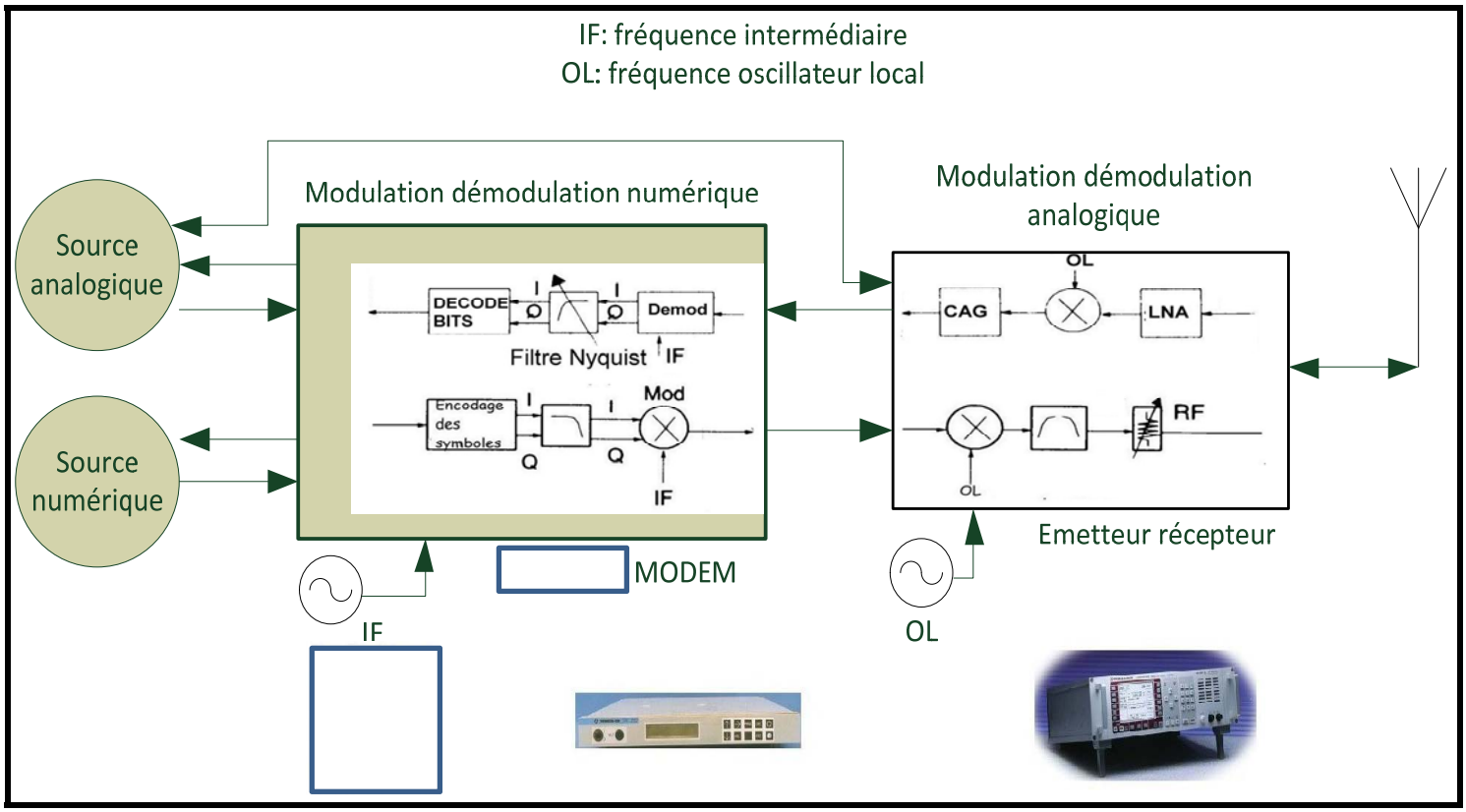
Signal modulant

0	Aucun signal modulant
1	Signal unique, numérique, sans sous-porteuse
2	Signal unique, numérique, utilisant une sous-porteuse
3	Signal unique, analogique
7	Plusieurs signaux numériques
8	Plusieurs signaux analogiques
9	Combinaison de signaux analogiques et numériques
X	Aucun des types ci-dessus

Information transmise

N	Aucune transmission d'information
A	Télégraphie pour réception auditive (exemple : code Morse)
B	Télégraphie pour réception automatique (exemples : radiotélétype et modes numériques)
C	Fac-similé
D	Transmission de données, télémesure (données de mesure), télécommande (contrôle à distance)
E	Téléphonie (voix ou musique)
F	Vidéo (télévision)
W	Combinaison des types précédents
X	Aucun des types ci-dessus

De manière générale la modulation analogique n'a pas disparu avec l'avènement des modulations numériques. En effet en sortie ou en entrée d'un modem on dispose d'une modulation numérique dont la porteuse se trouve à une fréquence intermédiaire c'est la première transposition ou la deuxième transposition de fréquence. L'émetteur- récepteur va permettre de moduler ou de démoduler de manière analogique cette information en sortie ou en entrée du modem à la fréquence porteuse de l'oscillateur local par une modulation d'amplitude ou de fréquence.



L'onde de forme (waveform) d'une modulation numérique reste analogique ;

2.2.3) La modulation d'amplitude

2.2.3.1) La MDBAP : Modulation Double Bande Avec Porteuse ou A3E

Objectif de la modulation d'amplitude: Moduler l'amplitude d'un signal porteur HF par un signal modulant BF (signal informatif).

Signal porteur : $p(t) = A_C \cos w_C t$

Signal modulant : $m(t)$

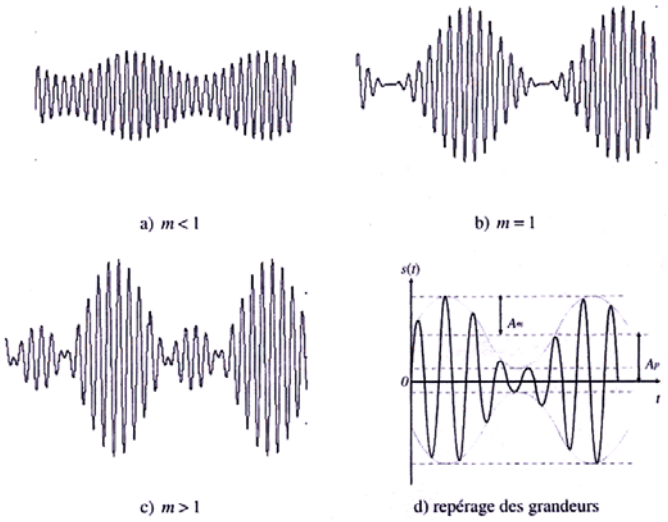
Expression mathématique du signal modulé en amplitude :

$$s(t) = \{A_C + m(t)\}\cos w_C t$$

a) *REPRESENTATION TEMPORELLE*

Signal modulant : $m(t) = A_m \cos w_m t$

Signal modulé : $s(t) = (A_C + A_m \cos w_m t)\cos w_C t$ $\quad s(t) = A_C(1 + m\cos w_m t)\cos w_C t$ $\quad m = \frac{A_m}{A_C}$ (taux de modulation)

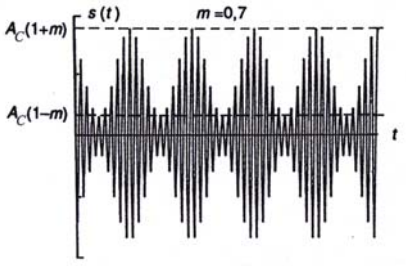


Enveloppe supérieure :

$$A_C\{1 + m\cos w_m t\} \times 1$$

Enveloppe inférieure :

$$A_C\{1 + m\cos w_m t\} \times -1$$



Remarque: Lorsque le taux de modulation est supérieur à 1, on parle de surmodulation.

b) *REPRESENTATION FREQUENTIELLE*

Signal modulé : $s(t) = A_C(1 + m\cos w_m t)\cos w_C t$

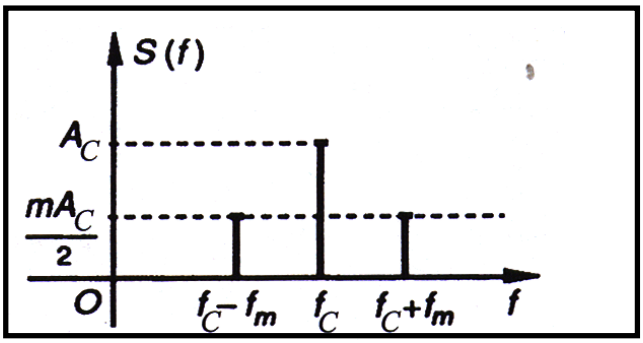
En développant cette expression : $s(t) = A_C \cos w_C t + \frac{mA_C}{2}\{\cos(w_C - w_m)t + \cos(w_C + w_m)t\}$

Le spectre de s(t) est composé de trois raies :

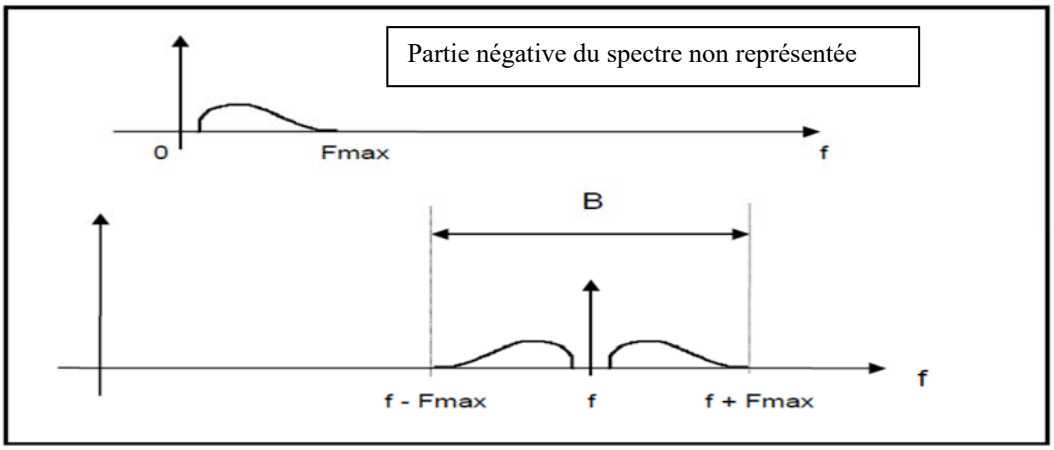
- **La porteuse** d'amplitude Ac et de fréquence fc
- **Deux composantes latérales** d'amplitude mAc/2 et de fréquence fc-fm et fc+fm

$$P_e = \frac{A_C^2}{2R}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \qquad \eta = \frac{P_u}{P_e} = \frac{m^2}{2 + m^2}$$

Lorsque l'indice de modulation est supérieur à 1, on parle de **surmodulation**. Lorsqu'on démodule ce signal à l'aide d'un détecteur crête, la surmodulation est à l'origine d'une distorsion inacceptable. Dans la pratique, on passe en surmodulation chaque fois que le signal s(t) atteint une amplitude excessive. De ce fait, il faut prévoir avant le modulateur un dispositif de compression de dynamique qui maintiendra le signal s(t) autour d'une valeur moyenne acceptable. Ceci explique pourquoi les émissions en AM (Petites Ondes ou Grandes Ondes) manquent de relief et de dynamique.



Si le signal modulant est quelconque à spectre limité (Fmax)



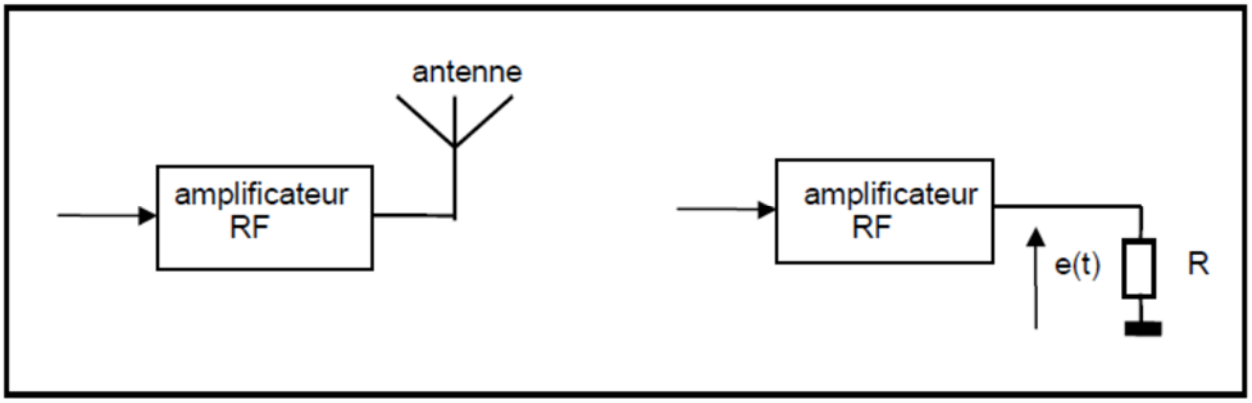
On constate que la bande B occupée par un signal AM vaut : **B = 2.Fmax**

$$s(t) = \{A_C + m(t)\}\cos w_C t \quad donc\ S(t) = \{A_C + m(t)\} \times \frac{(e^{jwct} + e^{-jwct})}{2}$$

$$S(f) = F[S(t)] = \{A_C + m(f)\} * \frac{(\delta(f - fc) + \delta(f + fc))}{2} = \frac{AC \times \delta(f - fc) + AC \times \delta(f + fc)}{2} + \frac{m(f - fc)}{2} + \frac{m(f + fc)}{2}$$

$$Spectre\ fréquence\ positive\ S(f) = \frac{AC \times \delta(f - fc)}{2} + \frac{m(f - fc)}{2}$$

Le signal AM est appliqué à l'antenne qui se comporte vis-à-vis de l'amplificateur de sortie comme une charge résistive R :



On assimile l'antenne à une résistance R.

La puissance dissipée par l'antenne est $P_{ant} = \frac{(e(t)_{eff})^2}{R}$.

$$e(t) = s(t) = A_C \cos w_C t + \frac{mA_C}{2}\{\cos(w_C - w_m)t + \cos(w_C + w_m)t\}$$

on obtient :

$$P_{ant} = \frac{(e(t)_{eff})^2}{R} = \left[\left(\frac{Ac}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{Ac \times m}{2.\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{Ac \times m}{2.\sqrt{2}}\right)^2\right].\frac{1}{R}$$

$$P_{ant} = \frac{Ac^2}{2.R}.\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

Pour m=0 :

Amplitude du signal s(t) = 0 (pas de signal à transmettre), la puissance dissipée par l'antenne est de $P_{ant} = \frac{Ac^2}{2.R}$

L'antenne dissipe de la puissance car la porteuse est toujours émise (même si s(t) =0).

La puissance dissipée par la porteuse représente $\frac{2}{2+m^2}$ de la puissance totale soit au minimum 2/3 .

Donc le rendement maximum d'une émission en modulation d'amplitude est de 33%.

On peut noter **l'importance de la puissance de la porteuse**, qui est émise même en l'absence de signal modulant, alors que l'information se trouve dans les bandes latérales. On a donc eu l'idée

de supprimer la porteuse et d'émettre uniquement les deux bandes latérales (**modulation en bande latérale double**) ou une seule bande latérale (**bande latérale unique**).

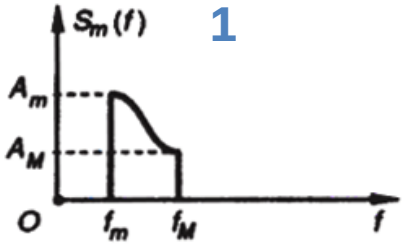
c) Conclusion pour la MDBAP :

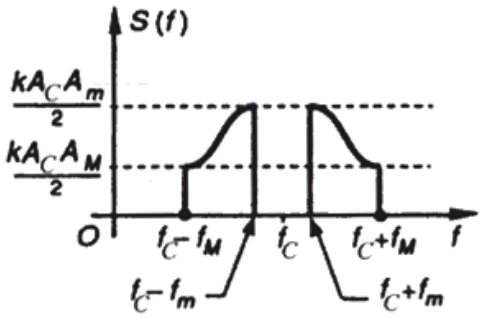
- Faible rendement (une grosse partie de la puissance émise Pant ne sert qu'à la transmission de la porteuse qui ne transporte aucune information utile.
- Occupation spectrale importante (signal utile redondant) et sensible aux perturbations
- Porteuse émise même sans information (peu discrète)
- Simplicité et détection facile

2.2.3.2) La modulation double bande sans porteuse MDBSP ou AM-DSB (dual side band).

Signal modulant : m(t) est un signal dont le spectre s'étend de fm à fM.

Signal modulé : $s(t) = m(t) \times A_C \cos w_C t$





Le spectre du signal modulé se compose de deux bandes latérales:

- La bande située au-dessous de la fréquence porteuse.

C'est la ***Bande Latérale Inférieure*** : BLI (LSB **L**ower **S**ide **B**and).

- La bande située au-dessus de la fréquence porteuse.

C'est la ***Bande Latérale Supérieure*** : BLS (USB **U**pper **S**ide **B**and).

La largeur du spectre de s(t) est donc : $B = (f_C + f_M) - (f_C - f_M) = 2f_M$

Cependant, vu que la porteuse n'est pas transmise, il n'est plus possible d'extraire un signal synchrone et la démodulation est plus délicate. Pour cela on transmet un peu de porteuse pour faciliter **la démodulation (R3E).**

Pour m(t) =1. cosω.t et p(t) = A_c.cos(Ωc.t), on obtient :

$$S(t) = A_c.\cos(\Omega_c.t) \times \cos(\omega.t)$$

$$S(t) = \frac{Ac}{2} \times \left[\cos(\Omega_c + \omega)t + \cos(\Omega_c - \omega)t\right]$$

$$S(t) = \frac{Ac}{2} \times \cos(\Omega_c + \omega)t + \frac{Ac}{2} \times \cos(\Omega_c - \omega)t$$

La porteuse à la pulsation Ω_c n'apparaît plus, le signal modulé ne comporte plus que deux termes :
On assimile l'antenne à une résistance R.

La puissance dissipée par l'antenne est $P_{ant} = \frac{(Seff)^2}{R}$.

D'après la relation de S (t) en posant A = A_c.S, on obtient :

$$P_{ant} = \frac{(Seff)^2}{R} = \left[\left(\frac{Ac}{2.\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{Ac}{2.\sqrt{2}}\right)^2\right].\frac{1}{R}$$

$$P_{ant} = \frac{Ac^2}{4.R}$$

Si m(t) = 0 alors P_{ant} = 0, (**pas de signal modulé** si m(t) = 0). **Toute la puissance dissipée véhicule une information.**
Mis, à part l'application dans le codage stéréophonique, ce type de modulation est très peu utilisé pour les transmissions et on préfère passer directement à la modulation en bande latérale unique.
La modulation **BLU** (bande latérale unique ou SSB : single side band) est beaucoup plus délicate à produire, et l'allure temporelle difficile à représenter dans le cas général.

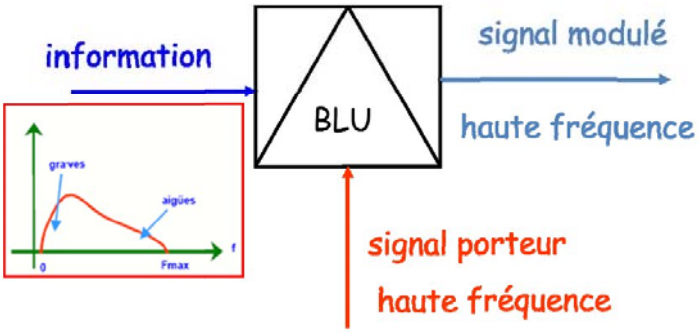
$$s(t) = \{m(t)\}\cos w_C t \quad donc\ S(t) = \{m(t)\} \times \frac{(e^{jwct} + e^{-jwct})}{2}$$

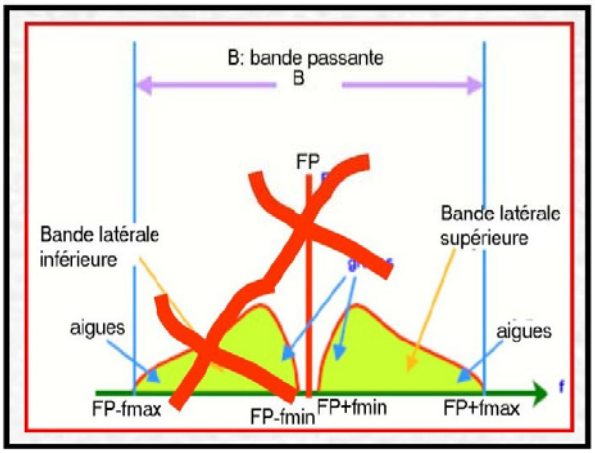
$$S(f) = F[S(t)] = \{m(f)\} * \frac{(\delta(f - fc) + \delta(f + fc))}{2} = \frac{m(f - fc)}{2} + \frac{m(f + fc)}{2}$$

$$Spectre\ fréquence\ positive\ S(f) = \frac{m(f - fc)}{2}$$

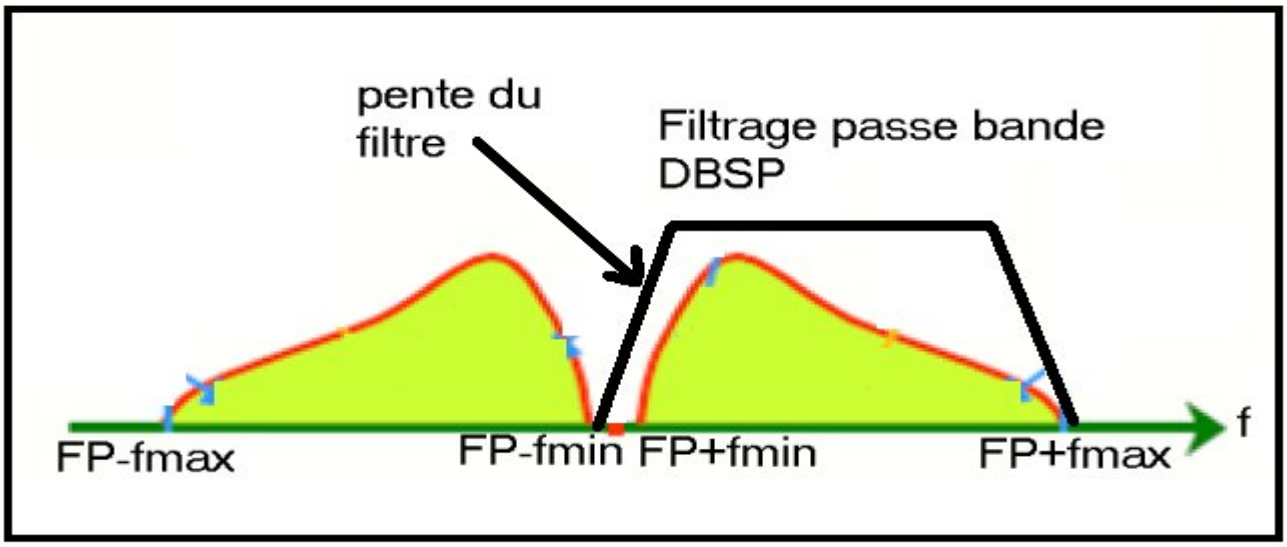
2.2.3.3) La modulation BLU ou bande latérale unique ou J3E

Ce type de modulation permet d'avoir une portée intéressante avec une puissance émise nettement plus faible qu'en AM classique et est donc très utilisée dans les équipements portables.





Ce procédé est le moins gourmand en bande passante.
Le signal BLU est obtenu à partir du signal DBSP par un filtrage passe bande autour de la bande latérale supérieure :



2.2.4) Le Changement de fréquence (mixer) d'un signal RF par mélange

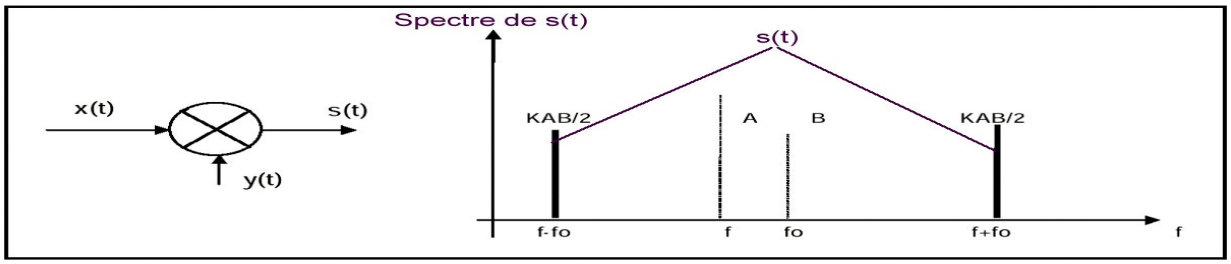
Il est primordial dans les chaines d'émission et de réception de pouvoir transposer le spectre d'un signal pour les raisons suivantes :

- En émission cela nous permettra de faire du multiplexage de fréquence et de partager une bande de fréquence entre plusieurs canaux.
- En réception de traiter plus facilement le signal à des fréquences intermédiaires qui sont bien plus basses que la fréquence de réception. Il s'agit d'abaisser la valeur de la fréquence reçue pour rendre plus aisée l'amplification du signal perçu par l'antenne.

L'opération de mélange est une opération non linéaire qui s'apparente au principe de la Modulation d'amplitude double Bande sans Porteuse.

a) La fonction multiplication ou mélange

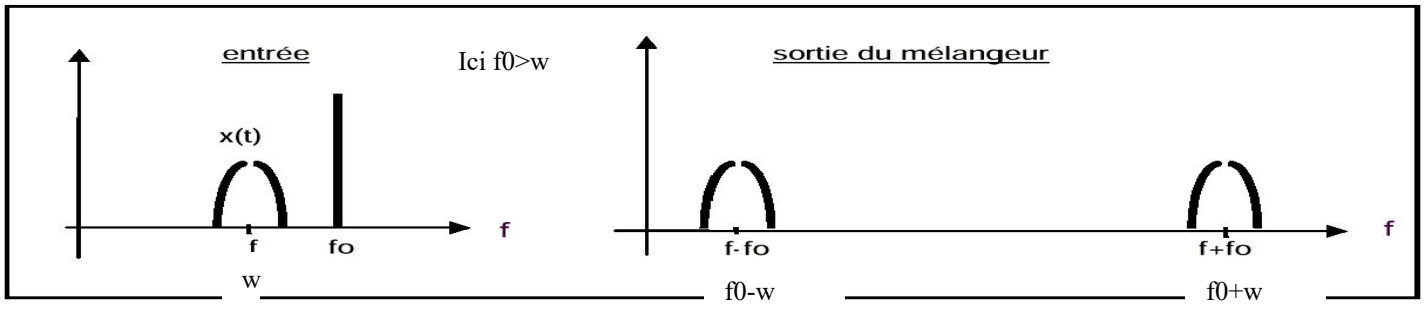
Le mélangeur est un dispositif à deux entrées et une sortie qui effectue sur les signaux appliqués sur les entrées une **opération non-linéaire de multiplication.**
Dans un système linéaire comme un filtre par exemple, on retrouve en sortie des fréquences identiques à celles qui ont été injectées à l'entrée.
Un dispositif non-linéaire par contre fait apparaître en sortie **des nouvelles fréquences** inexistantes dans les signaux d'entrées.
Ces nouvelles fréquences sont évidemment liées mathématiquement aux fréquences d'entrée.
Le cas le plus simple concerne le mélange de deux signaux sinusoïdaux.
On obtient en sortie le signal suivant :



$$s(t) = K.x(t).y(t) = K.A\cos(\omega t).B\cos(\omega_0 t) = \frac{KAB}{2}.\cos(\omega + \omega_0)t + \frac{KAB}{2}.\cos(\omega - \omega_0)t$$

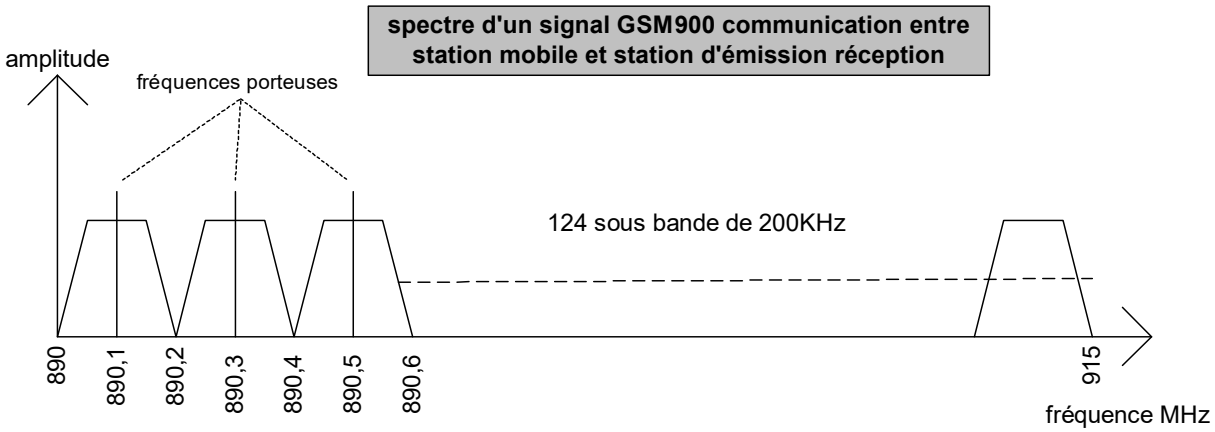
Le spectre en sortie est donc composé de deux raies aux fréquences **somme et différence**.

Dans l'utilisation normale du mélangeur, le signal x(t) est un signal modulé **en amplitude, en fréquence ou numérique** centré sur w et y(t) est un signal de fréquence fo provenant d'un oscillateur appelé oscillateur local.



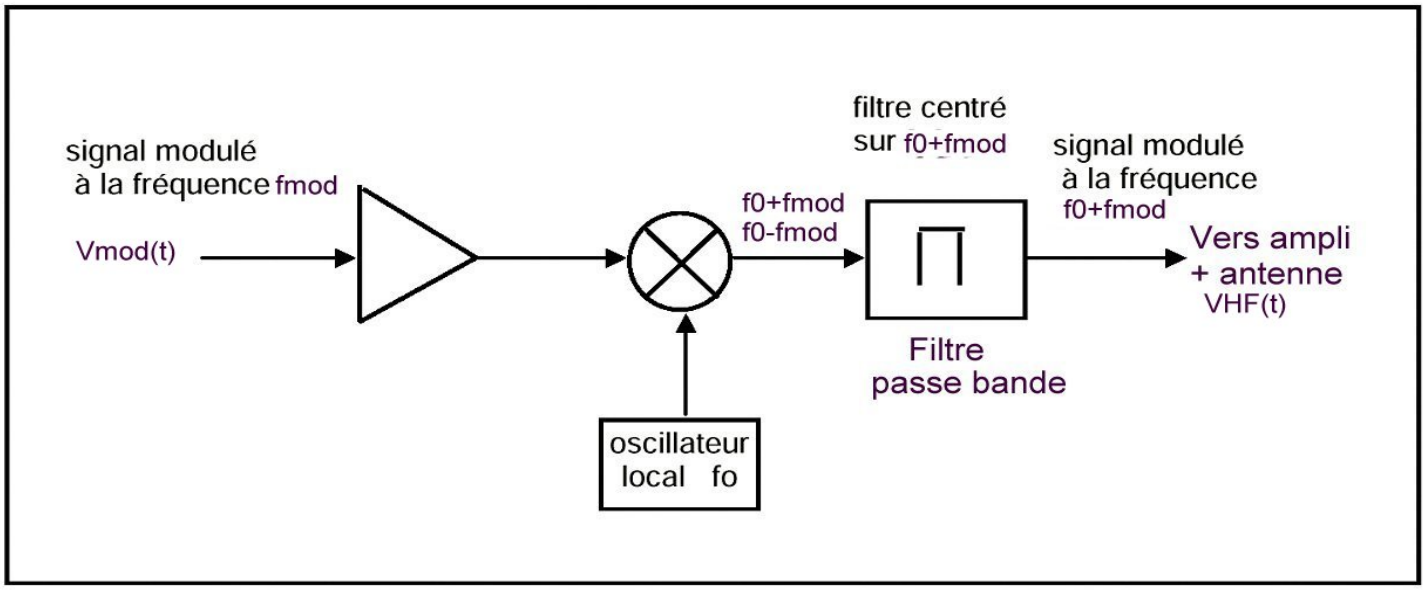
En sortie du mélangeur, on retrouve comme précédemment le spectre du signal x(t) centré sur les fréquences f0-w et f0+w.
Cette transposition spectrale est essentielle pour adapter le message au canal de transmission, en effet, le signal transmis n'occupe pas toute la bande passante du canal. Il est donc possible de transmettre simultanément et indépendamment plusieurs messages sur le même canal, simplement en faisant en sorte de juxtaposer sans recouvrement les spectres des messages dans la bande passante du canal. Le signal résultant est appelé signal multiplex. C'est le multiplexage fréquentiel FDMA.

Exemple :



b) Le changement de fréquence dans un émetteur

Dans un émetteur, le signal modulé en amplitude, en fréquence ou en phase par un signal analogique ou numérique, est en général produit à une fréquence assez basse, puis transposé à la fréquence d'émission à l'aide d'un changeur de fréquence (up converter des anglo-saxons).

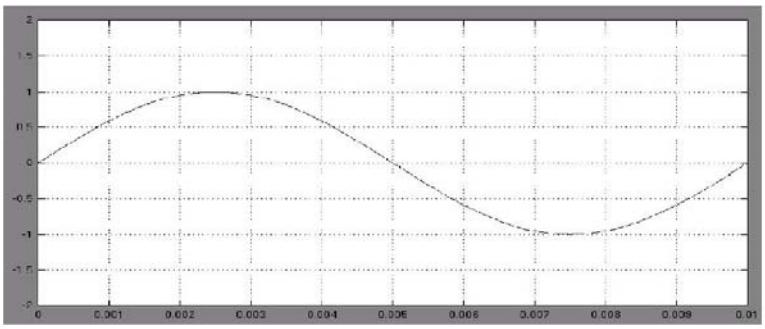


Dans ce type d'application, le mélangeur sera toujours associé à un filtre sélectif qui permet de

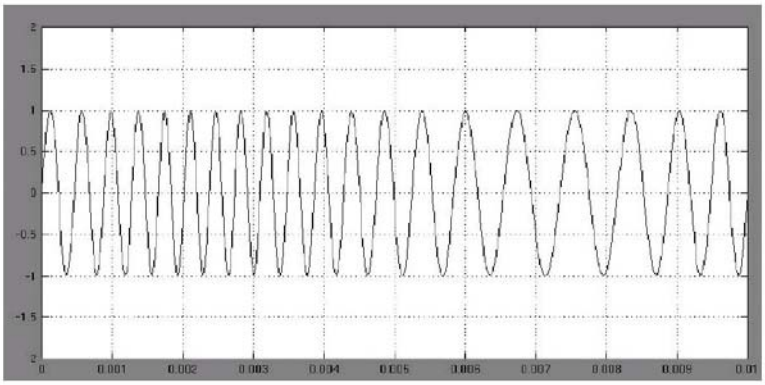
Sélectionner la partie du mélange désirée. Cette fonction permet de transposer le spectre d'une station radio, une chaîne de télévision, un canal GSM vers une autre bande de fréquence plus élevée. Cette transposition permettra de disposer de plusieurs canaux, chaînes, stations dans une bande de fréquence (multiplexage fréquentiel).

Représentation temporelle

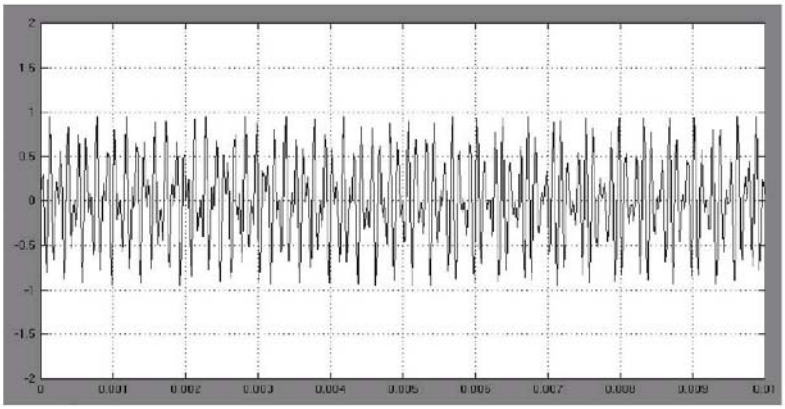
Information



Signal Modulé

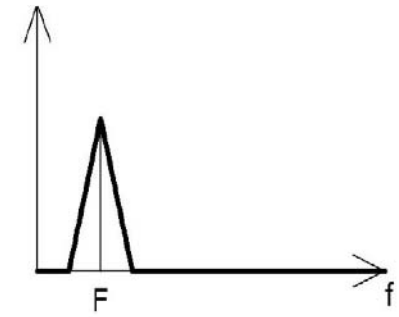


Signal HF

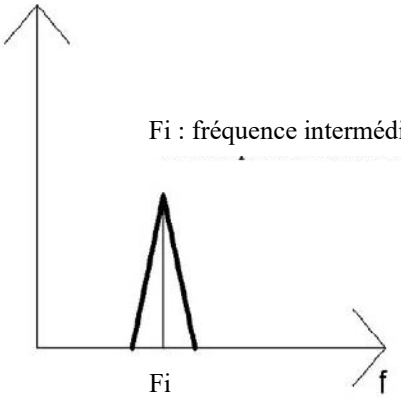


Représentation fréquentielle

Vinfo(f)

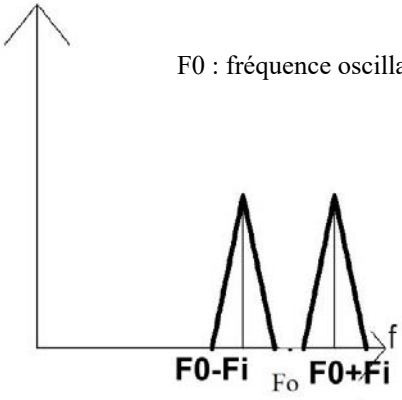


Vmod(f)



Fi : fréquence intermédiaire

Vhf(f)



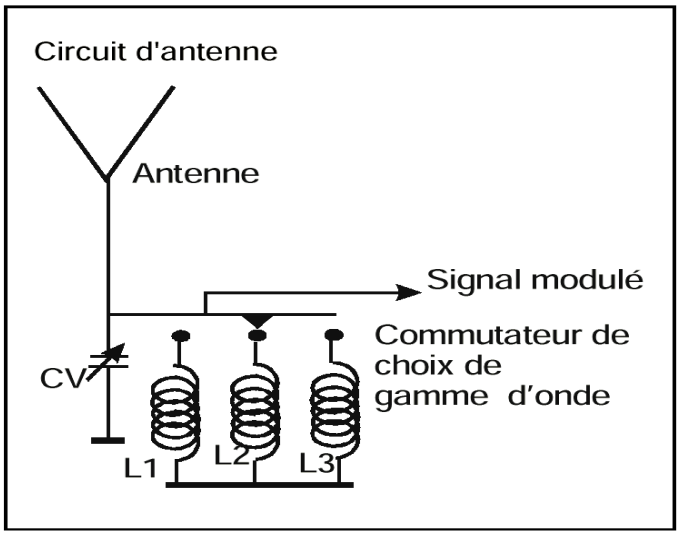
F0 : fréquence oscillateur local

Fo

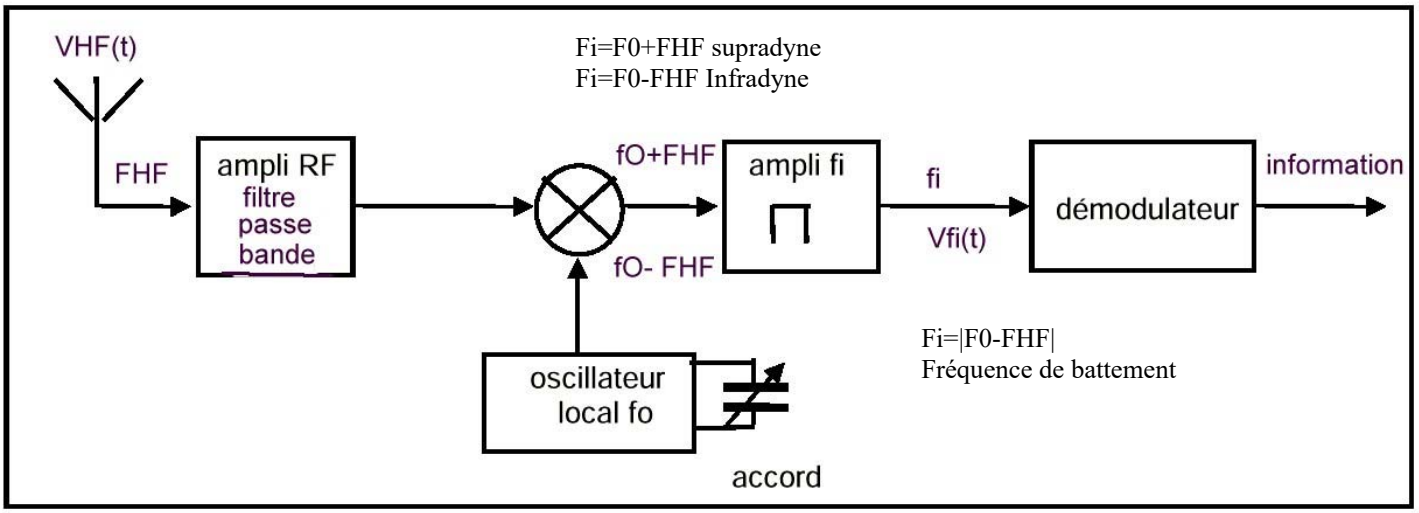
✍ Complétez sur le graphique Vhf(f) la forme du spectre (on suppose que Fo>>Fi)

c) Le changement de fréquence dans le récepteur : le récepteur hétérodyne

A la réception, il s'agit de sélectionner l'émetteur qu'on souhaite recevoir. Pour cela, la solution d'un filtre sélectif n'est guère utilisée parce que ce filtre doit avoir des caractéristiques très difficiles à concilier:
- fréquence centrale variable
- largeur fixe égale à l'encombrement spectral de l'émetteur



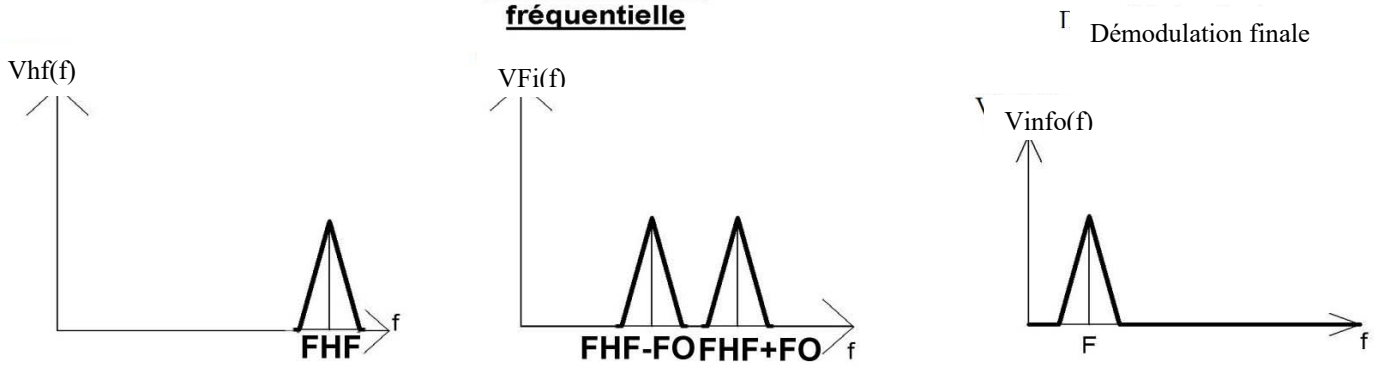
Pour contourner cette difficulté, on utilise presque systématiquement le récepteur à changement de Fréquence ou superhétérodyne.



Le mélangeur reçoit les signaux provenant de l'antenne et les multiplie par un signal sinusoïdal issu d'un oscillateur local.
On obtient en sortie un spectre assez riche, puisque pour chaque émetteur capté à la fréquence f, on a en sortie du mélangeur le même signal, mais aux fréquences f0-FHF et FHF+f0.
Pourtant un seul de ces signaux à la fréquence f0-FHF tombera dans la bande passante du filtre fi et sera donc démodulé.

On sélectionne donc l'émetteur désiré en agissant sur fo, et le filtre de fréquence intermédiaire à fi est fixe.
Cette technique de sélection d'un émetteur est universelle et utilisée dans la réception radio, TV, téléphone cellulaire etc ...

Représentation fréquentielle

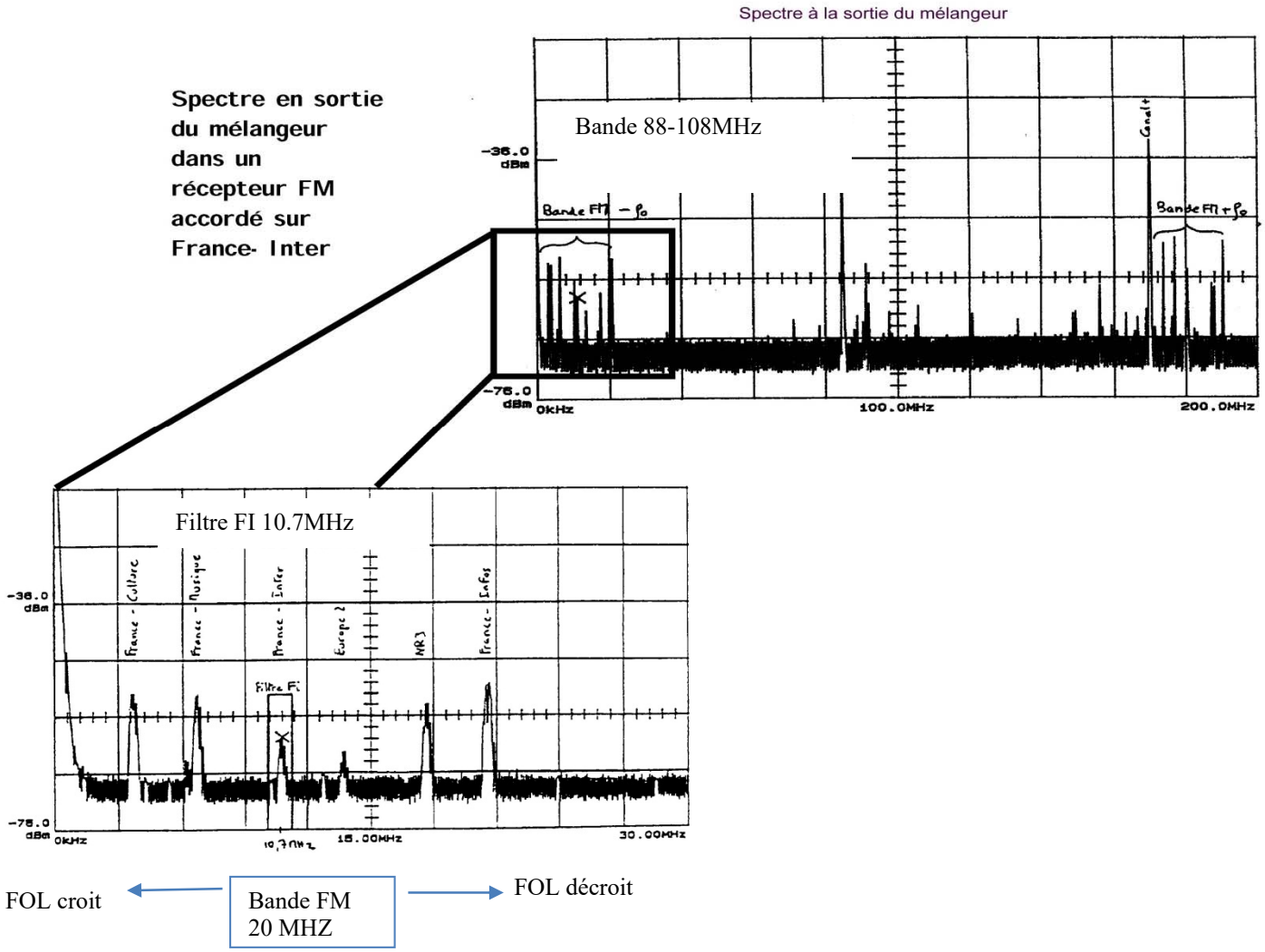


✍ Comme pour l'émetteur donnez la représentation fréquentielle des signaux Vhf(f) et VFi(f).

On veut capter une station radio FM à 101.1MHz, la fréquence centrale du filtre FI est de 10.7MHz.
✍ Calculez les fréquences de l'oscillateur local pour que le récepteur puisse se caler sur la station radio ?

On choisit donc dans la pratique une fréquence intermédiaire suffisamment élevée :
- bande FM : fi = 10,7 MHz pour une réception autour de 100 MHz
- bande PO : fi = 455 kHz ---------- 1 MHz
- bande TV : fi = 38,9 MHz ---------- de 400 à 800 MHz
- bande GSM : fi = 70 à 250 MHz ---------- autour de 900 MHz

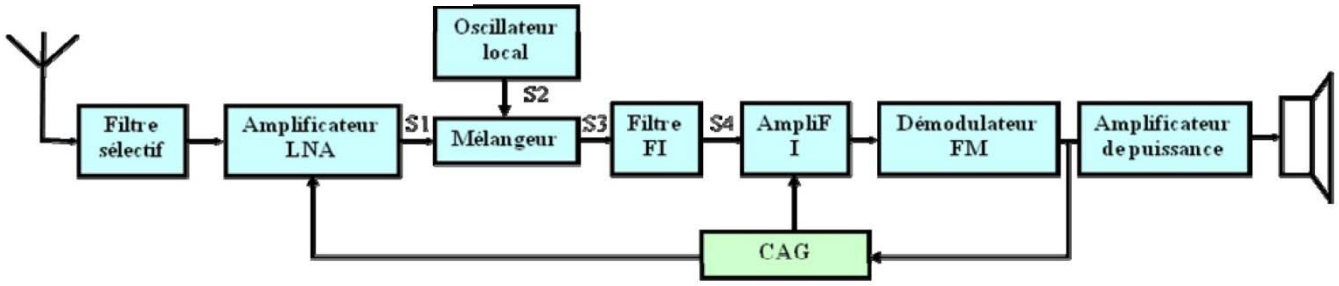
exemple la bande radio FM :



d) <u>Le problème de la fréquence image (exemple : le récepteur FM)</u>

Soit la structure du récepteur hétérodyne FM suivant :

Fp : fréquence porteuse du signal RF



Filtre sélectif d'entrée: Il sélectionne la bande de fréquence à recevoir. Exemple en FM: 88-108MHz.

- ***Amplificateur LNA (Low Noise Amplifier):*** Il Amplifie le signal capté d'amplitude très faible.
- ***Oscillateur local:*** Il fournit une sinusoïde de fréquence variable Fol (en général, Fol > Fp).
- ***Mélangeur:*** réalise la translation du spectre du signal d'entrée.

Remarque : Fi = Fol – Fp (si super hétérodyne) Fi = Fp – Fol (si supra hétérodyne)

- ***Le filtre Fi:*** Il permet de parfaitement filtrer le canal à démoduler. Il est en général réalisé à partir d'un filtre céramique préréglé de manière industrielle.

Cette structure a néanmoins un petit inconvénient, à savoir que 2 émetteurs seront reçus pour une valeur donnée de l'oscillateur local fo.
Pour l'émetteur de France-Inter à f = 95,7 MHz et pour un oscillateur local réglé à fo = 85 MHz, la
fréquence f' = fo - fi = 74,3 MHz mélangée à 85 MHz tombera aussi à 10,7 MHz.

$$fi = |f - fo| = |fo - f|$$

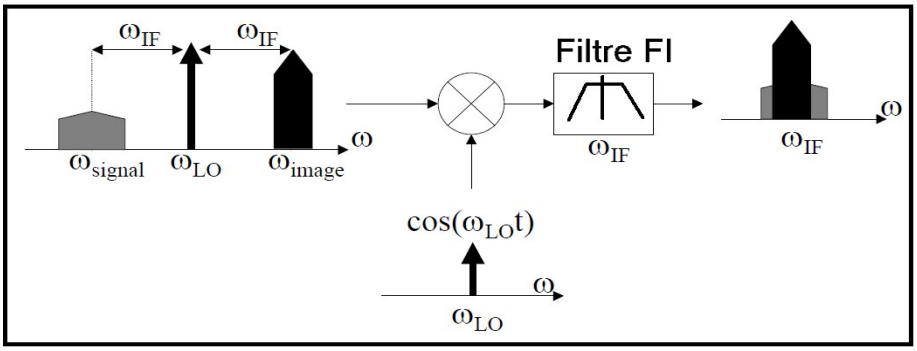
nous donne 2 fréquences possibles pour f (97,5MHz et 74,3 MHz)
Cette deuxième fréquence f' **est appelée fréquence image de f**. On voit que l'émetteur est séparé de son image par **un intervalle égal à 2.fi.**

✍ Calculez la fréquence fi minimale qu'il nous faudra pour recevoir la bande FM, sans problème de fréquence image.

L'émetteur image doit être filtré dès l'entrée du récepteur, ce qui est d'autant plus facile que l'intervalle est important.
On choisit donc dans la pratique une fréquence intermédiaire suffisamment élevée :
- bande FM : fi = 10,7 MHz pour une réception autour de 100 MHz
- bande PO : fi = 455 kHz ---------- 1 MHz
- bande TV : fi = 38,9 MHz ---------- de 400 à 800 MHz
- bande GSM : fi = 70 à 250 MHz ---------- autour de 900 MHz

L'amplificateur RF d'entrée sera sélectif et aura pour tâche d'éliminer un éventuel émetteur placé à la fréquence image.
Ce filtre d'entrée peut être fixe (filtre de bande en CB, GSM) ou variable et commandé parallèlement avec l'oscillateur local (récepteur FM, TV ...).
Soit Bf : la bande de fréquence de réception, pour réjecter les fréquences images par un filtre passe bande, il faut respecter la condition suivante :

$$Bf \leq 2 \times fi \qquad fi: \textit{fréquence intermédiaire}$$



e) Le récepteur hétérodyne simplifié en AM

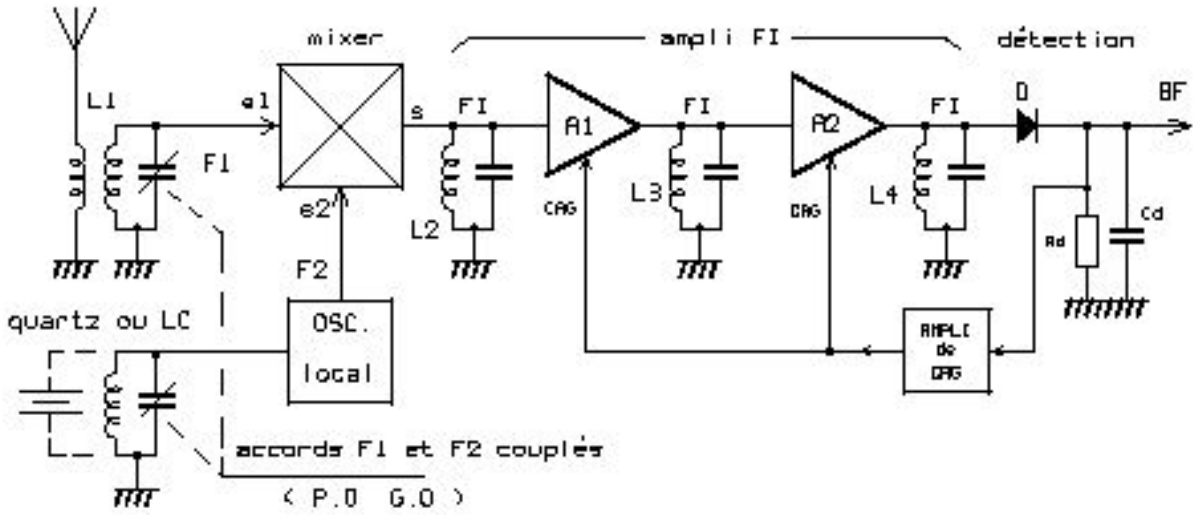
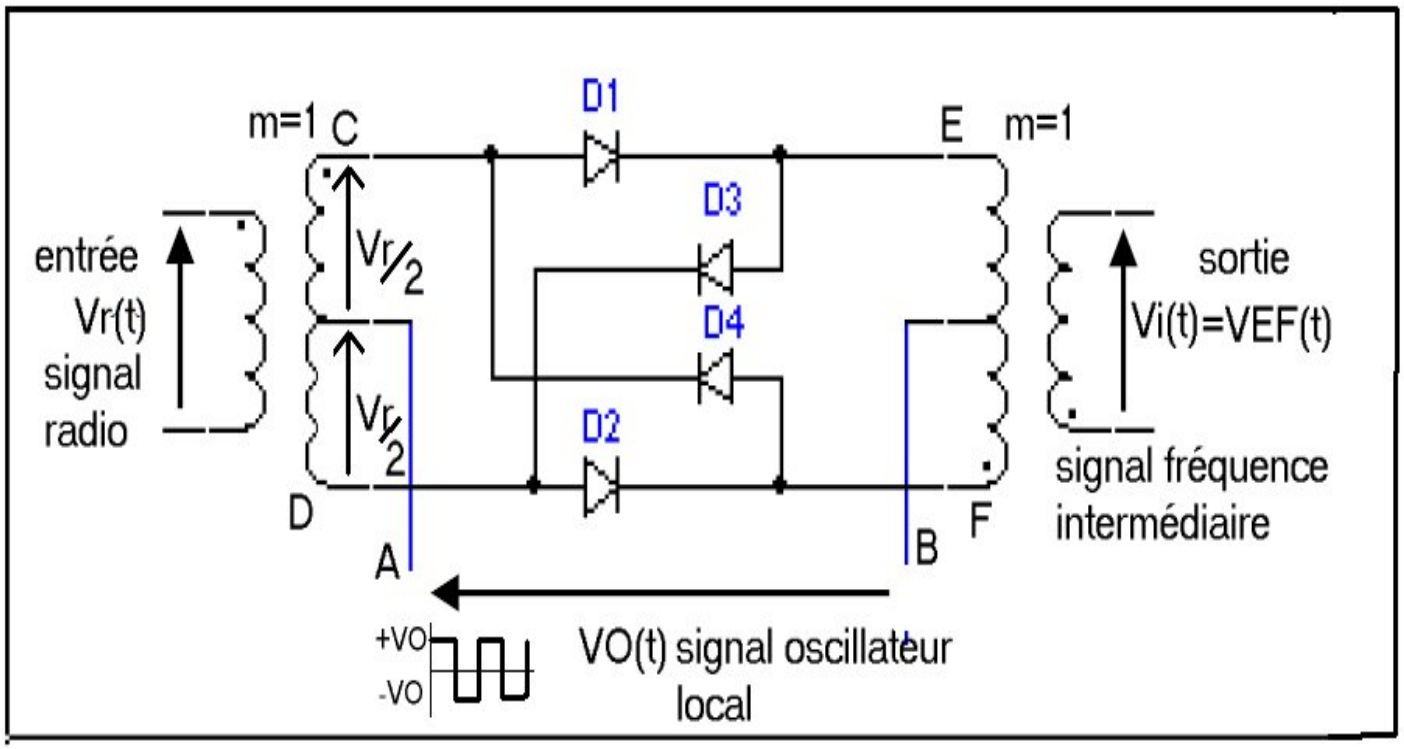


Fig. 6. Structure d'un récepteur AM
à changement de fréquence

f) Réalisation pratique d'un mélangeur

f.1) Le mélangeur passif équilibré en anneau ou à découpage



On suppose que :

- VO(t) signal carré de forte amplitude et de fréquence FO
- Vr(t) signal de faible amplitude (petit signaux sinusoïdal) de fréquence FR
- Les diodes Schottky et les transformateurs sont idéaux

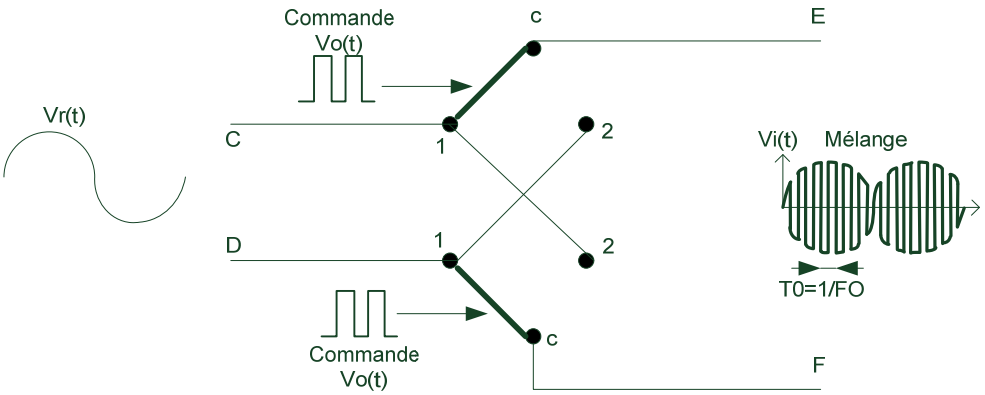
Si Vo(t)=VO D1 et D2 D3 et D4

✍ Que vaut la relation entre Vi(t) et Vr(t)

Si Vo(t)=-VO D1 et D2 D3 et D4

✍ Que vaut la relation entre Vi(t) et Vr(t)

Le schéma équivalent :



✍ Expliquez brièvement le principe de ce schéma équivalent :

✍ Cette opération permet de faire un produit entre quels signaux ?

On obtient en sortie le produit entre le signal Vr.cos(wr.t) et la décomposition en série de fourrier du signal carré

$$\frac{4}{\Pi}\times\left[Cos(wo\times t)-\frac{1}{3}\times\cos(3.wo\times t)+\frac{1}{5}\times\cos(5.wo\times t)+.....\right]$$

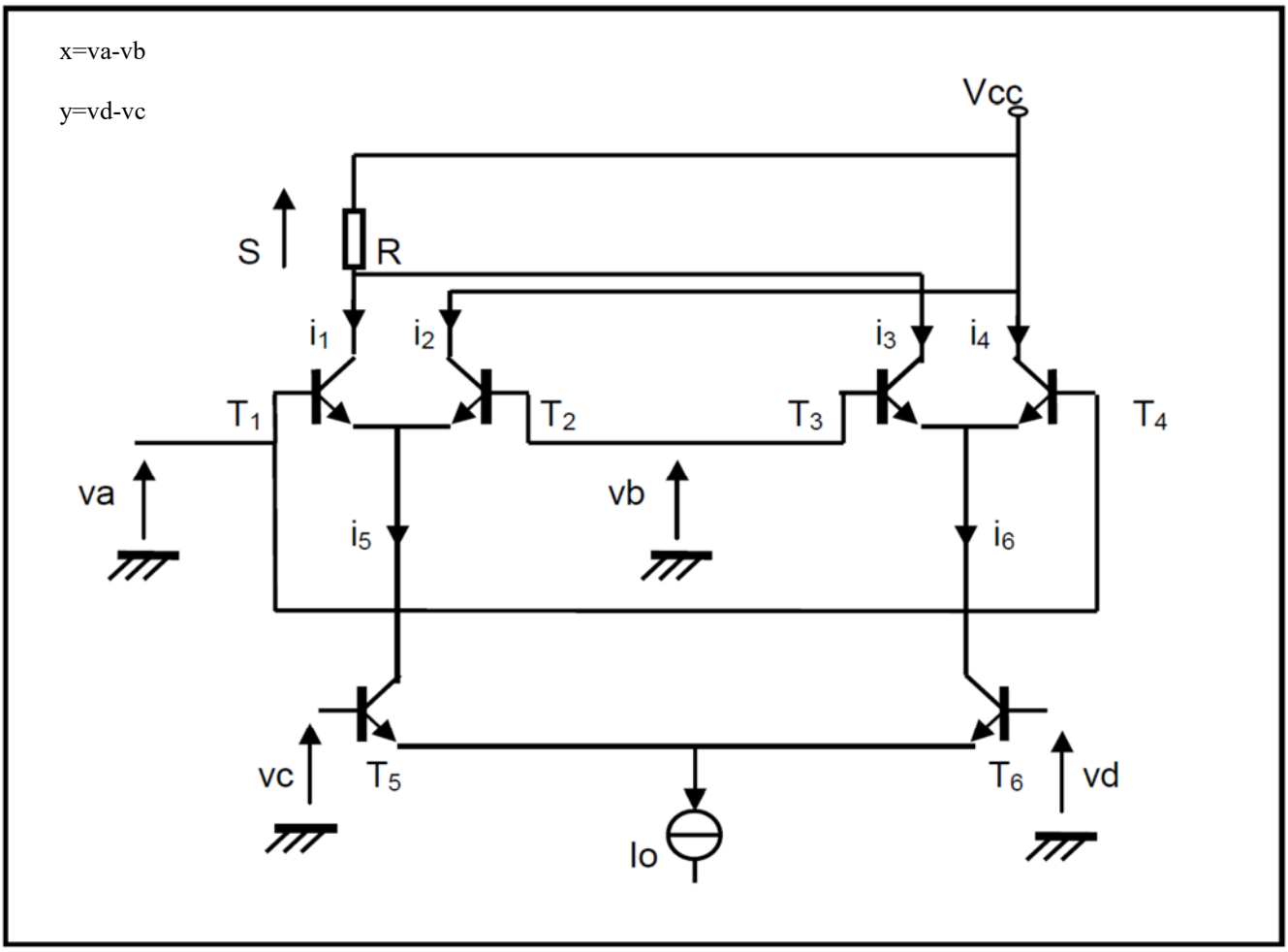
$$Vi(t) = \frac{2.Vr}{\Pi} \times [\cos(wo + wr)t + \cos(wo - wr)t - \frac{1}{3}\cos(3.wo + wr)t - \frac{1}{3}\cos(3.wo - wr)t + ...]$$

Les termes cos(wo+wr).t et cos(wo-wr)t sont faciles à isoler par filtrage.

Aux fréquences supérieures à 5 GHz, les mélangeurs à transistors restent encore coûteux et on utilise plus volontiers les mélangeurs à diodes Schottky qui existent dans le commerce jusqu'à des fréquences supérieures à 50 GHz. Contrairement aux mélangeurs à transistors qui peuvent apporter un gain de conversion, les mélangeurs à diodes sont passifs et introduisent donc automatiquement une atténuation d'au moins 6 dB pour l'une ou l'autre des raies utilisées en sortie (f+fo ou f-fo).

f.2) Le multiplieur analogique

La **cellule de Gilbert** est le montage de **mélangeur à transistors** le plus utilisé parce que facilement intégrable .Avec les techniques actuelles, on peut réaliser ce type de mélangeur jusqu'à quelques gigahertz.

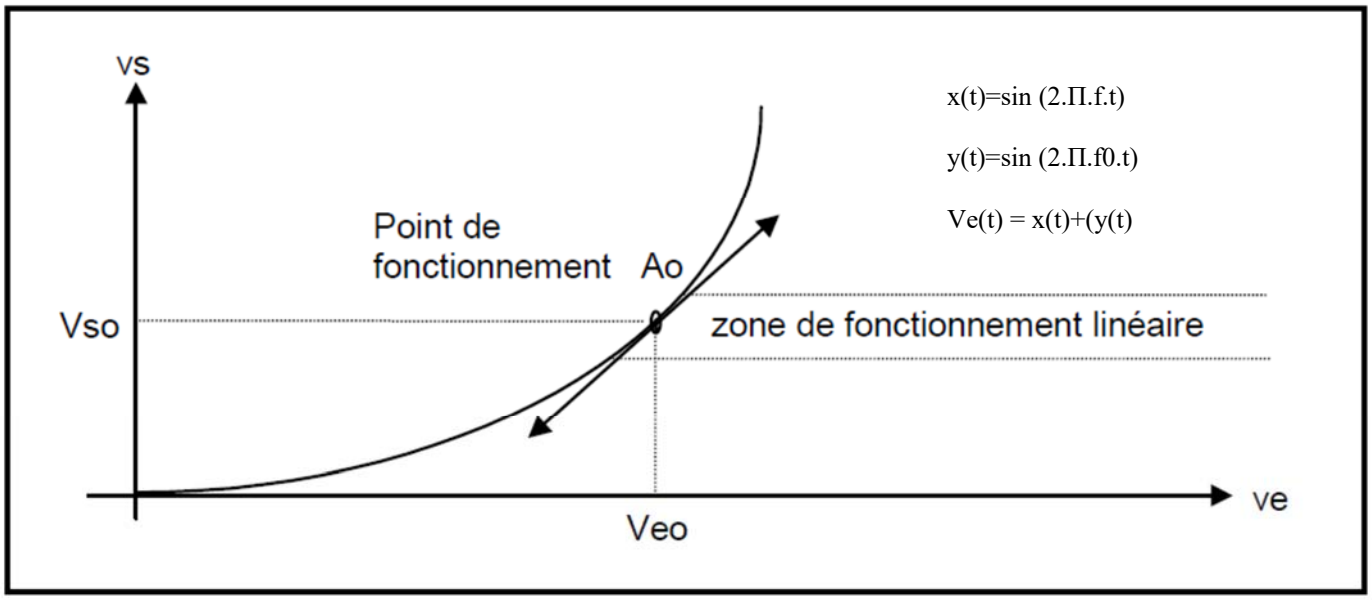


On montre par le calcul que
s(t) = - 0,25.R.Io.λ².x.y avec x = va - vb , y = vd – vc et λ=40 pour la température ambiante.

On constate que le signal de sortie est de la forme Kxy qui traduit bien la fonction de multiplieur analogique.

f.3) Le mélangeur par non linéarité

D'une façon très générale, le mélange est obtenu en envoyant les deux signaux sur un dispositif nonlinéaire comme : une diode, un transistor à jonction ou à effet de champ.
Considérons la caractéristique vs=f(ve) d'un quadripôle quelconque :



Le signal à l'entrée varie autour de Veo d'une quantité ve(t). Si l'amplitude de ve(t) est faible, le point de fonctionnement se déplace pratiquement sur la tangente à la courbe et on a entre l'entrée et la sortie une relation linéaire :
vs(t) = A.ve(t)
Lorsque l'amplitude devient plus importante, la trajectoire du point de fonctionnement ne peut plus être assimilée à une droite, mais on doit utiliser un développement de la courbe autour du point de repos plus précis :
$vs(t) = A.ve(t) + B.ve(t)^2 + C.ve(t)^3 + \ldots$
Ce développement contient un terme linéaire, un terme quadratique, un terme cubique, etc...
Evidemment le nombre de termes non négligeables du développement croit avec l'amplitude du signal d'entrée.
Appliquons maintenant à l'entrée de ce quadripôle un signal ve(t) qui est la somme de deux signaux x(t) et y(t). Le signal de sortie aura alors l'expression suivante :

$$vs(t) = A.(x(t) + y(t)) + B.(x(t) + y(t))^2 + C.(x(t) + y(t))^3 \ldots$$

$$= A.x(t) + B.x(t)^2 + C.x(t)^3 + \ldots + Kn.x(t)^n + A.y(t) + B.y(t)^2 + C.y(t)^3 + \ldots + Kn.y(t)^n + \ldots$$

$$+ 2.B.x(t).y(t) + 3.C.x(t)^2.y(t) + 3.C.x(t).y(t)^2 + \ldots + M.x(t)^m.y(t)^n + \ldots$$

Dans ce développement apparaissent des termes produits croisés en x.y dont le premier 2.B.x(t).y(t) est d'une importance capitale puisqu'il correspond à l'opération de multiplication. Lorsqu'on applique une somme de deux signaux sinusoïdaux de fréquence f et fo à l'entrée d'un dispositif non-linéaire, on obtient en sortie un signal dont la composition spectrale dépend du niveau des signaux injectés.

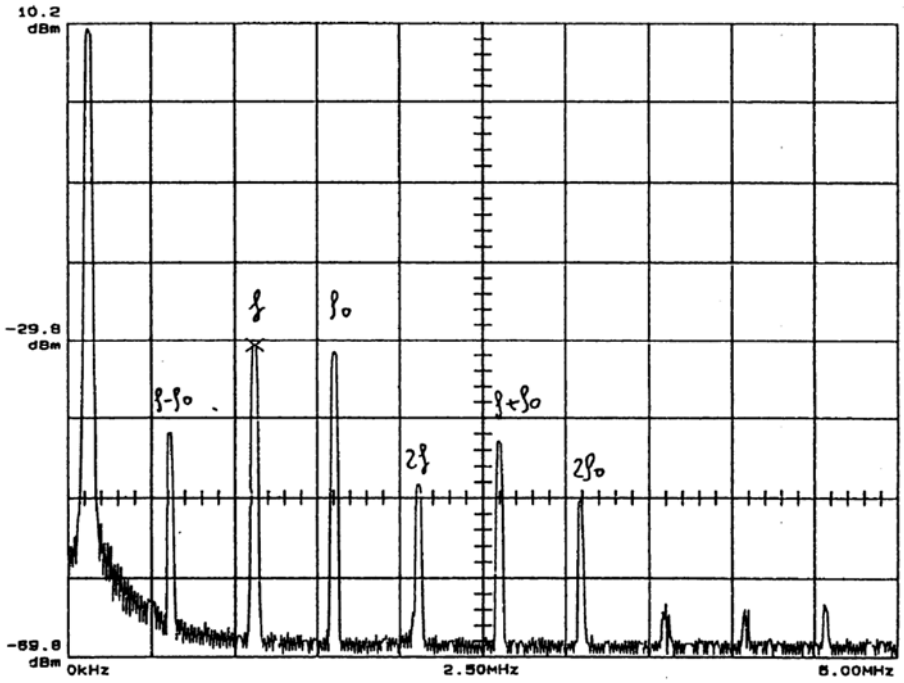
- ✓ niveau d'injection faible : on a en sortie les fréquences f et fo
- ✓ niveau d'injection moyen : on a en sortie f et ses multiples, fo et ses multiples ainsi que f-fo et f+fo
- ✓ niveau d'injection élevé : on a en sortie une quantité de raies à mf + nfo avec m et n entiers (produit d'intermodulation)

Les spectres du signal de sortie pour les deux signaux sinusoïdaux de fréquence f et fo à l'entrée mettent en évidence le fonctionnement en mélangeur de ce montage.

x(t)=sin (2.Π.f.t)

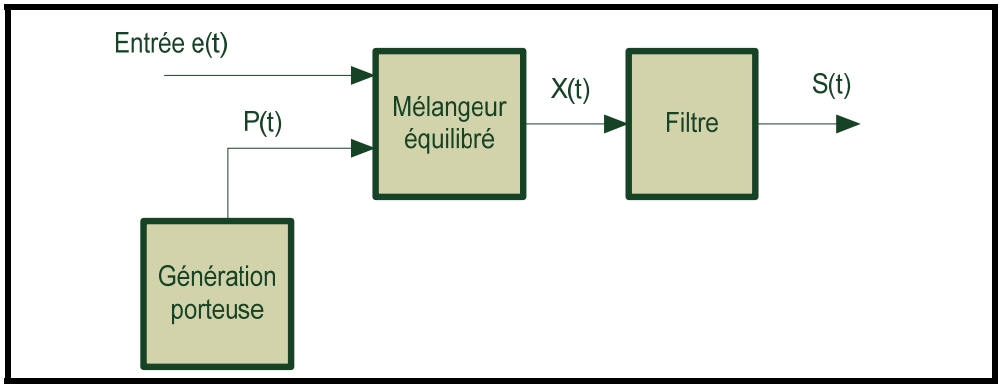
y(t)=sin (2.Π.f0.t)

Ve(t) = x(t)+(y(t)



✍ Jusqu'à quel ordre de la courbe de non linéarité s'est on arrêté ?

f.4) Le mélangeur équilibré



Le terme équilibré attribué au mélangeur signifie que sa structure possède des éléments de symétrie telle que :
E=0 →S=0 ;

✍ Le multiplieur analogique à cellule de Gilbert est il un mélangeur équilibré ?

f.5) Les caractéristiques d'un mélangeur

f.5.1) Le gain de conversion

On définit ainsi le gain de conversion en dB par

$$G = 10.\log(\frac{PFI}{PRF})$$

PFI : puissance du signal à fréquence intermédiaire

PRF : puissance du signal radiofréquence

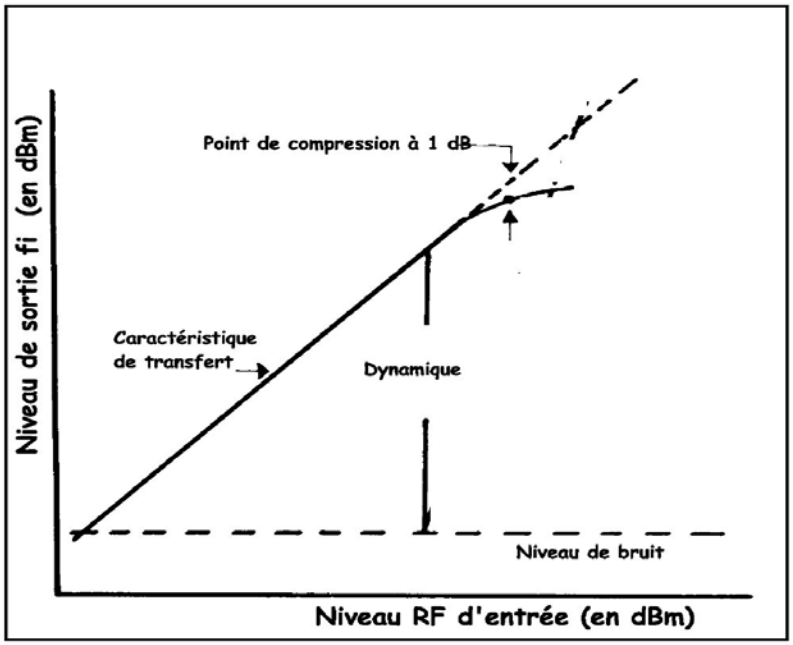
Pour un mélangeur à composant passif le gain de conversion ne peut être inférieur qu'à -3dB

f.5.2) Le point de compression à 1dB

On dit que le mélangeur fonctionne linéairement aussi longtemps que la puissance de sortie PFI est proportionnelle à la puissance d'entrée PRF. En pratique ceci n'est valable que jusqu'à un niveau maximal de puissance d'entrée. On définit le point de compression à 1dB par la puissance d'entrée entrainant une chute de 1dB en sortie par rapport au fonctionnement linéaire. Ce point dépend en général du niveau de l'oscillateur local

Les puissances sont généralement exprimées en dBm

$$P(dBm) = 10.\log(\frac{P}{1.10^{-03}})$$



Le point de compression donne un ordre de grandeur du niveau maximal à ne pas dépasser si on veut rester dans le domaine de distorsion quadratique.

f.6) Exemple d'un émetteur récepteur MODEM

✍ Quelle est la bande de fréquence RF qui sera vue par le premier mélangeur ?

✍ Quelles sont les fréquences images min et max à l'entrée du premier mélangeur ?

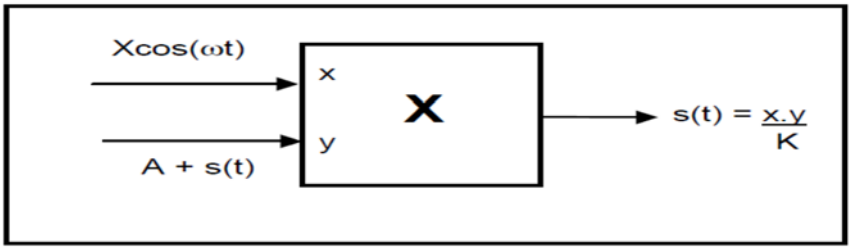
✍ Cette bande de fréquence image pourra t'elle être traitée ?

✍ Quel est l'intérêt d'utiliser 2 fréquences intermédiaires avec 2 mélangeurs ?

2.2.5) Les Modulateurs et démodulateurs d'amplitude

2.2.5.1) Les modulateurs : les multiplieurs analogiques

On peut créer facilement un signal AM en multipliant la porteuse par le signal modulant décalé d'une composante continue :



$$s(t) = \frac{X\cos(\omega t).(A + s(t))}{K} = \frac{XA}{K}\left(1 + \frac{1}{A}s(t)\right)\cos(\omega t)$$

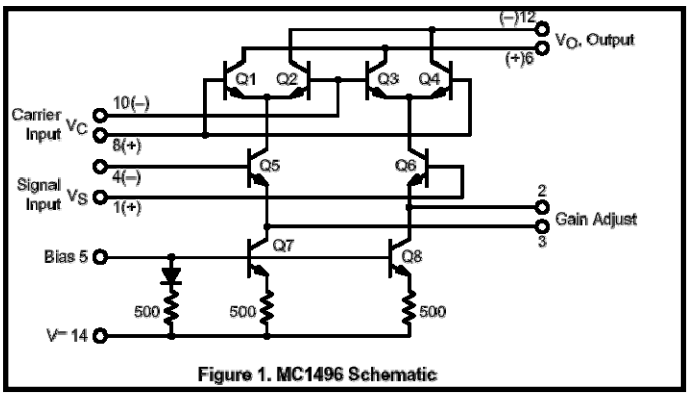


Figure 1. MC1496 Schematic

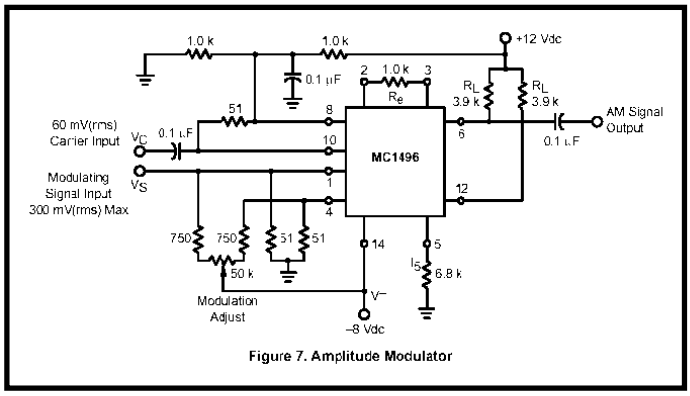
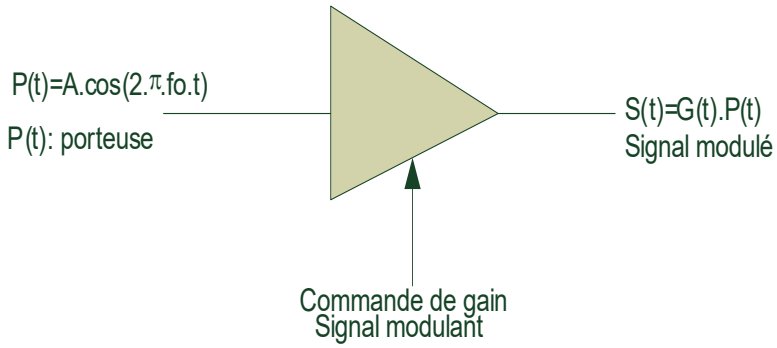


Figure 7. Amplitude Modulator

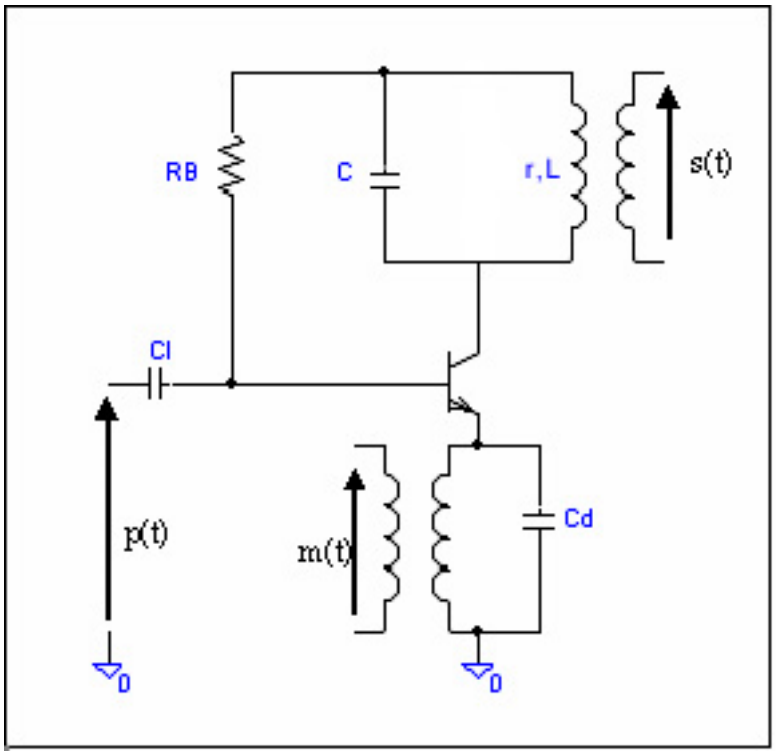
2.2.5.2) Les modulateurs : les amplificateurs à gain variable



G(t)=GO+a.m(t) avec m(t) : message modulant

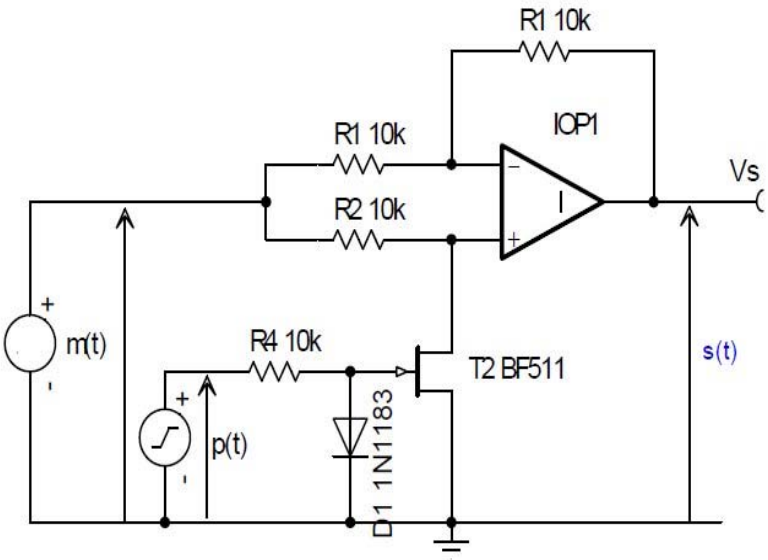
S(t)=A.(GO+a.m(t)).cos(2.π.fo.t) fo :fréquence de la porteuse

Le schéma de base ci-contre permet de comprendre le phénomène de modulation.
Le signal porteur p(t) est amplifié par un montage émetteur commun (Cd = court circuit en dynamique), dont l'amplification fluctue en fonction de l'amplitude du signal modulant m(t).
L'amplification d'un montage à transistor est fonction du courant de polarisation du transistor. Il suffit donc de faire varier ce dernier au rythme du signal modulant afin de réaliser une modulation en amplitude du signal d'entrée.
Le circuit bouchon est un filtre sélectif accordé sur la porteuse. Il élimine les harmoniques et se comporte comme une grande résistance à cette fréquence bien que r ne soit pas grande.



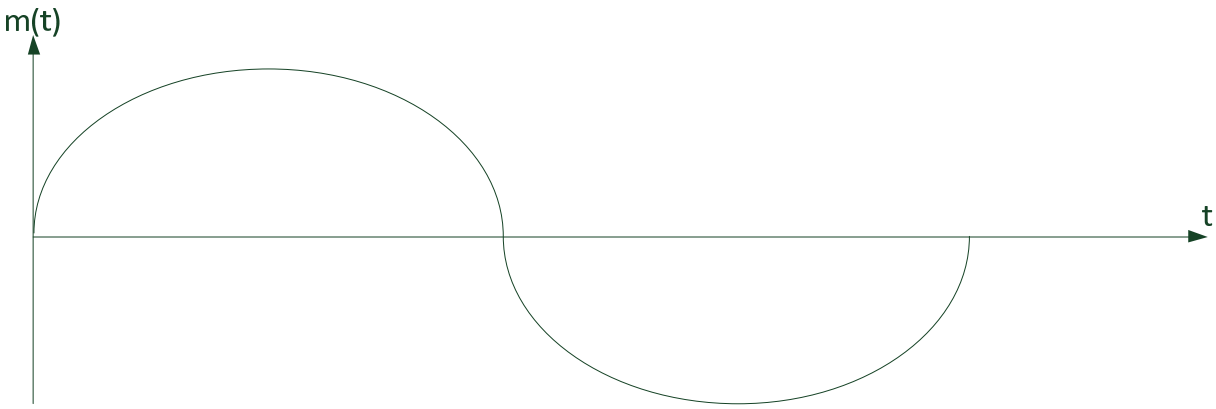
2.2.5.3) Les modulateurs : les modulateurs à découpage

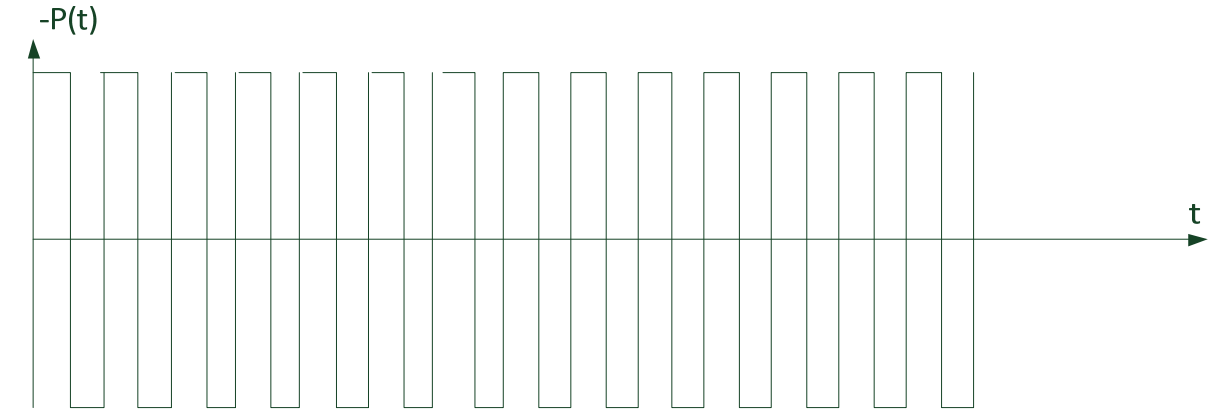
Modulateur à découpage à ampli +1/-1.

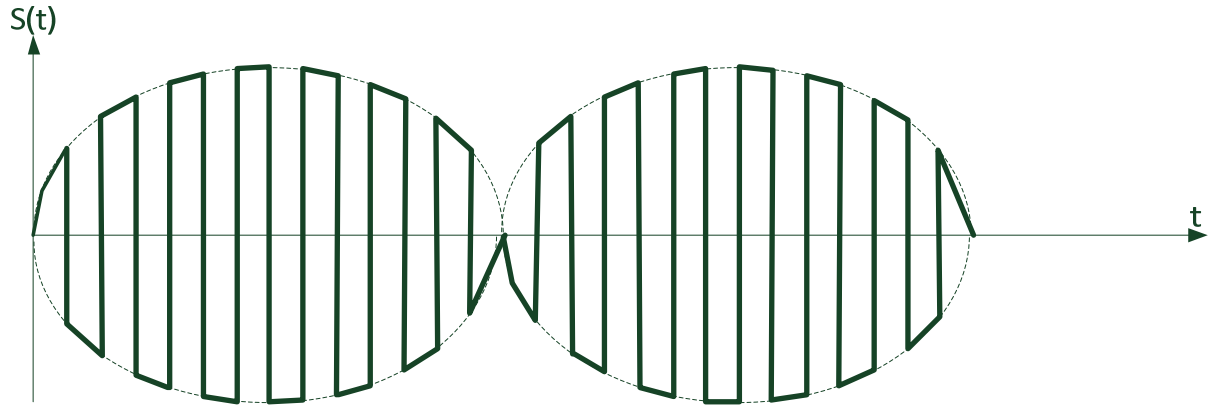


p(t) > 0 alors s(t) = - m(t) car le JFET est équivalent à un interrupteur fermé.

p(t) < 0 alors s(t) = + m(t) car le JFET est équivalent à un interrupteur ouvert.







$$\mathrm{p(t)} = \frac{4}{\pi} \times \sum_{n=2k+1}^{\infty} \frac{-1^{\frac{n-1}{2}}}{n} \times \cos(2 \times \pi \times n \times f_0 \times t)$$

m(t) :message modulant

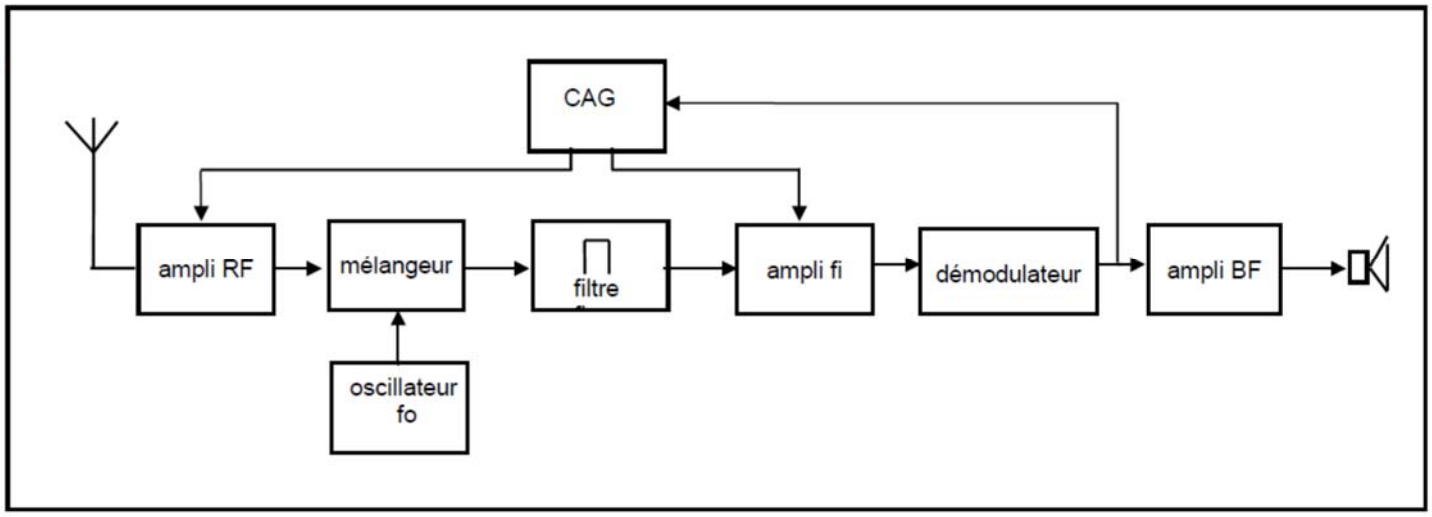
$$\mathrm{s(t)} = \frac{4}{\pi} \times \sum_{n=2k+1}^{\infty} \frac{-1^{\frac{n-1}{2}}}{n} \times m(t) \times \cos(2 \times \pi \times n \times f_0 \times t)$$

- ✍ Proposez une solution pour obtenir une modulation d'amplitude à la fréquence porteuse f0
- ✍ Donnez ainsi l'expression de s(t)
- ✍ Quel type de modulation d'amplitude a-t-on obtenu ?

Pour les hautes fréquences on lui préfère le modulateur en anneau (voir précédemment le mélangeur en anneau ou à découpage) .

2.2.5.4) Démodulation d'un signal MDBAP

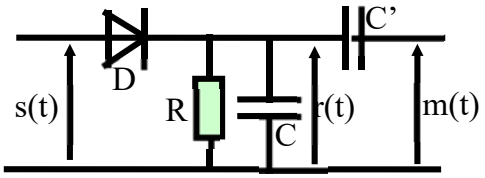
Dans un récepteur AM, le signal peut être démodulé une fois qu'on a sélectionné l'émetteur que l'on désire capter. La sélection est faite à l'aide de la structure habituelle : oscillateur local-mélangeur.



On rencontre en AM deux types de démodulateurs : le **détecteur crête** et le **démodulateur synchrone**.

a) Les démodulateurs : les détecteurs d'enveloppe

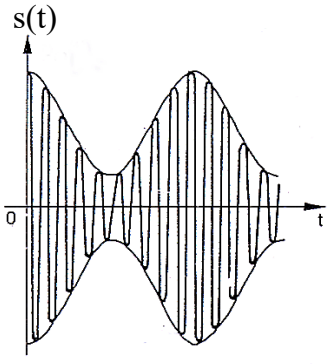
Cette technique ne peut être utilisée qu'avec une MDBAP dont le taux de modulation est **< 1**. Le principe de ce type de démodulateur consiste à récupérer l'enveloppe du signal modulé par un système de redressement + filtrage.

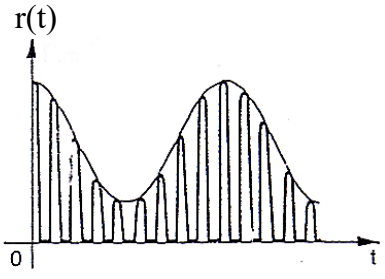


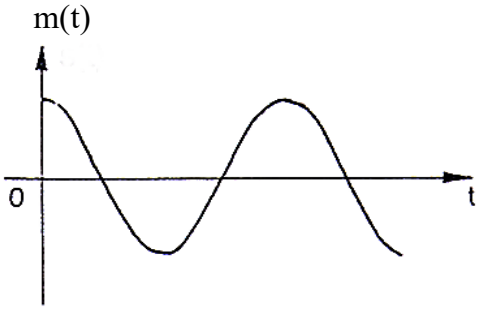
Détecteur d'enveloppe

L'opération se déroule en trois étapes:

- Redressement mono alternance D
- Récupération de l'enveloppe du signal modulé (élimination de la porteuse) R+C
- Elimination de la composante continue par un condensateur C'

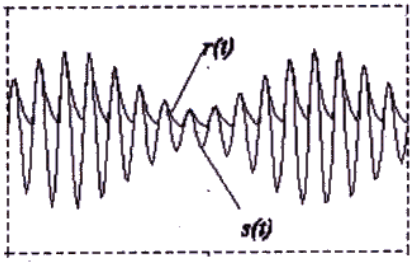




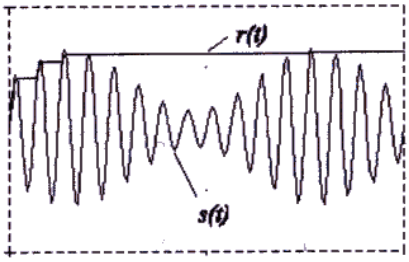


Choix optimal de τ : on peut facilement comprendre que le filtre RC doit être dimensionné afin de conserver le signal modulant dont la fréquence maximum est fmax tout en réjectant la porteuse à fi. D'où une première approximation : ***fmax < f << fi (f = 1 / τ)***
Autrement dit, la constante de temps τ=RC doit être

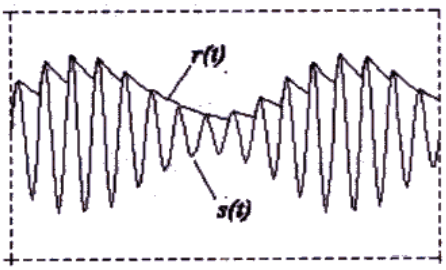
- beaucoup plus élevée que la période de la porteuse
- plus faible que la période du signal modulant



τ trop faible



τ trop élevé



τ optimum

s(t) signal modulé
r(t) signal démodulé après détection d'enveloppe

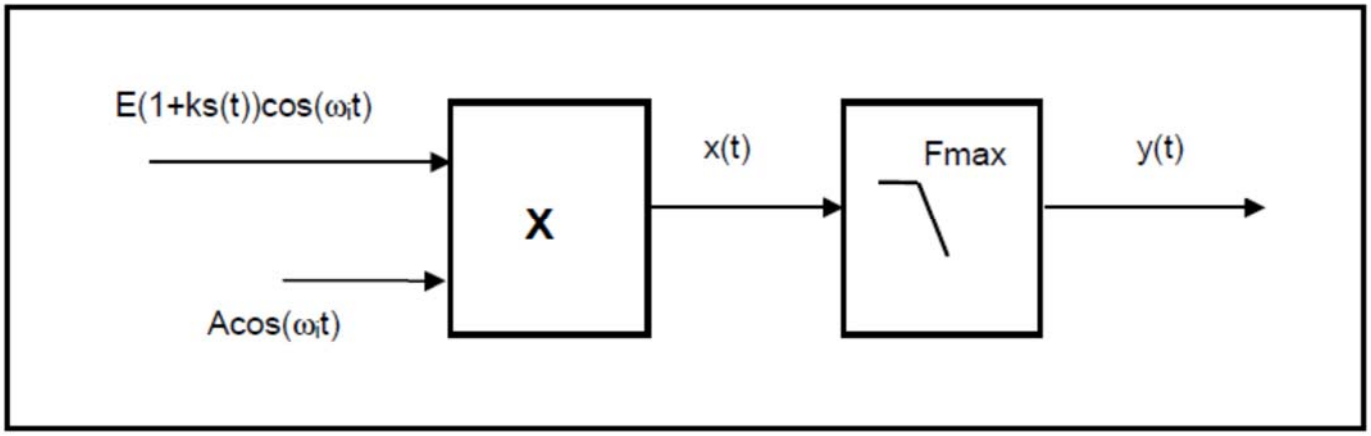
On peut démontrer, par un calcul plus rigoureux, que le choix de τ dépend également du taux de modulation :

$$\frac{m \times f_{\max}}{\sqrt{1-m^2}} < f = \frac{1}{\tau} << fi$$

Le gros défaut de ce type de démodulateur est qu'il introduit en cas de surmodulation une distorsion inacceptable. On est donc contraint d'éviter la surmodulation à l'émission en insérant un étage amplificateur à contrôle automatique de gain qui évite au signal modulant de dépasser la valeur limite.
D'autre part, à cause du seuil de la diode, il est nécessaire d'avoir un niveau de signal suffisant à l'entrée du détecteur crête. C'est pour cette raison qu'on a placé un circuit de CAG (contrôle automatique de gain) qui règle le gain des amplificateurs HF et fi. De cette façon on pourra avoir un niveau satisfaisant à l'entrée du détecteur quelle que soit l'intensité du signal reçu.
Ce détecteur crête est le seul qui fonctionne encore aux fréquences élevées supérieures au gigahertz.

b) Les démodulateurs : les démodulateurs synchrones

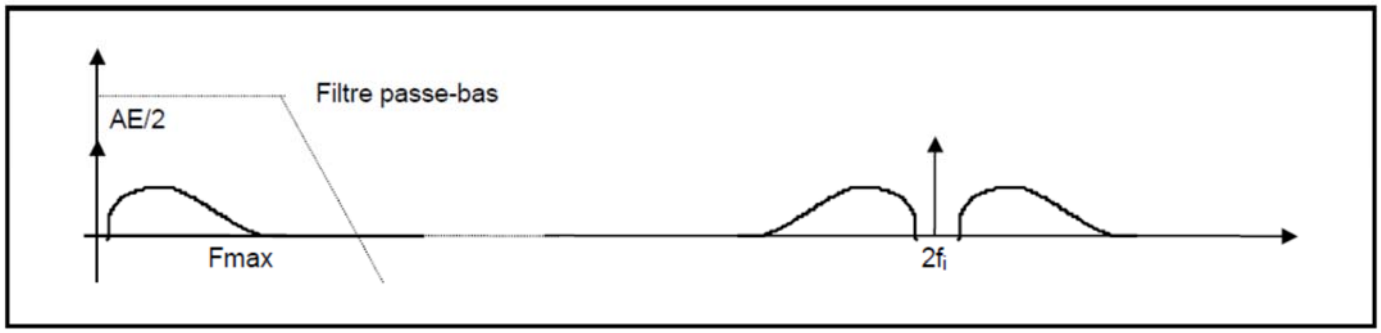
Elle est nécessaire s'il y a sur-modulation car la détection d'enveloppe ne s'applique plus à des enveloppes qui se croisent. C'est une démodulation cohérente.
Dans une **démodulation synchrone**, on multiplie simplement le signal AM par un signal sinusoïdal en phase (synchrone) avec la porteuse :



$$x(t) = AE(1+ks(t))\cos^2(\omega_i t) = AE(1+ks(t))\,\frac{1+\cos(2\omega_i t)}{2}$$

$$= \frac{AE}{2} + \frac{AEks(t)}{2} + \frac{AE}{2}(1+ks(t))\cos(2\omega_i t)$$

Le tracé du spectre de x(t) montre bien que ce signal contient, en partie basse, le signal basse-fréquence modulant s(t) qui nous intéresse :



Après filtrage et suppression de la composante continue, nous obtenons le signal

$$y(t) = \frac{AEk}{2}.\ s(t)$$

La détection synchrone nécessite la présence d'un signal synchrone avec la porteuse. Étudions l'influence d'un déphasage de φ de l'oscillateur local par rapport à la porteuse:
E(1+K.s(t))cos(wi.t)
P'(t)=A.cos(wi.t+φ)

$X(t)=A.\ E.(1+K.s(t))\cos(wi.t))x\ \cos(wi.t+\varphi)=A.E.\cos(wi.t)+K.A.E.s(t).\ \cos(wi.t)\ x\ \cos(wi.t+\varphi)$

$X(t)=\ A.E.\cos(wi.t)+(K/2).A.E.\ s(t).\cos\ (\varphi)+(K/2).A.E.\ s(t).\ \cos(2wi.t+\varphi)$

Si on filtre les fréquences fi et 2.fi il nous reste:

$X(t)=\ (K/2).A.E.\ s(t).\cos\ (\varphi).$

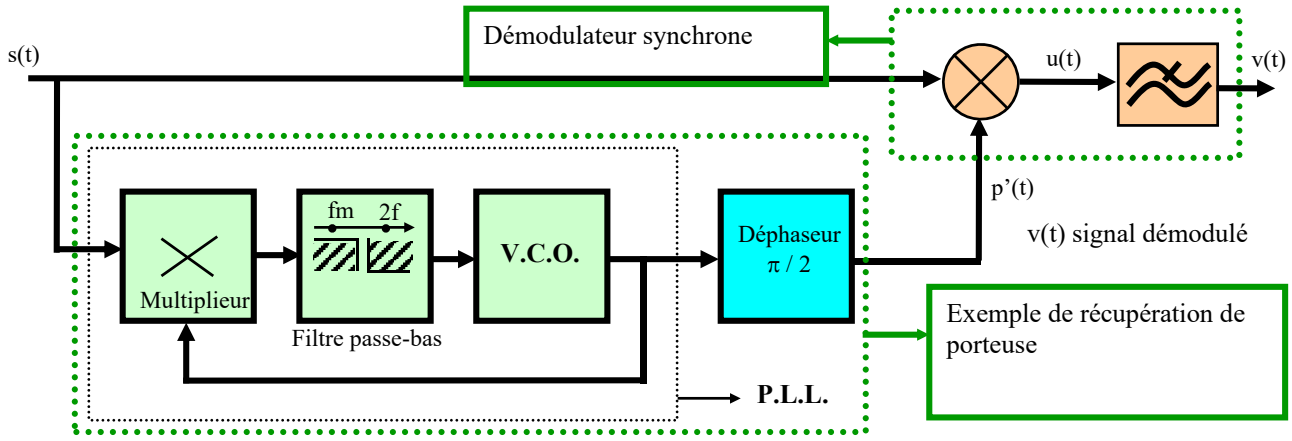
Le signal, une fois démodulé, est atténué de **cos**φ. En pratique, φ peut prendre une valeur aléatoire : ➢ ***Le signal démodulé est nul si φ = +/- π/2***

➢ ***Problème, également, si φ varie dans le temps (phénomène de phasing)***

➢ ***Problème, de fading, si plusieurs signaux avec φ différents sont reçus (reflexions sur des obstacles)***

Solution : il faut obligatoirement que l'oscillateur local soit rigoureusement synchrone en phase et en fréquence avec la porteuse d'émission.

Reconstitution de la porteuse par PLL

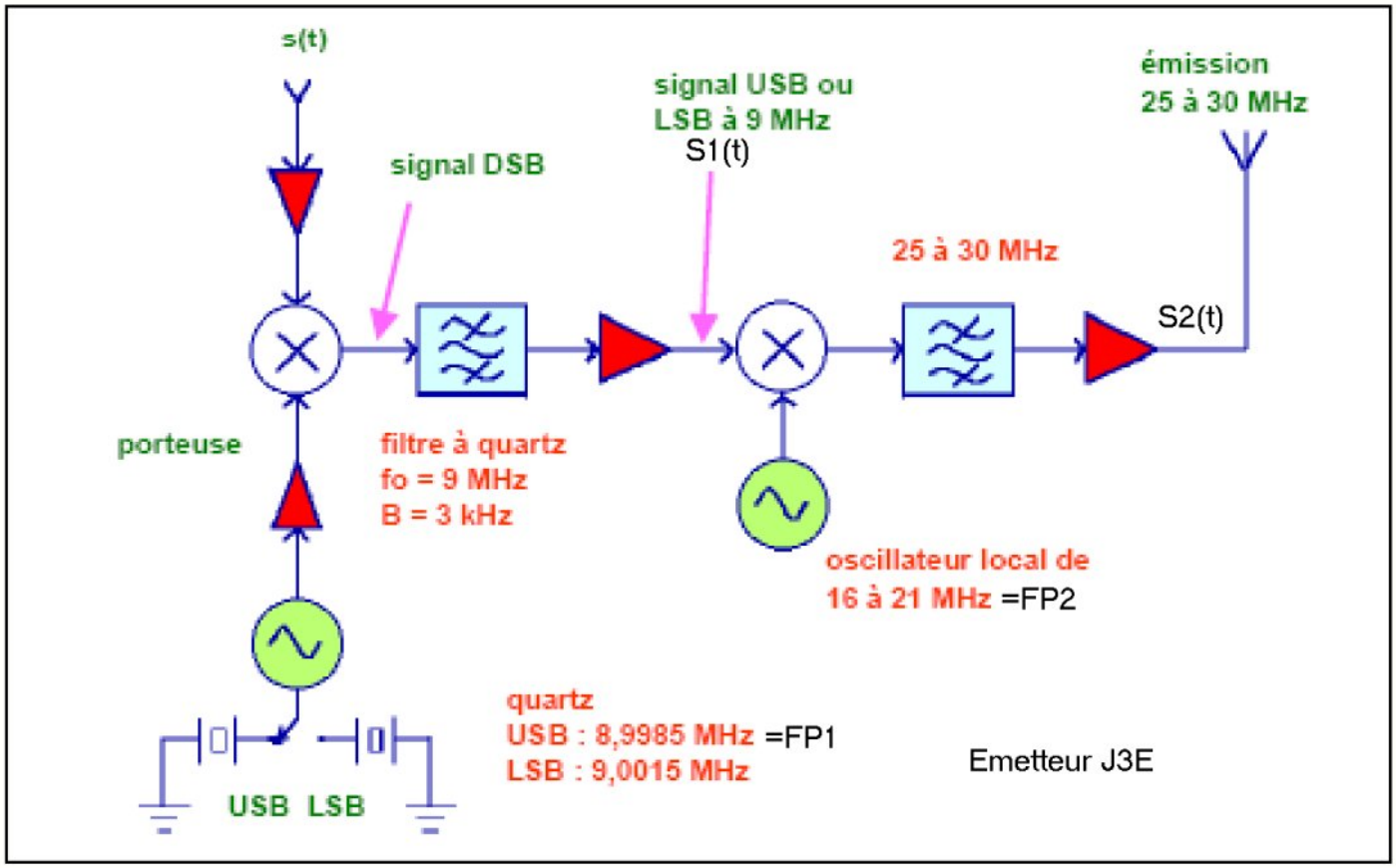


La PLL (Phase Locked Loop ou boucle à verrouillage de phase) permet de récupérer la porteuse à partir du signal reçu sur l'antenne. Cet exemple n'est valable que si la porteuse est présente dans le signal reçu.

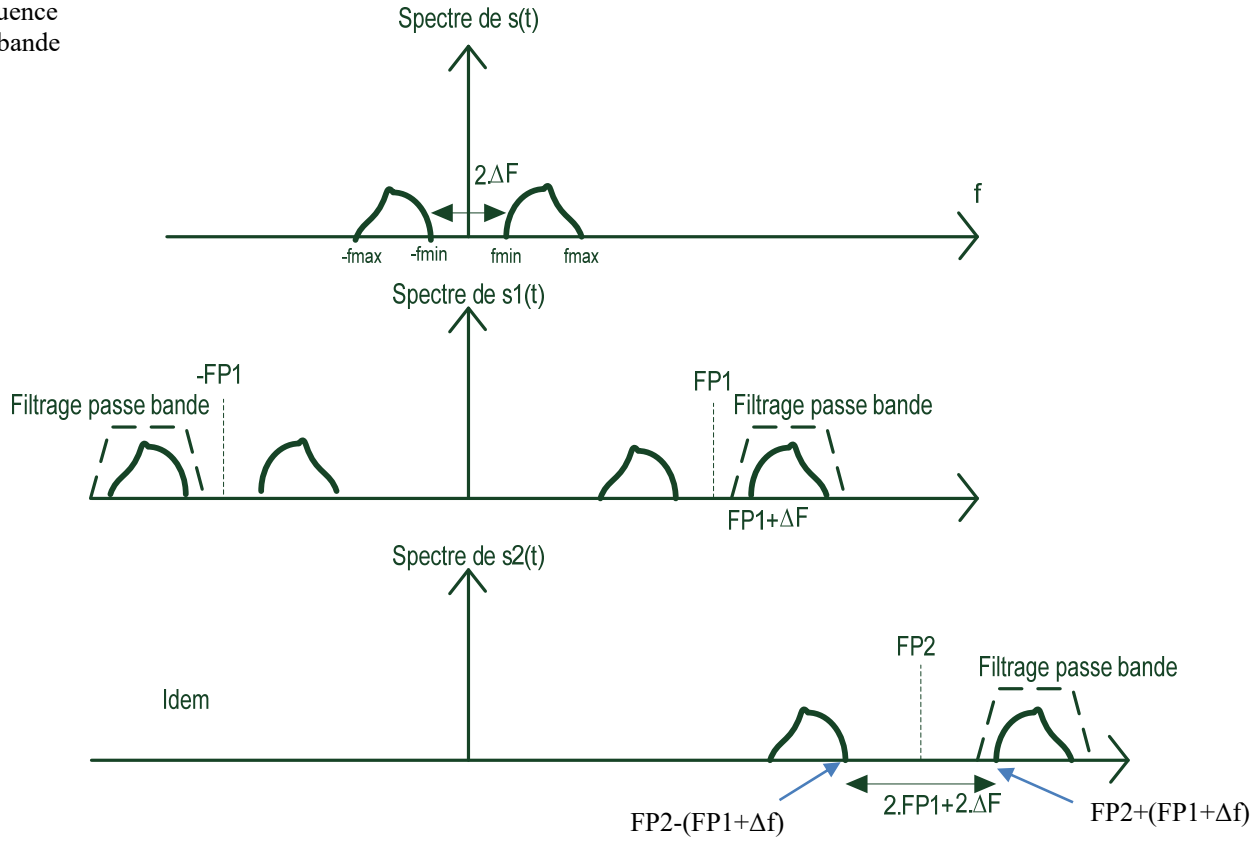
Remarque: Si la porteuse n'est pas transmise (ex : MDBSP), alors la récupération de celle-ci est un peu plus compliquée. Plusieurs solutions peuvent cependant être utilisées :

- Onde pilote + PLL
- Dispositif quadratique + PLL
- Boucle de Costa

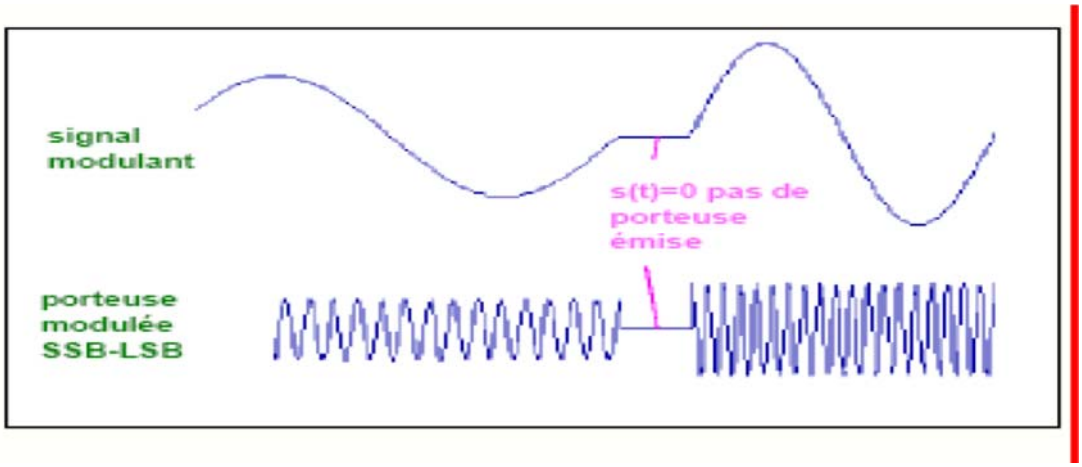
2.2.5.5) Le modulateur à double modulation BLU



Q = (fréquence centrale)/bande passante



La première modulation permet un filtrage passe bande réalisable car FP1 est encore faible
La deuxième modulation permet un filtrage passe bande réalisable car l'écart entre les 2 bandes latérales est > à 2.Δf, il est égal à 2.FP1+2.Δf



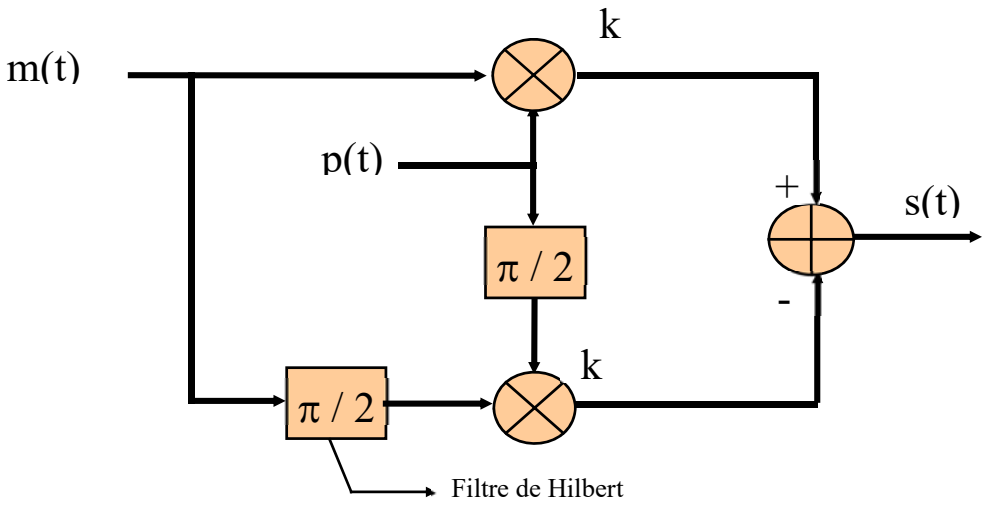
2.2.5.6) La modulation BLU par déphasage

La solution la plus utilisée est l'utilisation des circuits déphaseurs.

Expression mathématique d'un signal BLS avec un signal informatif du type sinusoïdal :

$$s(t) = \frac{kA_m A_C}{2}\{\cos w_C t \cos w_m t - \sin w_C t \sin w_m t\} = s(t) = \frac{kA_m A_C}{2}\{\cos(w_C + w_m)t\}$$

On s'aperçoit donc que pour réaliser une BLS, il suffit de soustraire une MDBSP sans déphasage avec une MDBSP avec déphasage de π / 2.



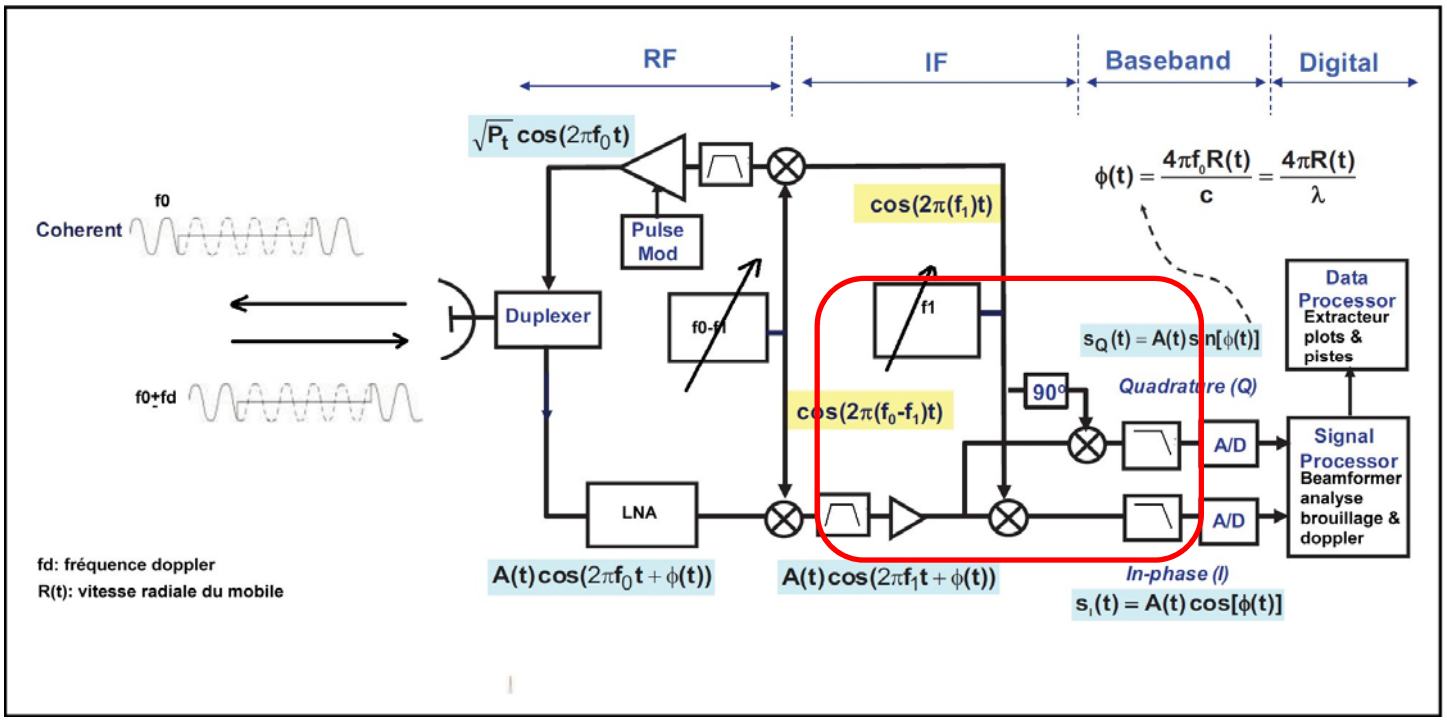
Pour réaliser une BLI, il suffit de remplacer le soustracteur par un additionneur.

$$s(t) = \frac{kA_m A_C}{2}\{\cos w_C t \cos w_m t + \sin w_C t \sin w_m t\}\ s(t) = \frac{kA_m A_C}{2}\{\cos(w_C - w_m)t\}$$

Le problème majeur est alors de pouvoir concevoir des circuits déphaseurs ayant des caractéristiques telles que leur réponse en phase soit égale à +90° sur toute la bande de fréquence occupée par le signal modulant m(t).
La démodulation est réalisée par démodulation synchrone.

2.2.6) Le détecteur amplitude phase DAP d'un radar pulse doppler (cohérent)

Un radar cohérent utilise à la fois l'amplitude et la phase de l'écho renvoyé. On extrait donc le signal vidéo-composite à partir de l'écho reçu (composante i(t) et q(t)). La phase instantanée de l'écho est comparée à celle de l'oscillateur f1.

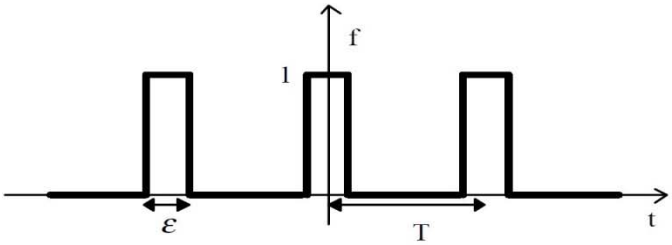


✍ Identifiez sur le schéma ci-dessus le DAP (Voir page N°80 du dossier étude d'un système technique)
✍ Justifiez les calculs obtenus pour le DAPΦ

TD sur la modulation d'amplitude et les mélangeurs

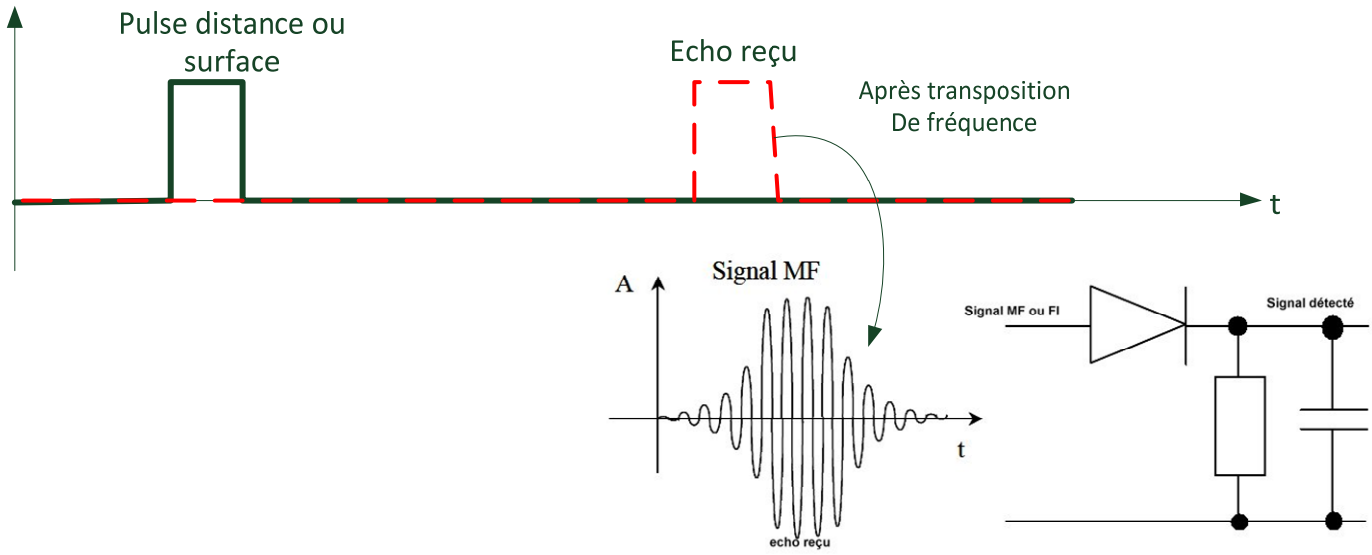
1) Inversion du gain

Annexe 1 :

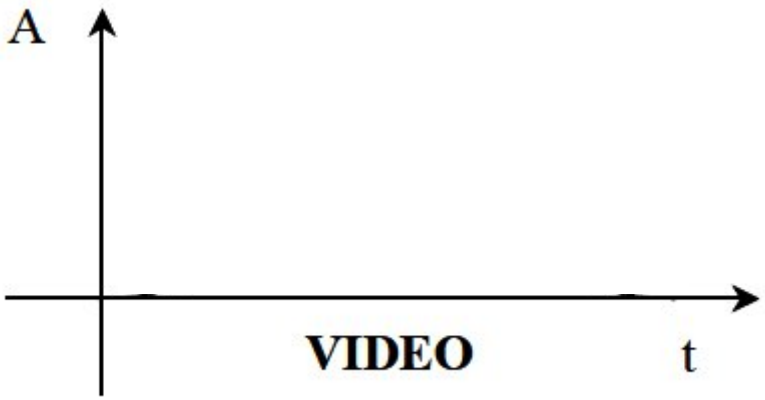


$$f(t) = \frac{\varepsilon}{T} + \frac{2\varepsilon}{T}\sum_{n=1}^{+\infty}\frac{\sin\frac{n\pi\varepsilon}{T}}{\frac{n\pi\varepsilon}{T}}\cos(n\omega t)$$

Soit les signaux suivants issus d'un radar



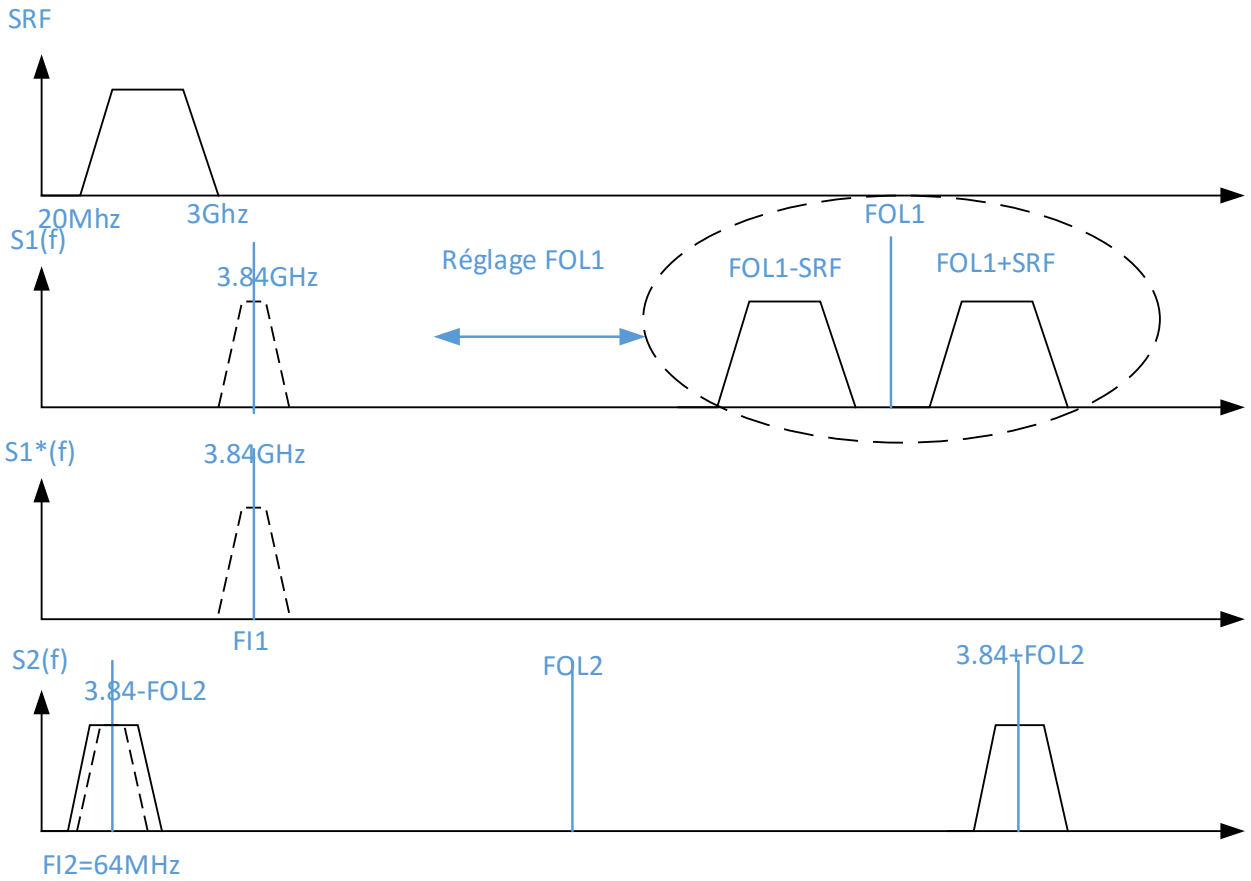
Donnez la forme du signal en sortie du détecteur d'amplitude



2) Etude partielle du récepteur

2.2.3) Questionnaire

a) Pourquoi l'utilisation de 5 modules identiques RF2000
b) Quel est le rôle du filtre coupe bande à l'entrée du Module RF2000
c) Quel est le rôle du filtre passe bas qui coupe à 3GHz (fréquence image)
d) Identifiez sur le schéma les 2 transpositions de fréquence
e) Vérifiez si la bande de fréquence d'analyse est bien respectée
f) Quelle condition doit-on respecter pour la fréquence centrale du filtre FI1 FI1>20MHz
g) On suppose une émission radio ennemi avec une fréquence porteuse de 483MHz, quel doit être la fréquence de l'oscillateur LO1. Vérifiez si la fréquence de LO2 est judicieuse.


SRF
20Mhz
3Ghz
S1(f)
3.84GHz
Réglage FOL1
FOL1
FOL1-SRF
FOL1+SRF
S1*(f)
3.84GHz
FI1
S2(f)
3.84-FOL2
FOL2
3.84+FOL2
FI2=64MHz

2.2.7) La modulation de fréquence FM F3E

a) Définitions

Objectif de la modulation de fréquence : Moduler la fréquence d'un signal porteur HF par un signal modulant BF (signal informatif).

Signal porteur : $p(t) = A_C \cos w_C t$ ***avec*** $\omega_c = 2\pi f_c$

Signal modulant : $m(t)$

Signal modulé : $s(t) = A_C \cos \theta_i(t)$ ***avec*** $\theta_i(t) = \omega_c t + \varphi_i(t)$

Deux possibilités $\rightarrow$ $\varphi_i(t) = g(m(t))$ **Modulation de phase**

$\rightarrow$ $f_i(t) = g(m(t))$ **Modulation de fréquence**

Modulation de fréquence :

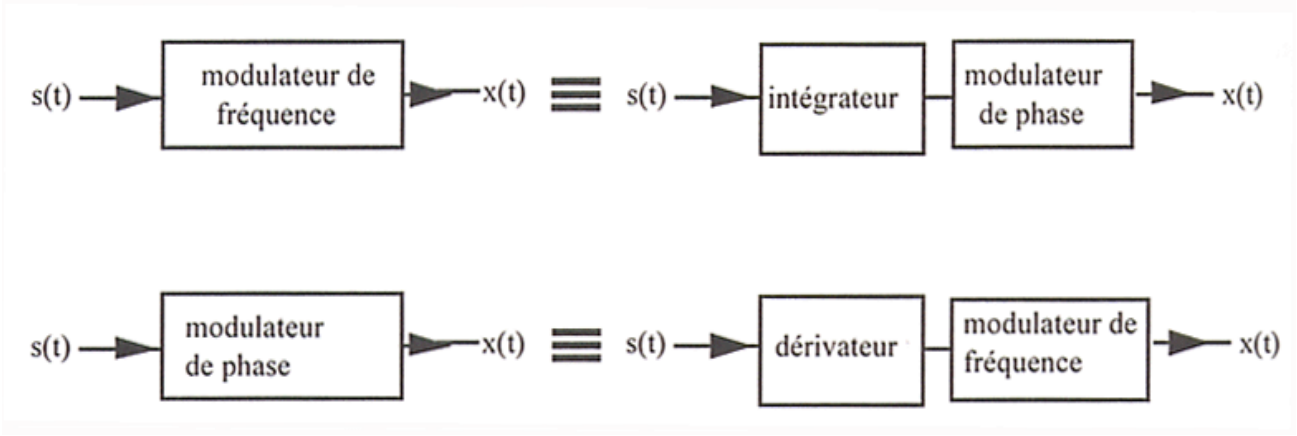
$f_i = fc + Kf \times m(t)$ **Kf : sensibilité du modulateur en Hz / V**

$$s(t) = A_C \cos(2\pi f_C t + 2\pi Kf \times \int m(t)dt)$$

Modulation de phase :

$\varphi_i = Kp \times m(t)$ **Kp : sensibilité du modulateur en rd / V**

$$s(t) = A_C \cos(2\pi f_C t + Kp \times m(t))$$



Moduler la phase revient à moduler la fréquence par la dérivée du signal modulant

$$\theta_i(t) = \omega_c t + K_p m(t) \Rightarrow \omega(t) = \omega_c + K_p \frac{d(m(t))}{dt}$$

Moduler la fréquence revient à moduler la phase par l'intégrale du signal modulant

b) Aspect temporel

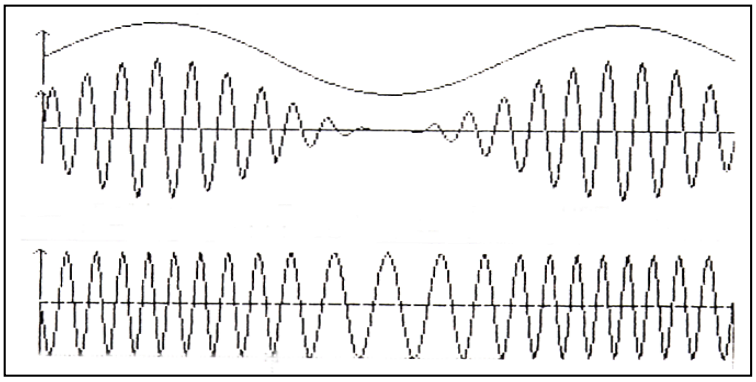
Signal modulant : $m(t) = A_m \cos 2\pi f_m t$

$$f_i = fc + Kf \times m(t) \quad \rightarrow$$

D'une façon générale, on pose : $s(t) = A_C \cos(2\pi f_C t + \frac{Kf}{fm} \times Am \sin 2\pi fmt)$

$$s(t) = A_C \cos(2\pi f_C t + \beta \times \sin 2\pi fmt)$$

➢ : Indice de modulation : $\beta = \frac{Kf \times Am}{fm} = \frac{\Delta F}{fm}$



ΔF représente l'excursion en fréquence maximum autour de fc. ΔF est proportionnelle à l'amplitude du signal modulant Am (ΔF ne dépend pas de fm).
Les variations de l'onde modulée FM autour de fc sont rythmées par la fréquence du signal modulant fm.

c) Aspect spectral

L'onde modulée MF est une fonction non linéaire du signal modulant m(t). Son spectre n'est donc pas relié de façon simple à celui du signal modulant. Afin d'étudier les propriétés du spectre d'un signal fm, nous prendrons le cas particulier d'un signal modulant sinusoïdal.

Développement du signal s(t): $s(t) = A_C \cos(wct + \beta \times \sin wmt) = A_C \{\cos wct \cos(\beta \sin wmt) - \sin wct \sin(\beta \sin wmt)\}$

Or $\cos(\beta \sin wmt)$ ***et*** $\sin(\beta \sin wmt)$ ***se développent en série de Fourier :***

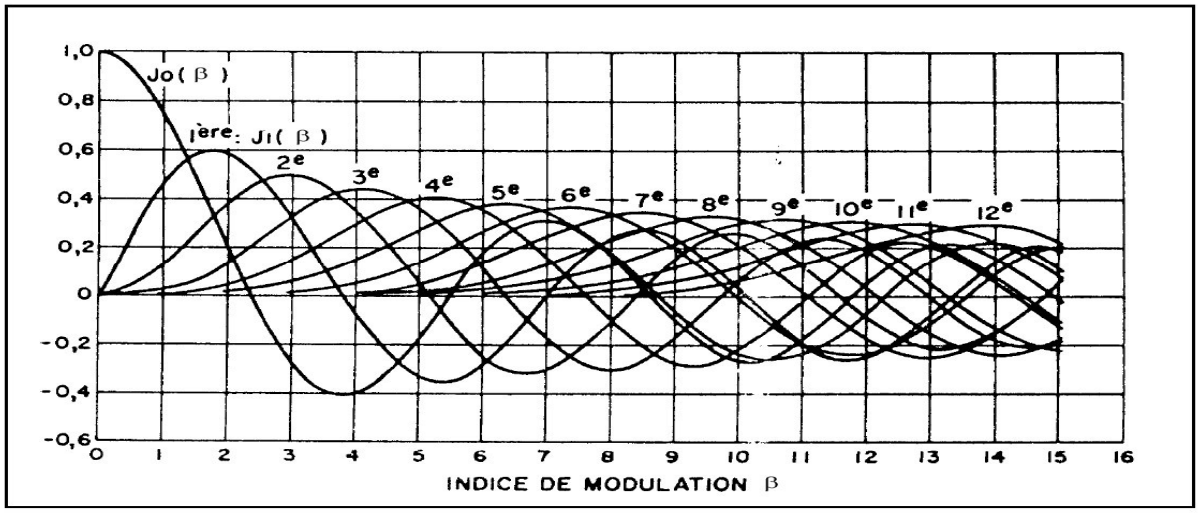
$$\cos(\beta \sin wmt) = J_{0(\beta)} + \sum_{npair}^{\infty} 2J_{n(\beta)} \cos nwmt$$

$$\sin(\beta \sin wmt) = \sum_{nimpair}^{\infty} 2J_{n(\beta)} \sin nwmt$$

Les fonctions Jn(β) sont des fonctions de Bessel. Le calcul de ces coefficients pour différents indices de modulation sont donnés dans le tableau page suivante .

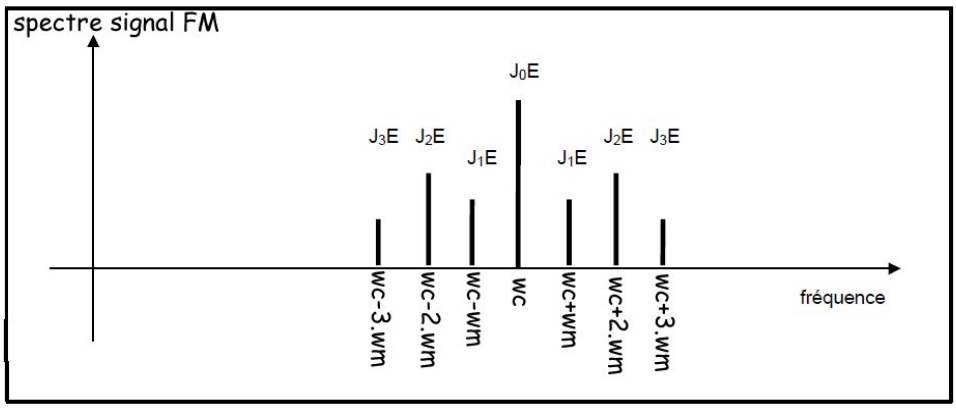
FONCTIONS DE BESSEL

Le spectre d'un signal FM est complexe et ne se calcule que dans le cas particulier où le signal basse fréquence est sinusoïdal.
Les fonctions de Bessel sont données sous forme de courbes paramétrées en β:



On peut aussi utiliser un tableau donnant les valeurs des fonctions de Bessel pour quelques valeurs particulières de β :

β	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}
0,00	1,00										
0,25	0,98	0,12									
0,5	0,94	0,24	0,03								
1,0	0,77	0,44	0,11	0,02							
1,5	0,51	0,56	0,23	0,06	0,01						
2,0	0,22	0,58	0,35	0,13	0,03						
2,5	-0,05	0,50	0,45	0,22	0,07	0,02					
3,0	-0,26	0,34	0,49	0,31	0,13	0,04	0,01				
4,0	-0,40	-0,07	0,36	0,43	0,28	0,13	0,05	0,02			
5,0	-0,18	-0,33	0,05	0,36	0,39	0,26	0,13	0,05	0,02		
6,0	0,15	-0,28	-0,24	0,11	0,36	0,36	0,25	0,13	0,06	0,02	
7,0	0.30	0,00	-0,30	-0,17	0,16	0,35	0,34	0,23	0,13	0,06	0,02
8,0	0,17	0,23	-0,11	-0,29	-0,10	0,19	0,34	0,32	0,22	0,13	0,06



d) Aspect spectral: Largeur de bande de transmission d'un signal MF

Le spectre d'un signal MF contient théoriquement une infinité de raies. On peut toutefois limiter la largeur de bande à une valeur finie grâce aux propriétés de décroissance des fonctions de Bessel. De plus on a la propriété : $J_0^2(\beta) + 2J_1^2(\beta) + \ldots + 2J_N^2(\beta) = 1$

Le critère le plus utilisé : ***Bande de Carson***
Ce critère consiste à garder les raies qui contiennent au moins 98% de la puissance du signal modulé MF.

$$J_0^2(\beta) + 2J_1^2(\beta) + \ldots + 2J_N^2(\beta) > 0.98$$

Le nombre de raies significatives est le nombre N tel que :
On trouve N = β + 1
D'où B = 2.N.fm : Largeur de bande.

$$B = 2(\beta + 1)\, fm = 2(\Delta F + fm)$$

N est l'indice de la raie significative de rang le plus élevé
Modulation large bande (WFM : Wide FM) $\beta >> 1$: $B \approx 2\Delta F$
Modulation bande étroite (NFM : Narrow FM) $\beta << 1$: $B \approx 2fm$

e) Aspect spectral: Signal modulant quelconque

La détermination analytique du spectre d'une onde MF dont le signal modulant est quelconque est impossible. En effet, pour la modulation d'amplitude, nous avions procédé par superposition car nous étions en présence d'une modulation linéaire ce qui n'est pas le cas ici.
Toutefois, on peut estimer que la bande nécessaire à la transmission de ce signal est :

$$B = 2(\beta + 1)\, fm = 2(\Delta F + f_M)$$

fM étant la fréquence maximum du signal modulant. Cette formule n'est que l'application directe de la règle de Carson.

Exemple : Radiodiffusion FM commerciale

- L'espace entre porteuse est fixée à ***200kHz***
- La gamme de fréquence est située entre ***88 et 108 MHz***

f) Résumé

Les atouts de la FM sont :

- **Sa résistance au bruit** grâce à une modulation à enveloppe constante. L'enveloppe du signal FM est celle d'une sinusoïde de la porteuse qui ne dépend pas du message modulant.
- **Une puissance constante** : la puissance du signal modulé en fréquence est la même que la puissance de la porteuse. Cette propriété est d'un grand intérêt pratique pour la réalisation et le dimensionnement des émetteurs
- **La résistance aux non linéarités du canal de transmission** ou de l'émetteur par la constance de son enveloppe si l'indice de modulation est élevé (on peut faire travailler l'amplificateur à la limite de la saturation meilleur rendement)
- **Sa largeur de bande utile est bien plus forte** que les modulations d'amplitudes.

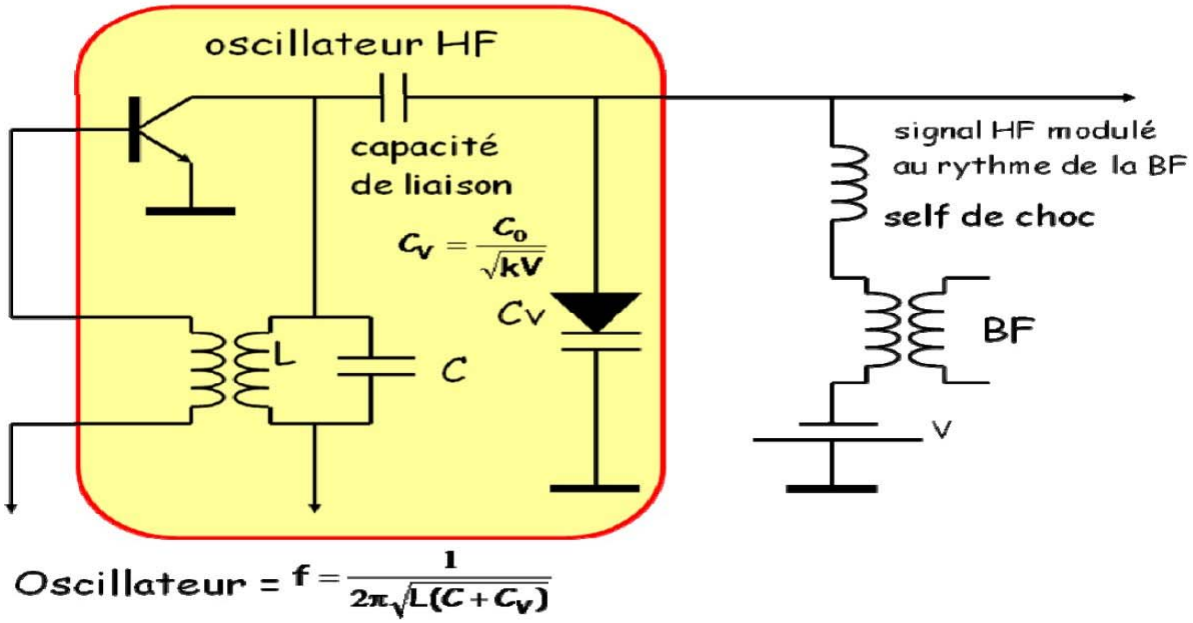
Cette immunité aux bruits on a fait un outil de choix dans le passé dans le domaine des télécommunications analogiques pour la radiodiffusion FM haute-fidélité, les transmissions par satellites ou la F3E pour la phonie militaire.

Dans le domaine du numérique on lui préfère **la modulation d'amplitude** qui est moins gourmande en bande passante. Les modulations numériques sont moins sensibles à l'immunité aux bruits car elles utilisent bien souvent **des modulations angulaires (PSK, QAM)** et des **codes correcteurs d'erreurs** pour diminuer le taux d'erreur bit.

2.2.8) Production d'un signal FM

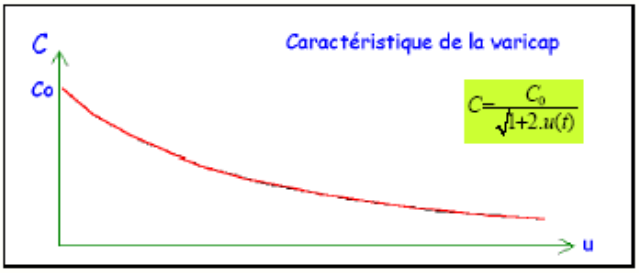
2.2.8.1) Modulateur direct par variation de paramètre

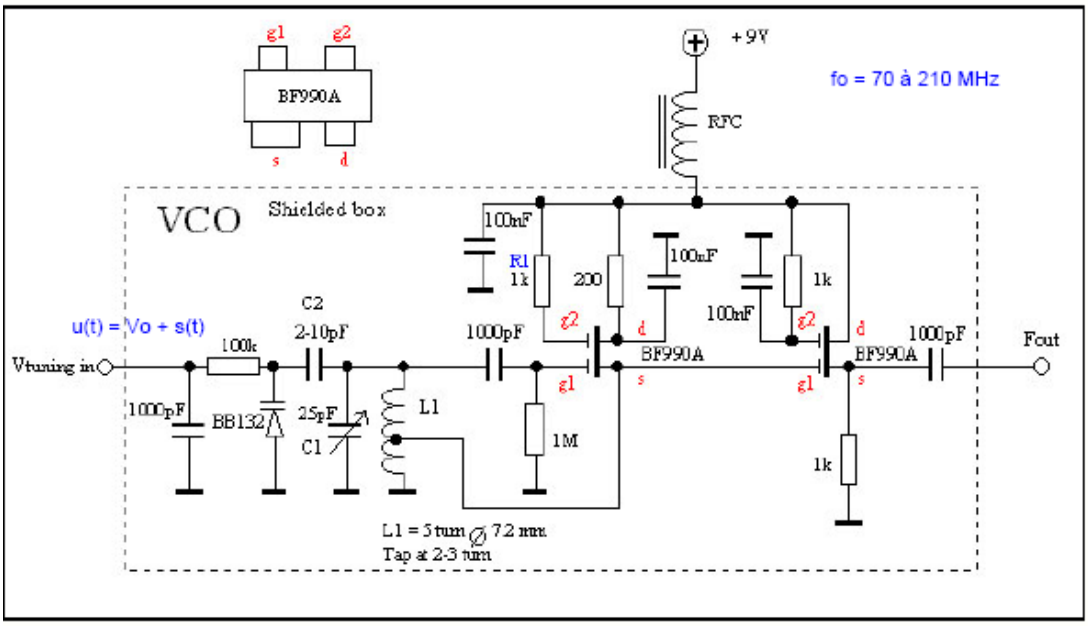
Il s'agit de transformer des variations de tension ou de courant en variation de fréquence.



Le VCO ci-dessous est basé sur un montage oscillateur Hartley utilisant un TEC à double grille :

- la fréquence est fixée par L1, C1 et la branche varicap+C2
- la tension de commande Vtuning fait varier la capacité de la varicap BB132 et donc la fréquence d'oscillation
- la valeur de C2 joue sur la plage de variation de fréquence
- un 2ème étage à transistor sert d'adaptateur d'impédance qui évite que la charge ne vienne perturber l'oscillateur

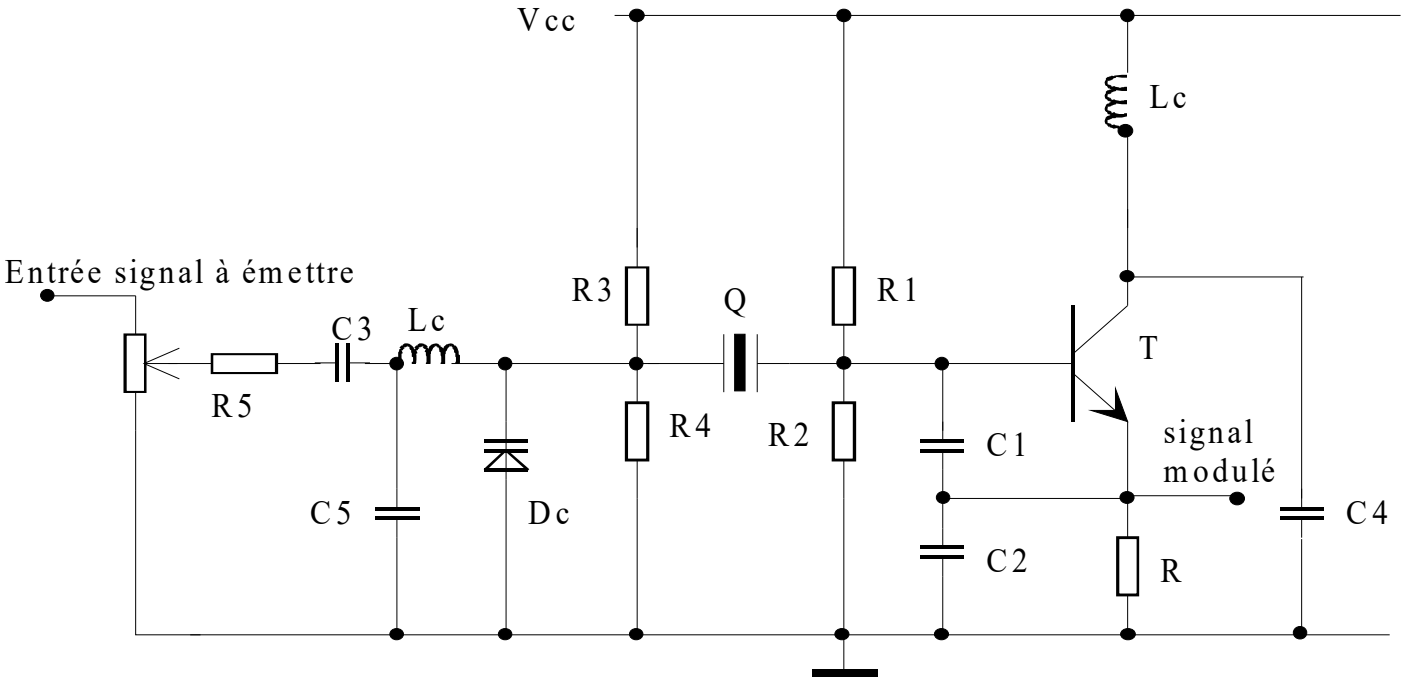




L'inconvénient de ce type de VCO dérive dans le temps (nécessité d'un asservissement de fréquence). La stabilité de fo est aléatoire, puisque directement liée à la stabilité de la polarisation continue Vo. C'est pour cette raison qu'on a développé deux techniques qui nous assureront la stabilité de la fréquence centrale f0, à savoir :

- l'utilisation d'un VCO à quartz
- le verrouillage du VCO sur un oscillateur à quartz

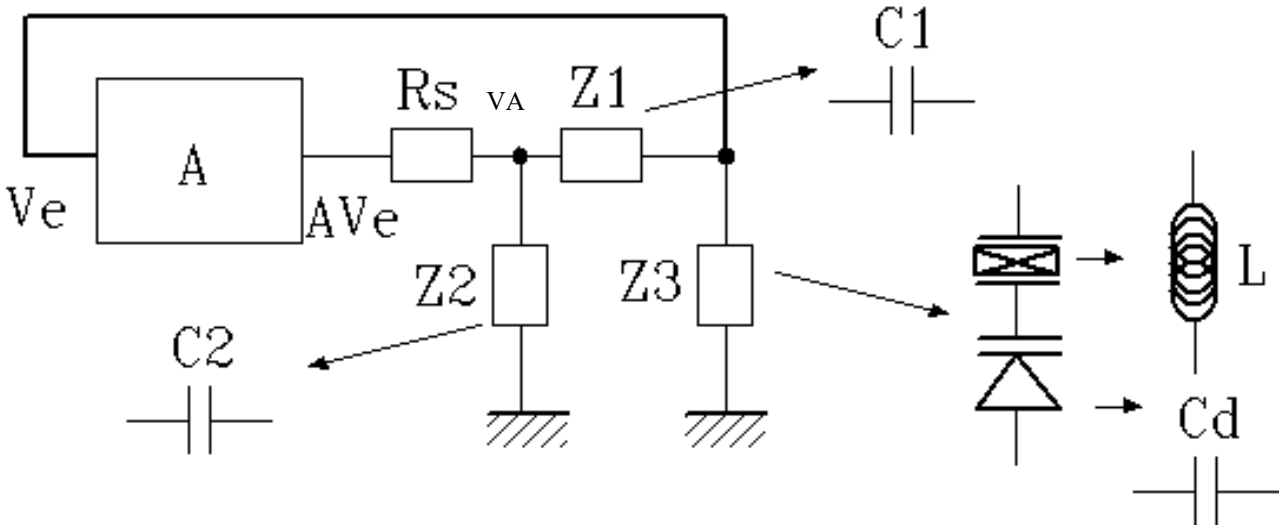
Aux fréquences usuelles, les oscillateurs les plus stables en fréquence sont les oscillateurs à quartz.



Il s'agit d'un oscillateur de type Collpits. Le transistor T est monté en amplificateur « A » du type « collecteur commun ». Donc l'amplification en tension est légèrement inférieure à 1.
Le circuit de contre réaction réactif (C1, C2, Q, Dc) réalise les conditions d'oscillations.
On peut affirmer ceci :

- En l'absence de signal modulant, l'oscillateur oscille à la fréquence porteuse
- En présence du signal modulant, la varicap se comporte comme un condensateur dont la capacité varie proportionnellement
- La fréquence des oscillations varie proportionnellement au modulant.

Schéma équivalent pour l'alternatif



Rs est la résistance de sortie de l'amplificateur. Le quartz est équivalent à une inductance L et la varicap à une capacité Cd.

Condition d'oscillation

$$VA = \frac{\frac{Z2 \times (Z1 + Z3)}{Z1 + Z2 + Z3} \times AVe}{RS + \frac{Z2 \times (Z1 + Z3)}{Z1 + Z2 + Z3}} = \frac{Z2 \times (Z1 + Z3) \times AVe}{RS \times Z1 + RS \times Z2 + RS \times Z3 + Z2 \times Z1 + Z2 \times Z3}$$

$$Ve = \frac{Z3 \times VA}{Z3 + Z1} \Rightarrow VA = \frac{Ve \times (Z3 + Z1)}{Z3}$$

$$VA = \frac{Ve \times (Z3 + Z1)}{Z3} = \frac{Z2 \times (Z1 + Z3) \times AVe}{RS \times Z1 + RS \times Z2 + RS \times Z3 + Z2 \times Z1 + Z2 \times Z3}$$

$$1 = \frac{Z2 \times Z3 \times A}{RS \times Z1 + RS \times Z2 + RS \times Z3 + Z2 \times Z1 + Z2 \times Z3}$$

$$RS \times (Z1 + Z2 + Z3) + (Z2 \times (Z1 + Z3)) = Z2 \times Z3 \times A$$

Rappelons que les impédances sont toutes réactives (imaginaires pures). En identifiant partie imaginaire et partie réelle, on obtient :

$$(Z1 + Z2 + Z3) = 0$$

Soit la condition d'oscillation

$$\left(\frac{1}{jC1w} + \frac{1}{jC2w} + \frac{1}{jCdw} + jLw\right) = 0$$

$$\left(\frac{1}{C1w} + \frac{1}{C2w} + \frac{1}{Cdw} - Lw\right) = 0$$

$$\boldsymbol{soit\ Fosc = \frac{1}{2 \times \pi\sqrt{L \times Ceq}}}$$

$$avec\ \frac{1}{Ceq} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \frac{1}{Cd}$$

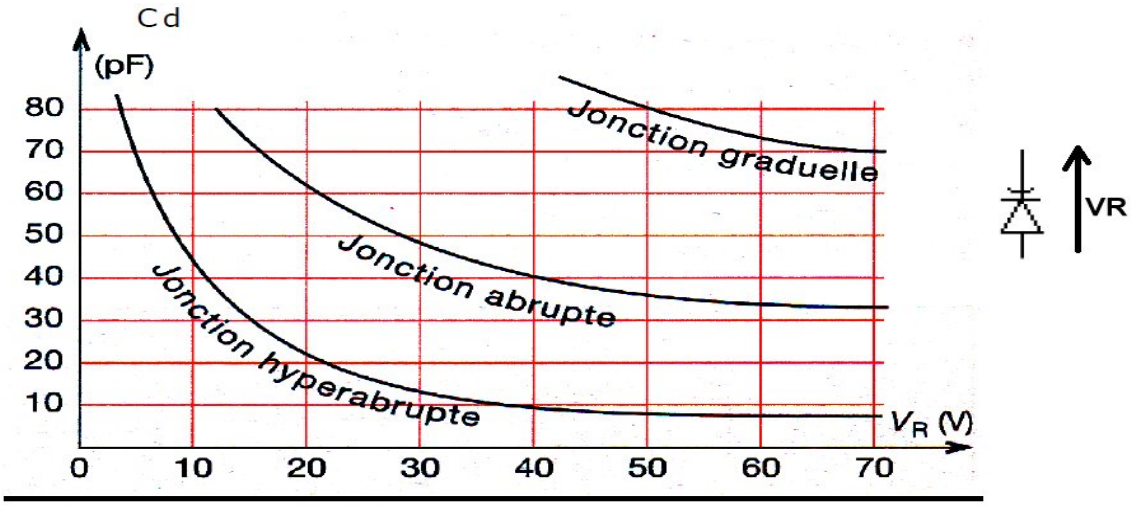
Gain permettant les oscillations

La deuxième condition résulte de l'égalité des parties réelles après transformation :

$A = 1 + \frac{Z1}{Z3}$ Ce gain doit être inférieur à 1 car c'est le gain d'un montage collecteur commun.

Vérifions bien que le rapport $\frac{Z1}{Z3}$ soit négatif, sinon on ne pourrait pas osciller !

$\frac{Z1}{Z3} = \frac{1}{\frac{C1}{Cd} - LC1\omega 0^2} = \frac{1}{\frac{C1}{Cd} - \frac{C1}{Ceq}}$ or $\frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \frac{1}{Cd} = \frac{1}{Ceq}$ donc $\frac{1}{Ceq}$ est supérieur à $\frac{1}{Cd}$ donc $\frac{Z1}{Z3}$ est bien négatif !



Cd : capacité à la tension V_R
C_0 : capacité de la jonction non polarisée
V_0 : Tension de seuil (0.7V : silicium)
γ : facteur de forme 0.33 à 2 (1,6 le plus souvent)

$$C_d = \frac{C_0}{(1+V_R/V_0)^{\gamma}}$$

VR=VP+ΔV

$$C_d = \frac{C_0}{\left(1+\frac{V_{p+}\Delta V}{V_0}\right)^{\gamma}} = \frac{C_0}{\left(1+\frac{V_p}{V_0}+\frac{\Delta V}{V_0}\right)^{\gamma}} = \frac{C_0}{\left(1+\frac{V_p}{V_0}\right)^{\gamma}\left(1+\frac{\Delta V}{V_0\left(1+\frac{V_p}{V_0}\right)}\right)^{\gamma}}$$

On identifie Cp à $C_p = \frac{C_0}{\left(1+\frac{V_p}{V_0}\right)^{\gamma}}$

On effectue un développement limité :

$C_d = C_p\left(1+\frac{\Delta V}{V_0\left(1+\frac{V_p}{V_0}\right)}\right)^{-\gamma} \approx C_p\left(1-\gamma\frac{\Delta V}{V_0\left(1+\frac{V_p}{V_0}\right)}\right)$ que l'on écrit : $\boxed{C_d = C_p+\Delta C}$ avec :

$$\boxed{\Delta C = -\gamma\frac{m(t)}{V_0+V_p}C_p}$$

Avec m(t) : message modulant

$$(1+x)^n = (1+nx) \;\; si\; x \ll 1$$

La fréquence des oscillations est $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}}$ avec $\frac{1}{Ceq} = \frac{1}{C} + \frac{1}{Cd}$

Cd=Cp+Δc

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C \times Cd}{C + Cd}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{Cd}{1 + \frac{Cd}{C}}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC\frac{Cp + \Delta c}{C + Cp + \Delta c}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L \times C \times Cp}{C + Cp}\frac{1 + \frac{\Delta c}{Cp}}{1 + \frac{\Delta c}{C + Cp}}}}$$

$$f_{osc} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L \times C \times Cp}{C + Cp} \times \left(1 + \frac{\Delta c}{Cp}\right)}} \; avec\; C' = \frac{C \times Cp}{C + Cp} \; et\; C = \frac{C1 \times C2}{C1 + C2}$$

$f_{osc} == \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}}\left(1 + \frac{\Delta c}{C_p}\right)^{-1/2}$ On règle la tension de polarisation de l'oscillateur pour qu'il oscille à la fréquence porteuse f_p en l'absence de signal de modulation, de sorte que :

$f_{osc} = f_p\left(1 + \frac{\Delta C}{C_p}\right)^{-1/2}$ *avec* $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}}$ On effectue un développement limité : $f_{osc} = f_p\left(1 + \frac{\Delta C}{Cp}\right)^{-1/2} \approx f_p\left(1 - \frac{1}{2}\frac{\Delta C}{Cp}\right) = f_p\left(1 + \frac{1}{2}\frac{\gamma}{Cp}\frac{m(t)}{V_0 + V_p}C_p\right) = f_p + K_f m(t)$

D'où $\boxed{K_f = f_p\frac{1}{2}\frac{\gamma}{Cp}\frac{C_p}{V_0 + V_p}}$ est la sensibilité du modulateur en HZ/V

2.2.8.2) modulateurs d'armstrong

Le principe de ce type de modulateur inventé par Armstrong est de générer un signal de type NFM (Narrow faible indice : $\beta < 1$).

Ce signal est ensuite multiplié en fréquence afin d'obtenir un signal de type WFM (wide fort indice : $\beta >> 1$).

Principe

Revenons aux définitions de base. Un signal modulé en fréquence par un signal modulant m(t) s'écrit : $s(t) = Vp\cos\theta_i(t)$ avec une amplitude constante et une phase instantanée $\theta_i(t)$ dépendant du modulant. Par ailleurs la fréquence instantanée est reliée au modulant par le facteur de sensibilité K_f du modulateur par :

$f(t) = f_p + K_f m(t)$ D'où une phase instantanée $\theta_i(t) = 2\pi\int_0^t \left(f_p + K_f m(t')\right)dt'$ si $\theta_i(t)$ est causal. D'où par conséquent,

$$s(t) = Vpcos\left(2\pi \int_0^t \left(f_p + K_f m(t')\right) dt'\right) = Vpcos\left(2\pi f_p t + 2\pi K_f \int_0^t m(t')dt'\right)$$

L'idée d'Armstrong a été de développer cette expression :

$$Vpcos\left(2\pi f_p t + 2\pi K_f \int_0^t m(t')dt'\right)$$
$$= Vpcos(2\pi f_p t).cos\left(2\pi K_f \int_0^t m(t')dt'\right) - Vpsin(2\pi f_p t).sin\left(2\pi K_f \int_0^t m(t')dt'\right)$$

Si le modulant m(t) est alternatif, d'amplitude M et de période Tm, l'intégrale $2\pi K_f \int_0^t m(t')dt'$ s'annule à chaque période Tm et varie entre $-2\pi K_f MTm$ et $+2\pi K_f MTm$

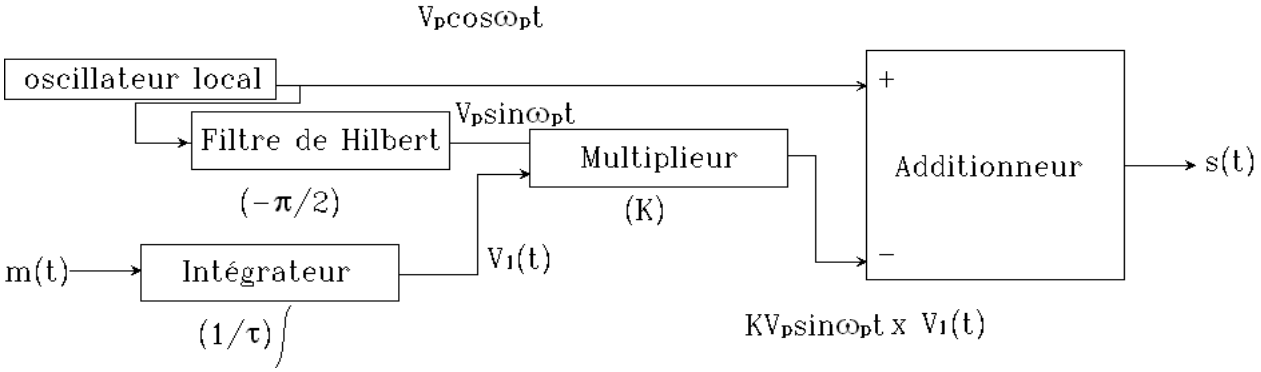
L'idée géniale d'Armstrong a été de simplifier l'expression de s(t) en travaillant à faible profondeur de modulation, c'est-à-dire que le module M de m(t) soit tel que $K_f MTm \ll 1$
Grâce au développement limité on obtient

$$Cos(x) \cong 1 \; si \; x \; tend \; vers \; 0$$

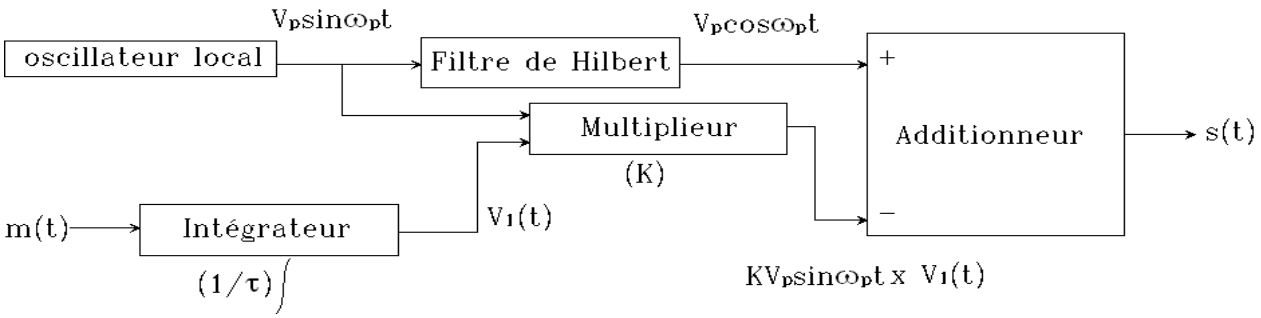
$$sin(x) \cong x \; si \; x \; tend \; vers \; 0$$

Et par conséquent : $s(t) \approx Vpcos(2\pi f_p t) - Vpsin(2\pi f_p t).2\pi K_f \int_0^t m(t')dt'$

Structure :



Structure équivalente :



Mathématiquement tout dépend si l'on considère une porteuse en cosinus ou en sinus.

On voit que les structures sont équivalentes puisqu'elles envoient dans les deux cas deux signaux en quadratures sur l'additionneur et le multiplieur.

Calcul de l'indice de modulation :

Dans le cas d'une modulation sinusoïdale m(t)=$V_m$cosw_mt, l'expression devient : $s(t) = Vpcos\left(2\pi f_p t + 2\pi K_f \int_0^t \mathrm{Vmcos}(\omega\mathrm{m} \times \mathrm{t}')dt'\right) = Vpcos\left(2\pi f_p t + \frac{2\pi K_f}{\omega\mathrm{m}} V_m sin\omega_m t\right)$ qui s'identifie naturellement à :

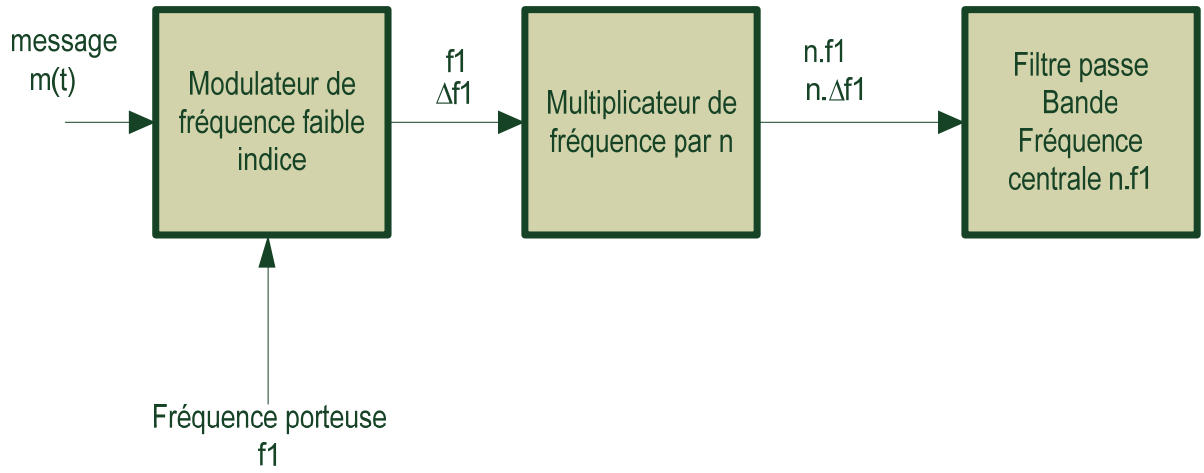
$Vpcos\left(2\pi f_p t + \beta sin\omega_m t\right)$

L'indice de modulation vaut $\frac{2\pi K_f}{\omega\mathrm{m}} V_m$

L'idée qui vient ensuite est d'utiliser un modulateur d'Armstrong (NFM) pour fabriquer un modulateur de qualité (WFM).

On doit donc augmenter l'indice initial de modulation $\beta 1 = \frac{\Delta f1}{fm} = \frac{K_f \times V_m}{fm}$

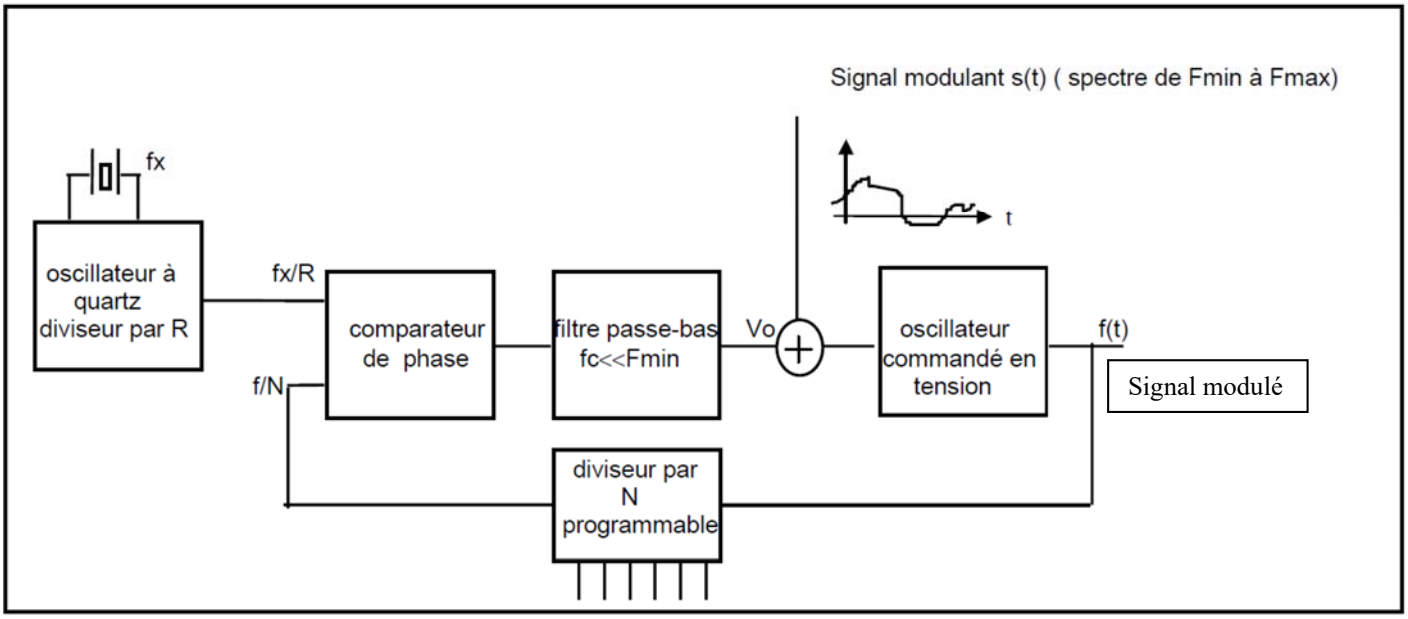
On pense donc à multiplier la fréquence instantanée du signal modulé par n. D'où $\beta 2 = \frac{\Delta f2}{fm} = \frac{n\Delta f1}{fm} = n\beta 1$



Un multiplicateur de fréquence est constitué d'un dispositif non linéaire suivi d'un passe bande, si l'on désire multiplier par n la fréquence porteuse, on accorde le passe bande sur l'harmonique de rang n crée par la non linéarité. L'indice de modulation est multiplié par n.

Pour concilier les exigences de stabilité de fo et d'excursion en fréquence importante, on utilise presque toujours un modulateur à **boucle à verrouillage de phase**. Pour cela, on supprime les dérives éventuelles du VCO en l'accrochant sur un oscillateur à quartz grâce à une boucle à verrouillage de phase.

2.2.8.3) Le modulateur à boucle verrouillage de phase

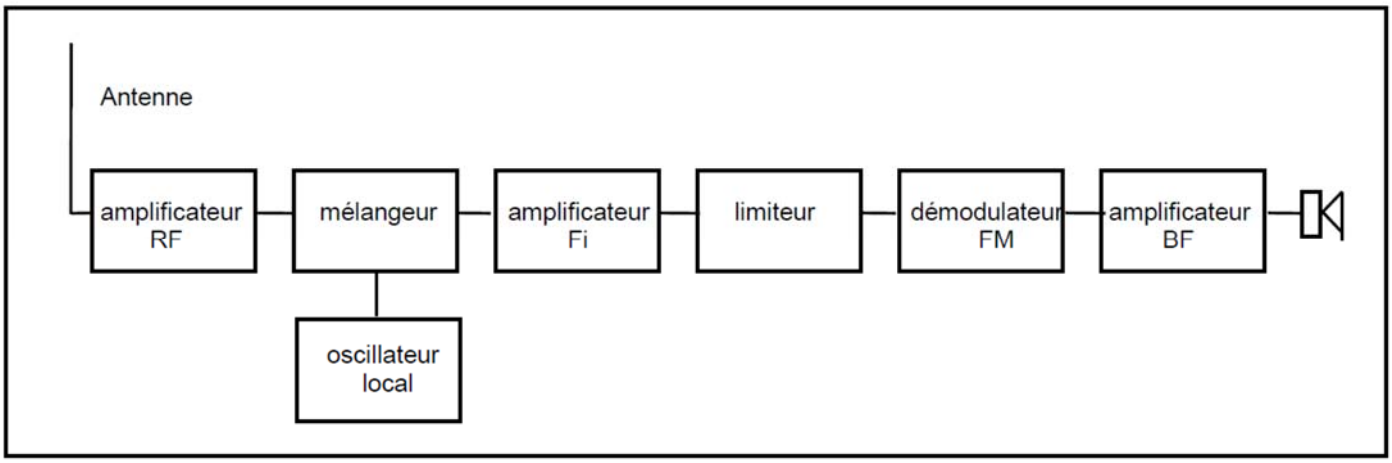


Le fonctionnement de cette structure est le suivant :

- ✓ En l'absence de signal modulant, le VCO se verrouille sur l'oscillateur à quartz et on a : **f(t)/N = fx/R**
- ✓ En présence de signal modulant, la fréquence du VCO varie proportionnellement à s(t).

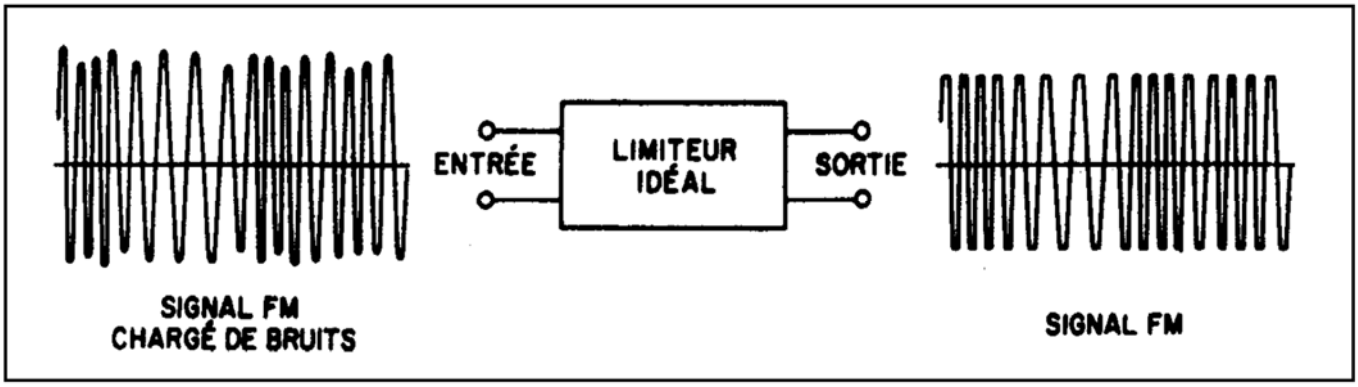
2.2.9) Récepteur à modulation de fréquence

La partie haute fréquence d'un récepteur FM est identique à celle d'un récepteur AM : c'est un récepteur à changement de fréquence.



En radiodiffusion FM, la valeur standard de la fi est de 10,7 MHz. C'est cette valeur qu'on adopte chaque fois que c'est possible puisqu'on dispose de filtres céramiques performants et peu coûteux.
La bande passante de l'étage fi va de 10 kHz pour les émissions en bande étroite (CB par exemple) à 300 kHz pour la radiodiffusion commerciale.

En sortie de l'amplificateur fi on trouve le limiteur qui ramène l'amplitude du signal fi à une valeur constante. Ceci est possible puisque l'information se trouve dans la fréquence instantanée et non dans l'amplitude comme en AM.



2.2.9.1) Démodulation par dérivation ou discrimination

Le principe de ce démodulateur est

- de transformer le signal FM en un signal AM+FM (Utilisation d'un dérivateur)
- de démoduler le signal AM par un simple détecteur d'enveloppe

Démonstration théorique: $s(t) = A_C \cos(w_C t + 2\pi Kf \times \int m(t)dt)$

Après dérivation : $\dot{s}(t) = -A_C\left[w_C + 2\pi Kf \times m(t)\right]\sin(w_C t + 2\pi Kf \times \int m(t)dt)$

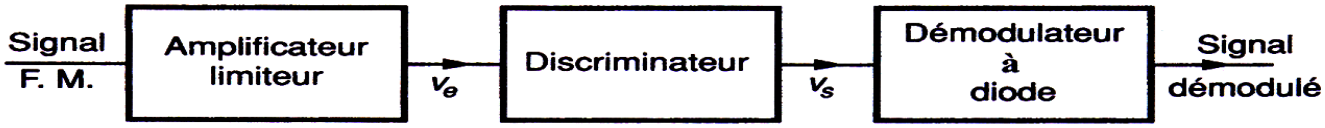
$$\frac{dcos(u(x)}{dx} = -u'(x) \times \sin(u(x))$$

Le signal résultant à la forme d'un signal AM+FM dont

- l'enveloppe est : $A_C w_C\left[1 + \frac{2\pi Kf}{w_C} \times m(t)\right]$
- la pulsation instantanée est : $wi = w_C + 2\pi Kf \times m(t)$

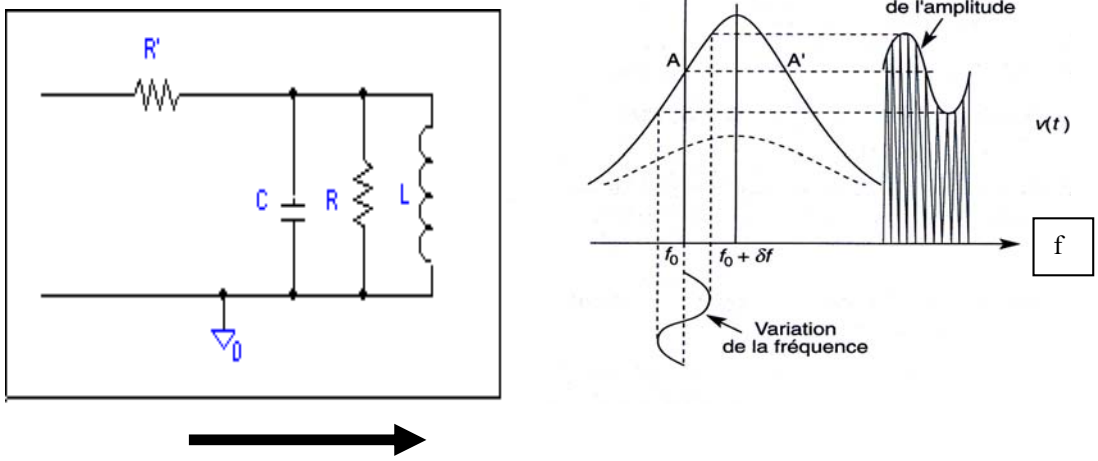
Si $2\pi Kf \times m(t) << w_C$ le signal peut être démodulé par un détecteur d'enveloppe taux de modulation faible.

Synoptique du démodulateur :



Linéarisation du dérivateur :

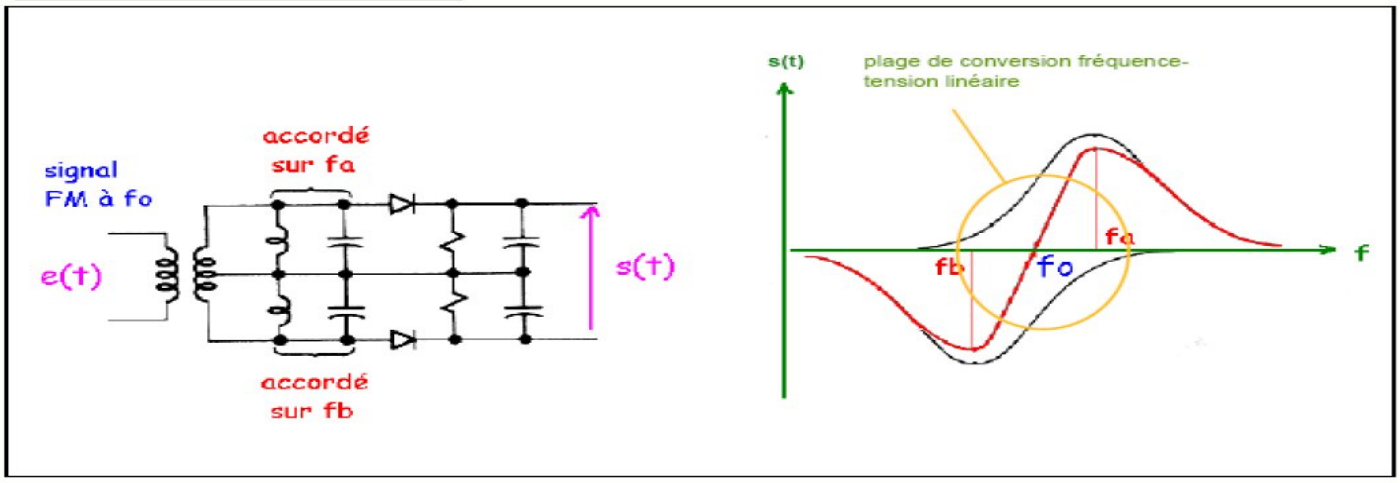
En pratique, on choisit plutôt un circuit bouchon fonctionnant autour d'une fréquence telle que la porteuse corresponde au point d'inflexion fo de la réponse fréquentielle du filtre. On améliore un peu la linéarité à fort signal (nécessaire si l'on démodule la AM par un détecteur d'enveloppe).



Avantages : simple à réaliser, peu coûteux
Inconvénient : difficile à régler, faible linéarité (améliorée par l'utilisation de 2 circuits résonnants tête-bêche : discriminateur de Travis).

- le discriminateur de Foster-Seely est un circuit passif et donc robuste et fiable
- il est donc encore souvent utilisé dans les systèmes industriels
- il nécessite deux filtres à accords décalés peu pratiques dans les productions en grande série comme les récepteurs FM
- ce démodulateur n'est donc plus utilisé dans les récepteurs FM

Discriminateur de Foster-Seeley



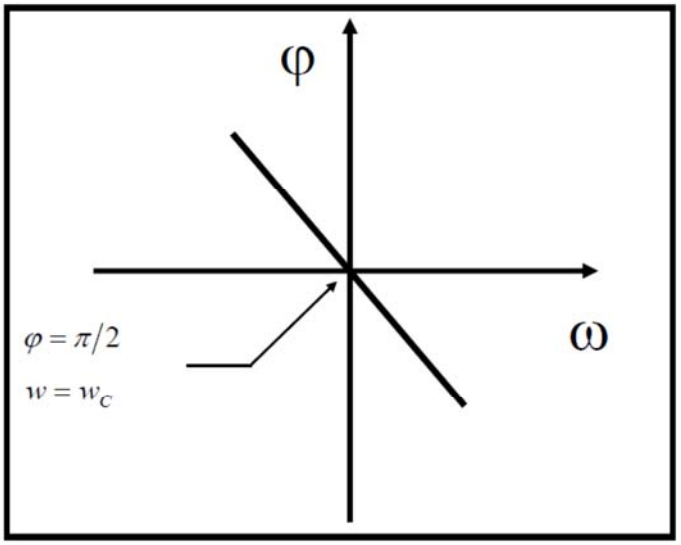
2.2.9.2) Démodulation par déphasage (ou à quadrature ou à coïncidence)

Synoptique du démodulateur :

Le signal FM est envoyé sur un circuit déphaseur. Il en résulte en sortie de celui-ci un signal identique au signal d'entrée mais déphasé d'un angle φ.

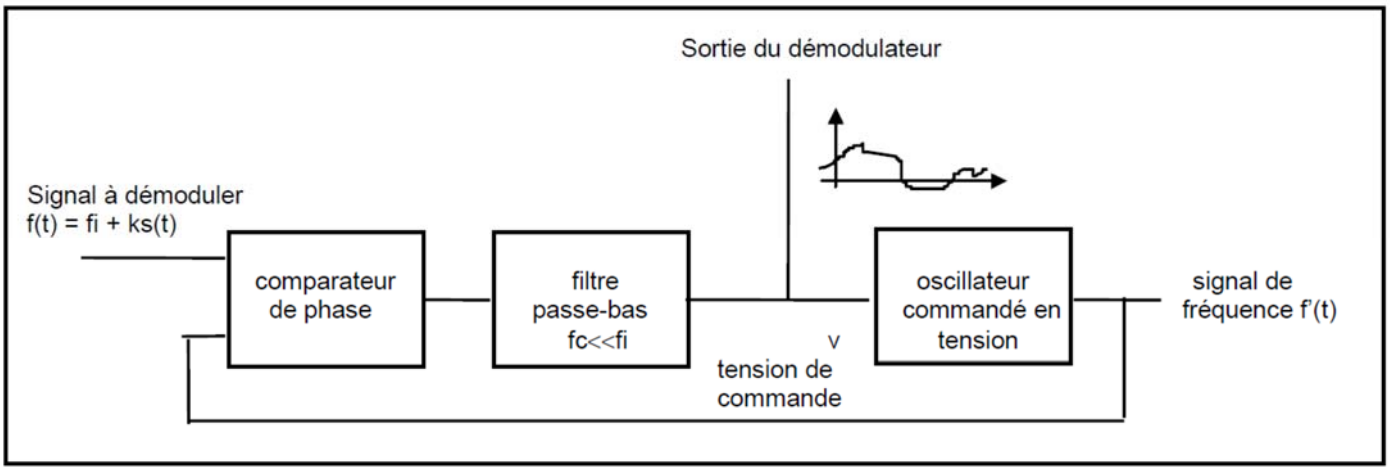
Cet angle φ est proportionnel à la fréquence du signal FM si le circuit déphaseur apporte une phase linéaire au voisinage de la fréquence porteuse (voir exemple ci-contre).

On rajoute un comparateur de phase (multiplieur + filtre) qui permet de récupérer une tension proportionnel à φ et donc proportionnel à la fréquence du signal FM.



Le démodulateur **à boucle à verrouillage de phase (PLL : phase look loop)** donne de meilleurs Résultats que le précédent lorsque le signal à démoduler est très bruité. Il sera donc utilisé pour la réception des signaux faibles issus d'émetteurs lointains et de faible puissance comme les satellites par exemple.

2.2.9.3) Démodulation par boucle à verrouillage de phase



Lorsque la boucle est verrouillée, le VCO fournit à sa sortie un signal de fréquence égale à celle du signal d'entrée :

f'(t) = f(t) = fi + k.s(t) s(t) : message

Or le VCO est caractérisé par sa pente Ko autour de la fréquence centrale fi : f'(t) = Ko.v(t)

d'où **v (t)** = f'(t)/Ko = fi/Ko + ks(t)/Ko = **Vo + As(t)**

La tension de commande du VCO comporte une composante continue Vo qu'il est facile d'éliminer à l'aide d'un condensateur de liaison et d'une tension variable proportionnelle au signal modulant.

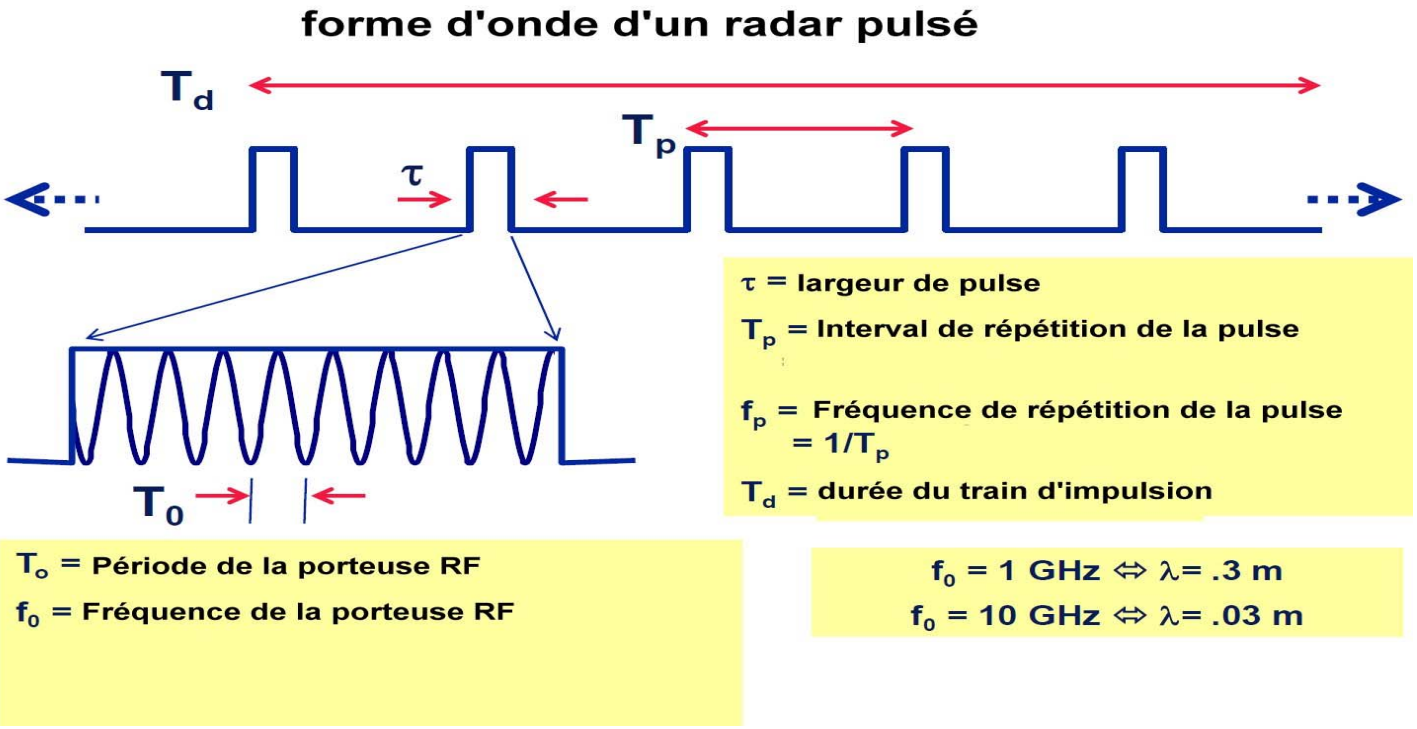
Le démodulateur **à boucle à verrouillage de phase (PLL : phase look loop)** donne de meilleurs

Résultats que le précédent lorsque le signal à démoduler est très bruité. Il sera donc utilisé pour la réception des signaux faibles issus d'émetteurs lointains et de faible puissance comme les satellites par exemple.

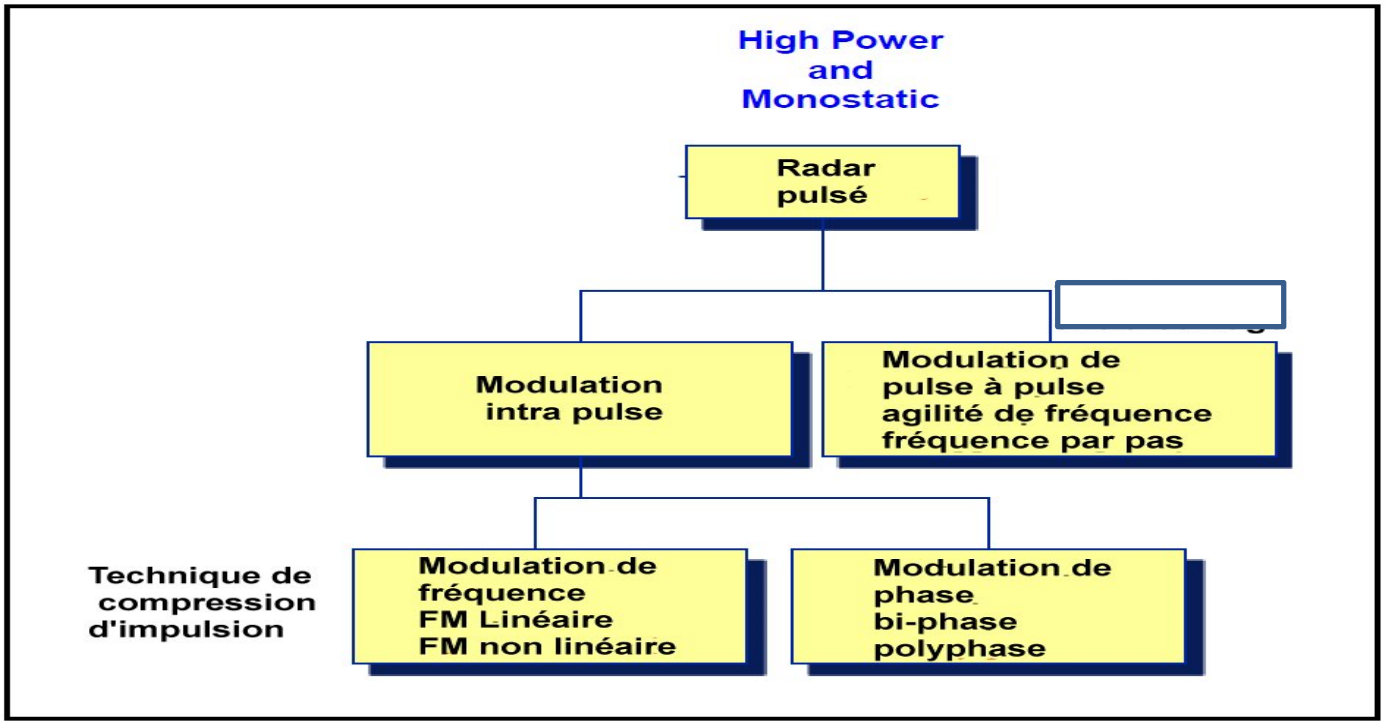
2.2.10) TD : Modulation de fréquence

1) La technique de compression d'impulsion (voir dossier étude d'un système technique)

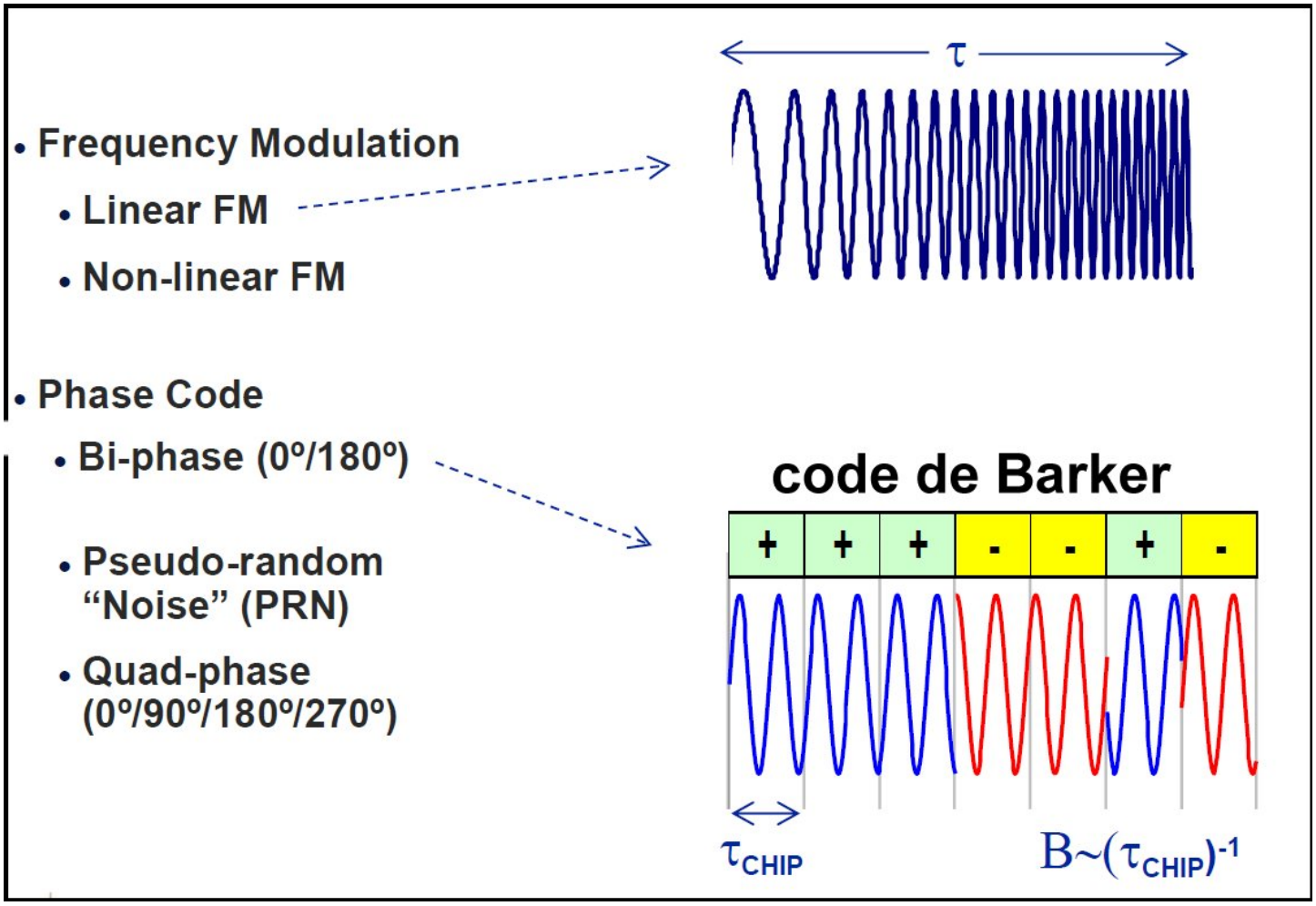
L'onde de forme d'un radar pulsé est la suivante :



La pulse est constituée d'une sinusoïde à fréquence fixe f0. Dans les radars modernes cette fréquence peut varier afin de lutter contre le brouillage ou d'améliorer la discrimination en distance.



Une des techniques de compression d'impulsion parmi d'autre est d'utilisé une modulation linéaire de la fréquence (voir ci-dessous).



On suppose que le signal modulant a la forme suivante :

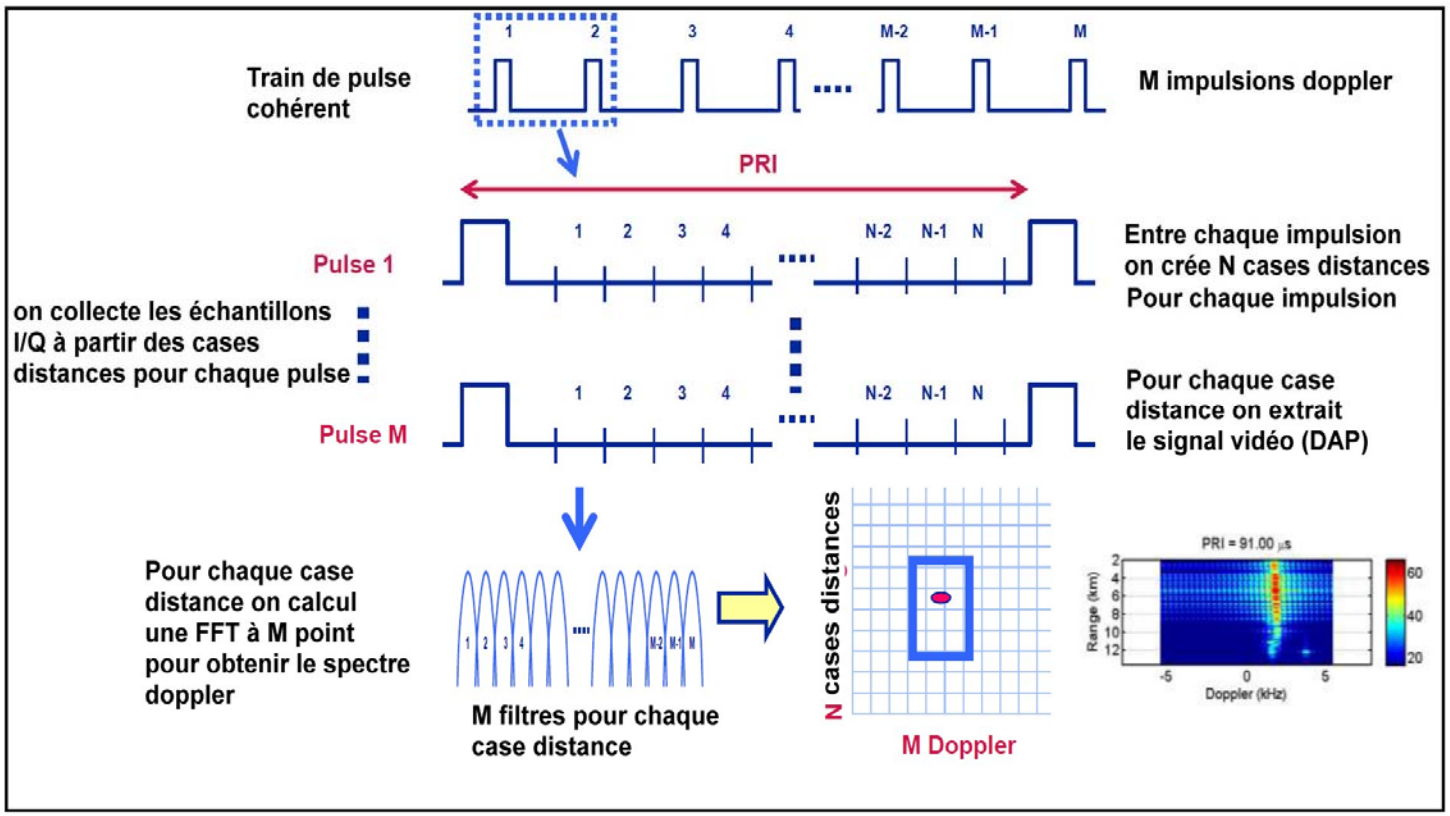
$$m(t) = a \times t \qquad a \text{ est une constante}$$

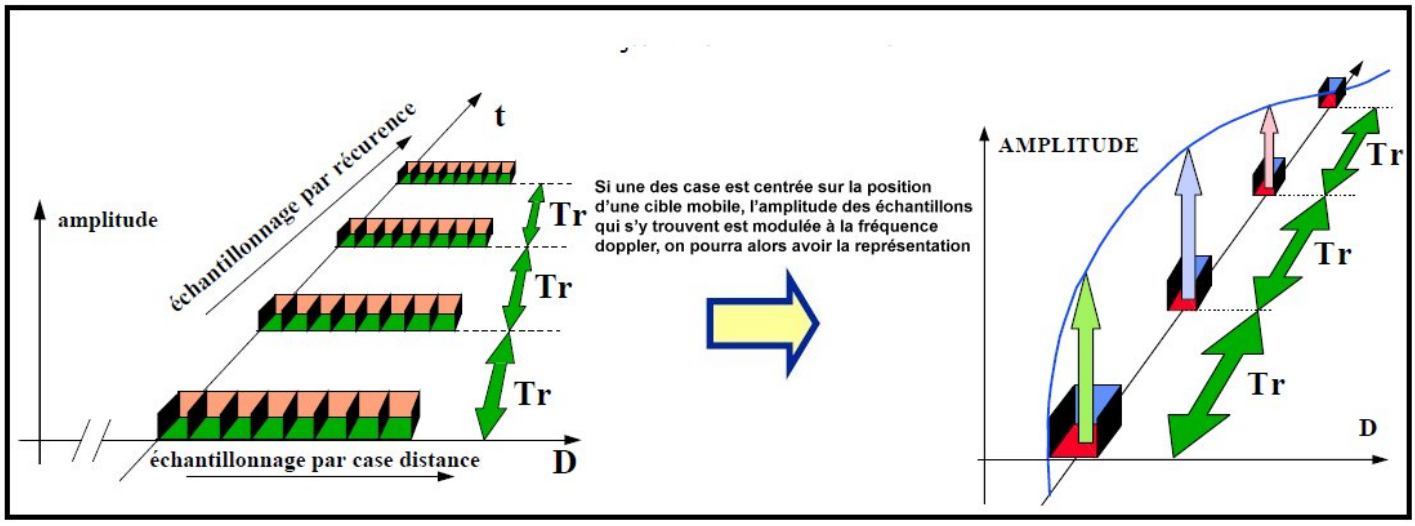
La porteuse a pour expression $V_P(t) = V_p \times \cos \Omega_p \times t$

a) Donnez l'expression du signal modulé
b) Donner l'expression de la fréquence instantanée du signal modulé
c) Donner la plage de variation de la fréquence instantanée du signal modulé
d) En utilisant la règle de Carson, en déduire approximativement l'allure du spectre du signal modulé

e) En déduire l'allure du spectre du train d'impulsion

Complément d'information sur le principe du radar pulse doppler

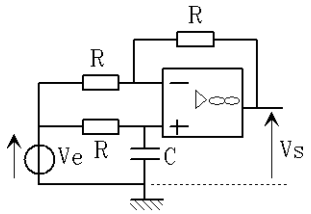




2) Démodulateur à déphasage

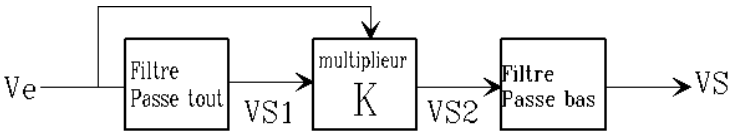
Soit un démodulateur à déphasage (filtre passe tout) dont la structure est donnée ci-dessous

Donner la fonction de transfert du filtre en variable de Laplace.



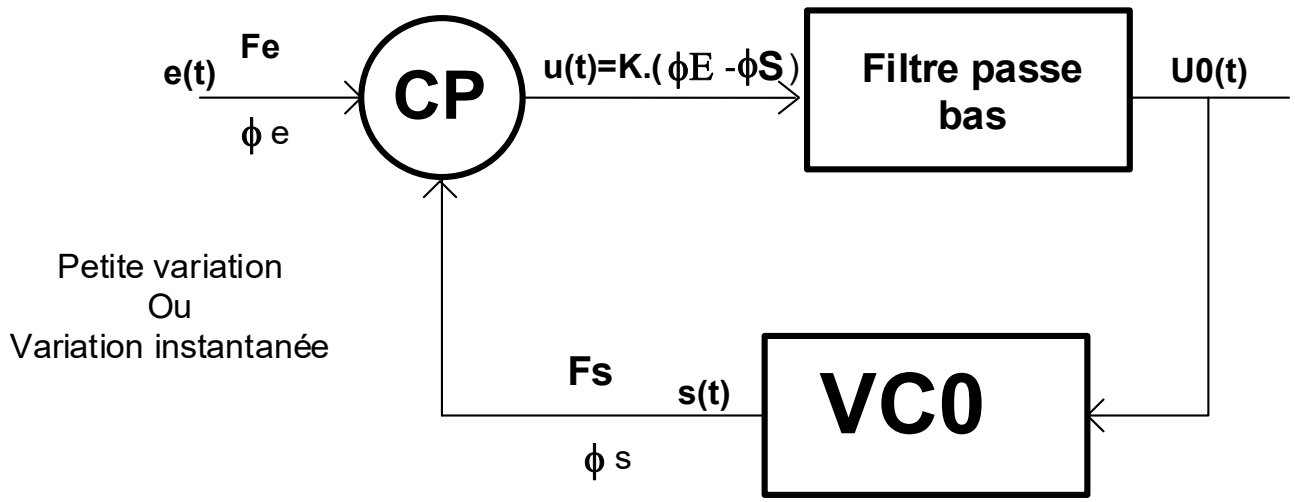
Exprimer le déphasage de Vs par rapport à Ve en fonction de θ défini par $\tan(\theta) = RC\omega$.

On insère ce filtre dans le montage ci-dessous. Montrer que si $\omega = \omega_p + k'V_m \cos\omega_m t = \omega_p + \Delta\omega$, et en prenant $RC\omega_p = 1$, le montage réalise un démodulateur de fréquence.



2.2.11.1) Présentation

a) Structure



CP : comparateur de phase

b) Verrouillage d'une PLL

Cette structure est un asservissement de fréquence ou de phase. **On dit que la PLL est verrouillée lorsqu'on obtient en régime établi la relation Φe = Φs ou Fe=Fs.** La grandeur d'entrée instantanée est Fe ou Φe la grandeur de sortie instantanée Fs ou Φs. Si il existe un retard ou une avance de s(t) sur e(t) le signal de commande Uo(t) agira dans le sens d'une augmentation ou d'une diminution de la fréquence instantanée Fs de S(t) de façon à avoir toujours **Φe(t) = Φs(t) ou Fe(t)=Fs(t)**.

c) Domaine d'application

La boucle à verrouillage de phase a de multiples applications :

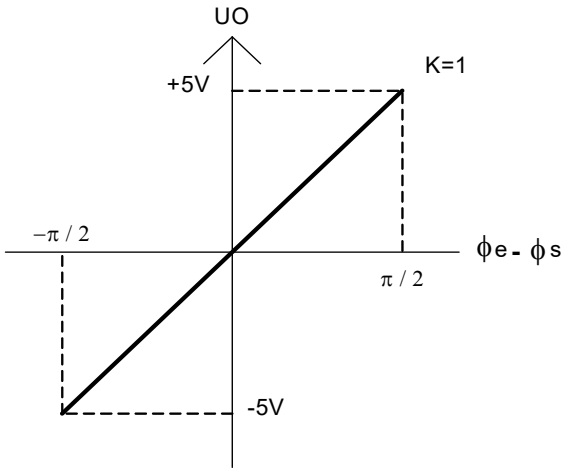
- Multiplication et synthèse de fréquence (tuner,radio,video)
- démodulation de fréquence et d'amplitude
- récupération d'horloge en transmission numérique

2.2.11.2) Etude qualitative d'une PLL

a) Caractéristiques des éléments d'une PLL

a.1) Le comparateur de phase

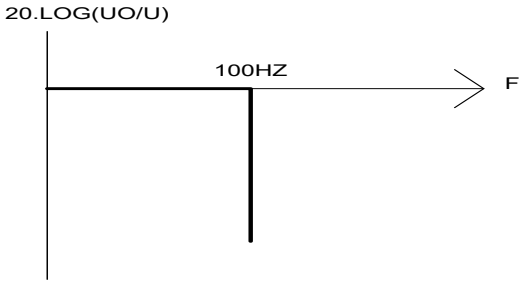
Il fournit en sortie une tension proportionnelle à l'écart de phase instantané Φe(t) - Φs(t)



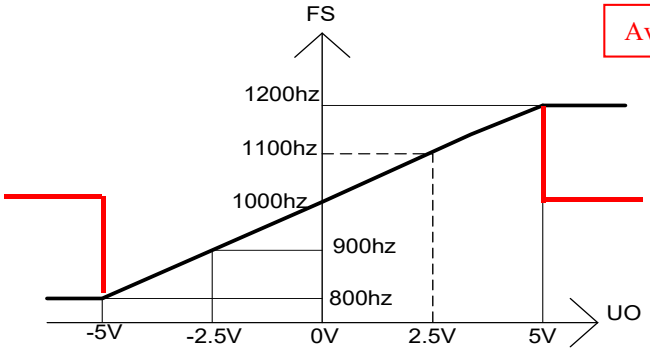
Il existe des comparateurs de phase à tension positive. Les comparateurs de phase peuvent être à technologie analogique ou numérique.

a.2) Le filtre passe bas

On le considérera comme parfait



a.3) Le VCO



Il existe 2 types de VCO :

Les VCOs dont l'oscillateur est accordé par une diode varicap dont on fait varier la capacité à l'aide d'une tension. Ils sont utilisés surtout en haute fréquence et fournissent en sortie des signaux sinusoïdaux.
Les VCOs à relaxation qui fournissent des signaux carrés.

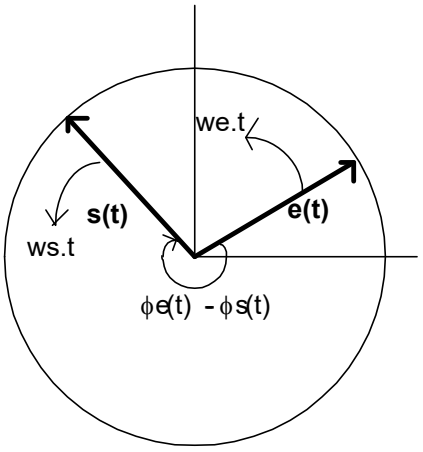
b) Phase instantanée

Soit un signal sinusoïdal e(t) :

e(t) = sin (Φe(t)) avec Φe(t) : phase instantanée de e(t)

Φe(t) =We.t + Φe0 Φe0 : constante

s(t) = sin (Φs(t)) avec Φs(t) =Ws.t + Φs



Le signal u(t) sera représentatif de l'écart de phase instantanée Φe(t) - Φs(t) entre les vecteurs e(t) et s(t). Comme ces vecteurs ne tournent pas à la même vitesse, le signal u(t) est assez complexe mais il présente des raies spectrales aux fréquences Fe-Fs et Fe+Fs.

c) étude d'une PLL à fréquence d'entrée variable

c.1) tension d'entrée nulle

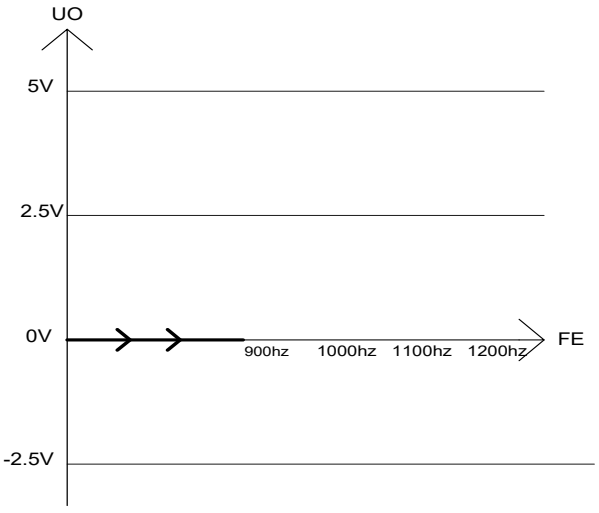
Soit e(t)=O on suppose au départ que le VCO oscille à sa fréquence centrale F0=1000HZ

a) Que vaut au départ l'écart de phase instantanée Φe(t) - Φs(t) avec Φs=0
b) Que vaut la tension U0(t) et la fréquence Fs
c) le Système est il dans un état stable

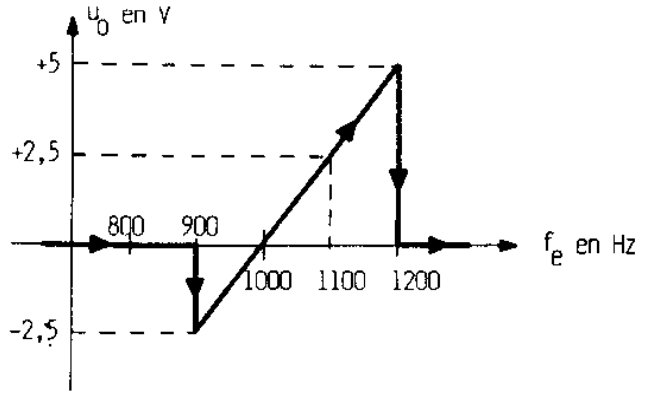
c.2) Fréquence d'entrée FE variable et croissante

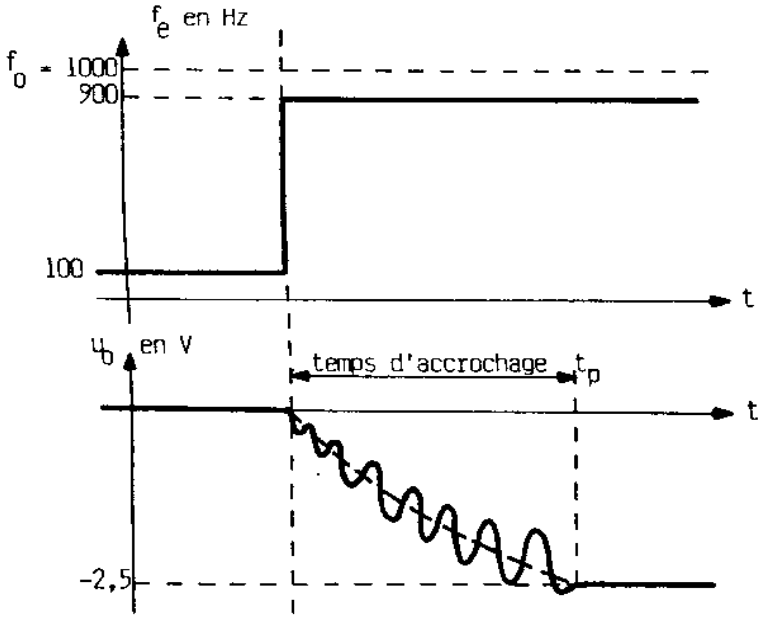
On suppose que e(t) est une sinusoïde dont la fréquence croit de 0 à 1500hz. On suppose au départ que la PLL est non verrouillée.

a) donner la caractéristique UO en fonction de FE



IL existe 3 plages de fréquences caractéristiques, indiquez pour chacune d'entre elle si la PLL est verrouillée ou non

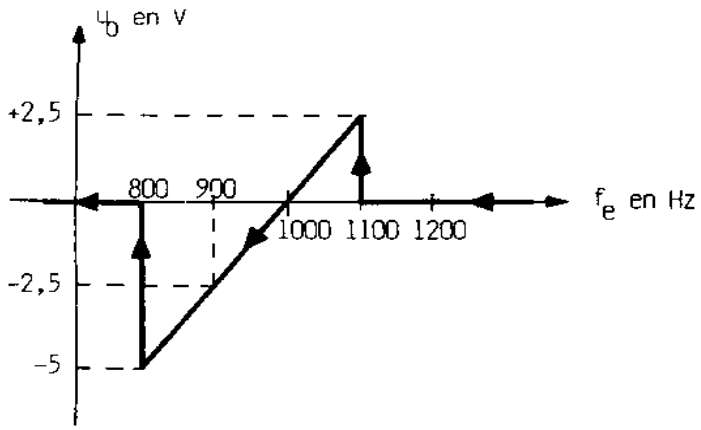

u_0 en V
+5
+2,5
800
900
1000
1100
1200
f_e en Hz
-2,5


f_e en Hz
f_0 = 1000
900
100
t
u_0 en V
temps d'accrochage
t_p
t
-2,5

c.3) Fréquence d'entrée FE variable et décroissante

On suppose que e(t) est une sinusoïde dont la fréquence décroit de 1300hz à 0hz. On suppose au départ que la PLL est non verrouillée.

a) donner la caractéristique U0 en fonction de FE
IL existe 3 plages de fréquences caractéristiques, indiquez pour chacune d'entre elle si la PLL est verrouillée ou non.



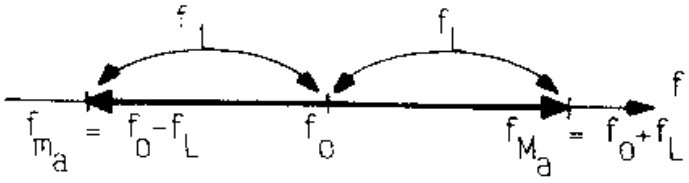
même raisonnement mais avec des fréquences décroissantes

2.2.11.3) Les caractéristiques d'une PLL

a) La plage de verrouillage

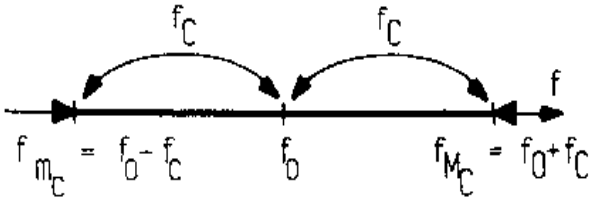
La plage de verrouillage correspond à l'écart de fréquence par rapport à la fréquence centrale F0 à partir duquel la PLL se déverrouille

b) dans l'exemple précédent calculez la plage de verrouillage que l'on obtiendrait
c) De quelles caractéristiques des éléments de la PLL dépend la plage de verrouillage



b) La plage de capture

La plage de capture correspond à l'écart de fréquence par rapport à la fréquence centrale FO à partir duquel la PLL se verrouille.



a) dans l'exemple précédent calculez la plage de capture que l'on obtiendrait.
b) De quelles caractéristiques des éléments de la PLL dépend la plage de capture.

Plage de capture est inférieure ou égale à la plage de verrouillage

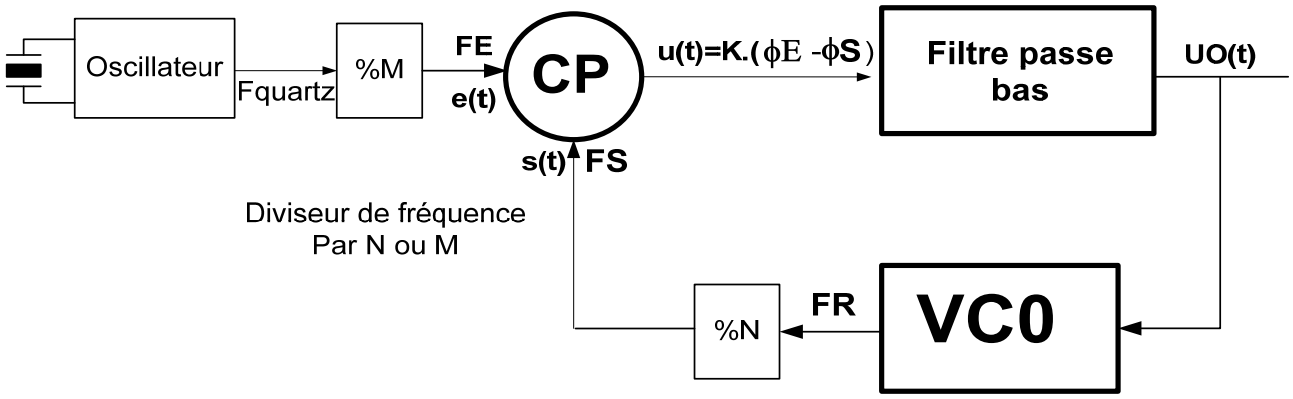
2.2.11) Les synthétiseurs de fréquence

Lorsqu'on a besoin de fréquences stables mais variables il faut avoir recours aux synthétiseurs. La grande application de synthétiseurs de fréquence est la recherche automatique des stations en AM, FM, VHF, UHF.
On rencontre 3 principes :

- La synthèse directe sans PLL
- La synthèse numérique micro-programmée
- La synthèse directe à PLL

a) Structure d'un synthétiseur direct à PLL

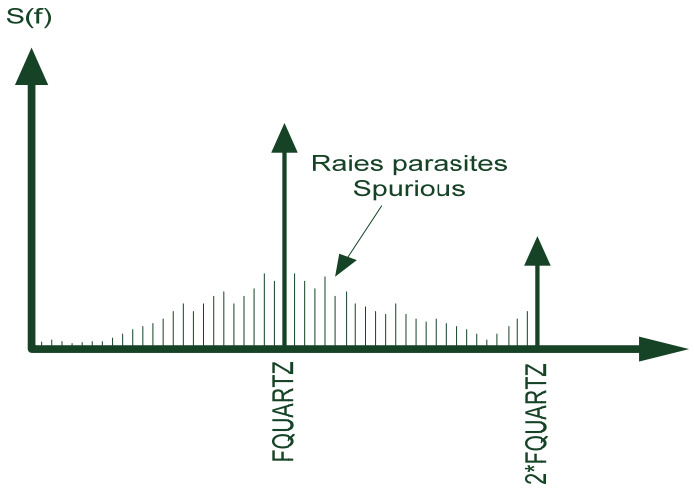
La définition de la synthèse directe est liée au fait que pour multiplier une fréquence, il faut insérer un diviseur dans la chaine de retour.



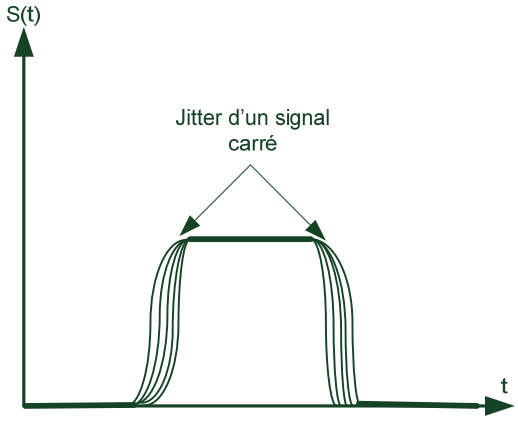
Si la fréquence pilote FQUARTZ vaut 10 Mhz, M = 10 et N = 88 à 108, quelles sont les valeurs de fréquence en sortie FR ?

b) Caractéristiques fondamentales des synthétiseurs de fréquence

- La gamme de fréquence et le PAS (le pas est de 12.5Khz à 25Khz pour la gamme UHF et VHF)
- La pureté spectrale (un oscillateur fournit un signal qui comporte une raie à la fréquence d'oscillation et des raies avoisinantes liées aux parasites). Ces fréquences parasites ne sont pas des harmoniques mais peuvent correspondre qu'à des produits de mélange.



- Le temps d'acquisition (c'est le temps de stabilisation, cette notion n'a d'intérêt que pour les appareils à rythme de changement de fréquence rapide, balayage automatique, évasion de fréquence, recherche de canal libre).
- Le jitter qui représente la variance de la fréquence pour un temps donné.



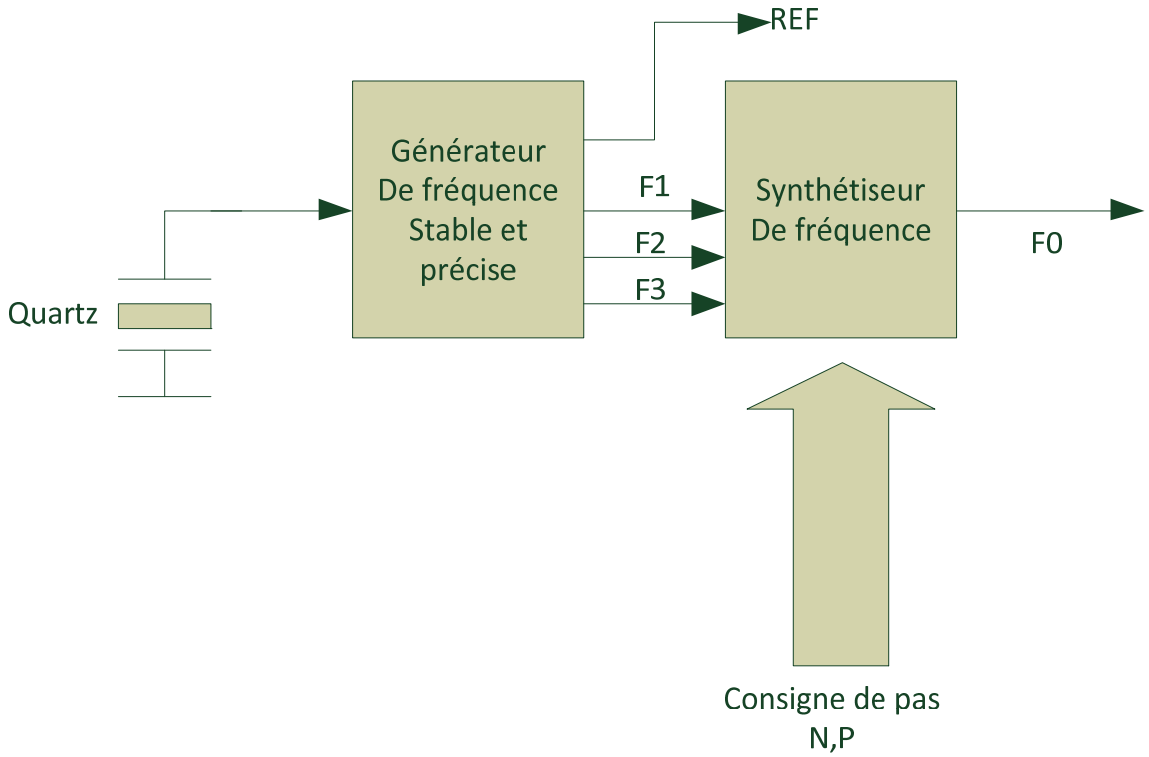
- La précision ou tolérance

2.2.12) Etude d'un synthétiseur de fréquence d'une chaine radar

Les radars récents utilisent des oscillateurs ou des sources hyperfréquences à semi-conducteurs fournissant une fréquence très **stable** et très **précise**, ce que ne permettent pas les tubes oscillateurs puisqu'ils dérivent. Il reste ensuite à amplifier ce signal basse puissance. La fréquence étant aisément modifiable, l'**agilité en fréquence** est donc possible pour se caler sur le canal ou éviter les techniques de brouillage. La méthode fréquemment choisie consiste à utiliser un oscillateur à quartz délivrant une fréquence relativement basse (quelques centaines de Mhz) mais stable et précise, puis de la multiplier grâce à des éléments non linéaires.

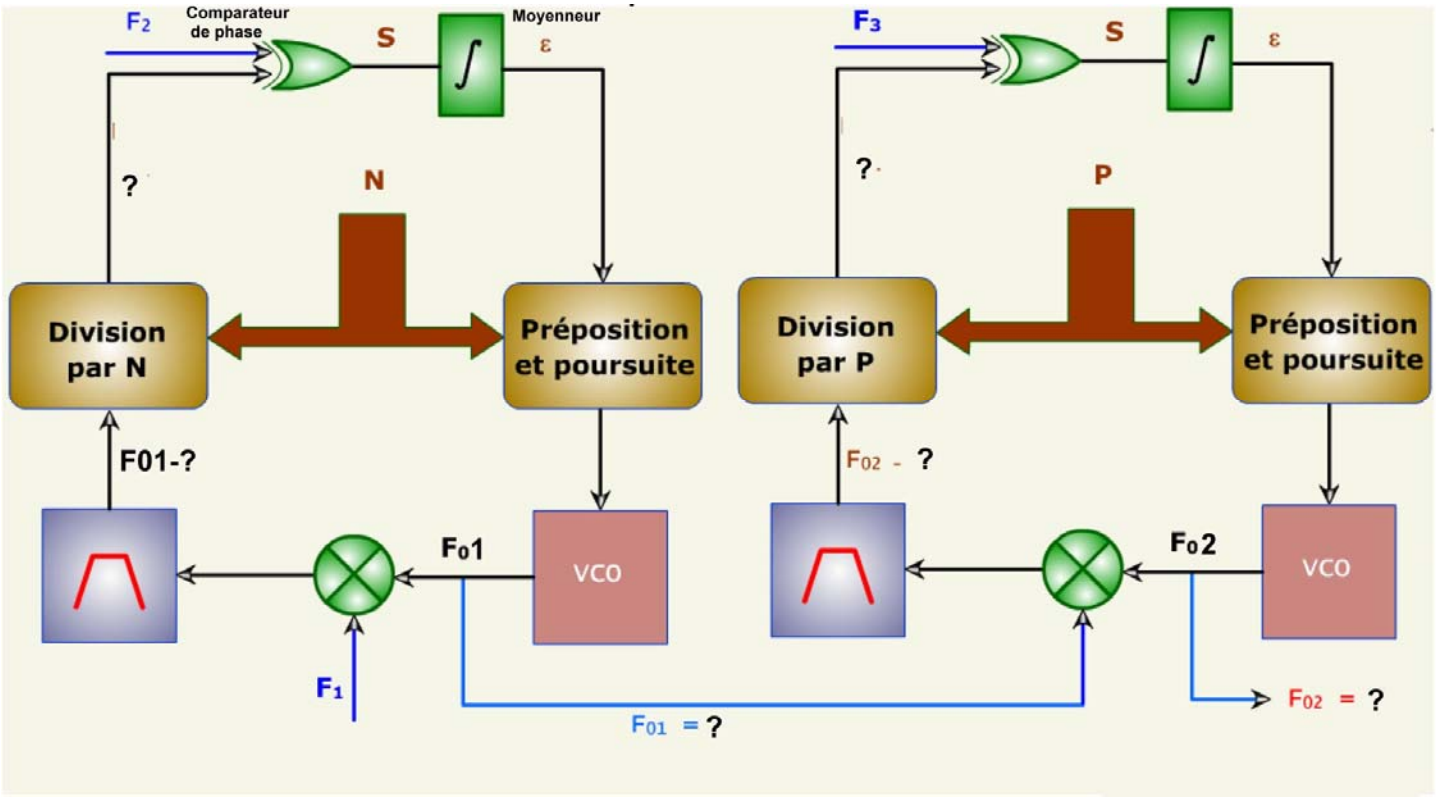
Pour ce faire la chaîne génération est organisée autour des éléments suivants :

- le boîtier de référence
- le boîtier synthétiseur
- la multiplication de fréquence ou les transpositions
- la mise en forme



Le boitier de référence est un dispositif qui permet de générer la gamme de fréquence nécessaire à l'élaboration de l'onde hyperfréquence basse puissance (bas niveau) à partir d'une fréquence délivrée par un oscillateur pilote, en effectuant des divisions et des multiplications de fréquences. Dans la plupart des cas, il produit la M.F ou FI de référence ainsi que plusieurs fréquences de référence F1, F2 à FN.

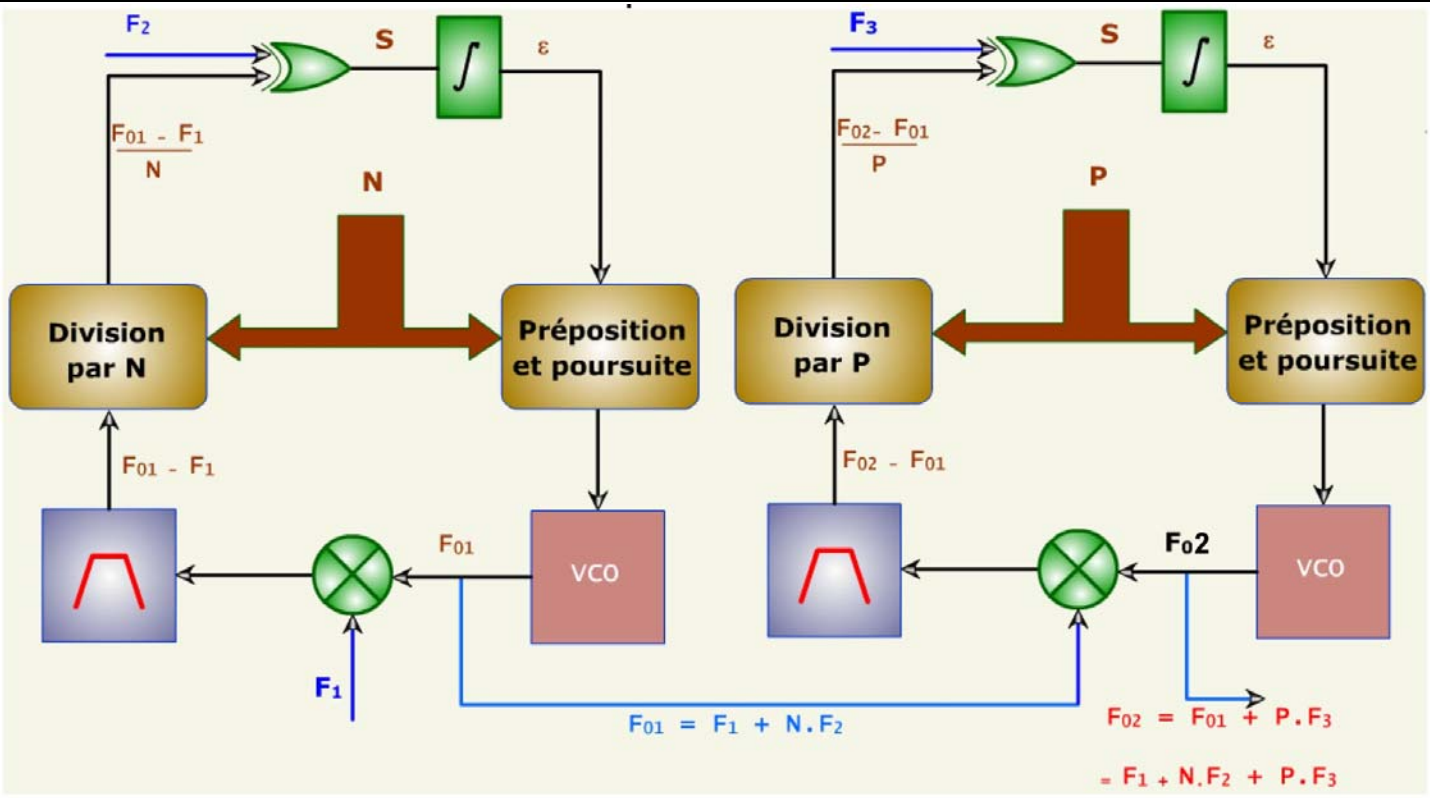
On donne ci-dessous la structure générale du synthétiseur de fréquence



a) Complétez sur le schéma ci-dessus les points d'interrogations par une expression littérale
b) Donnez l'expression littérale de F02=F0 en fonction de F1, F2, F3, P, N
c) On donne les caractéristiques suivantes :

F1=30Mhz, F2=20KHz, F3=10Mhz, N est codé sur 14bits et P est codé sur 12bits

En déduire les valeurs de fréquence minimum et maximum pour F01 et F02
d) Quel est le rôle de la première boucle de gauche et la deuxième boucle de droite


F2
S
ε
F01 - F1
N
N
Division par N
Préposition et poursuite
F01 - F1
F01
VCO
F1
F01 = F1 + N.F2
F3
S
ε
F02- F01
P
P
Division par P
Préposition et poursuite
F02 - F01
F02
VCO
F02 = F01 + P.F3
= F1 + N.F2 + P.F3