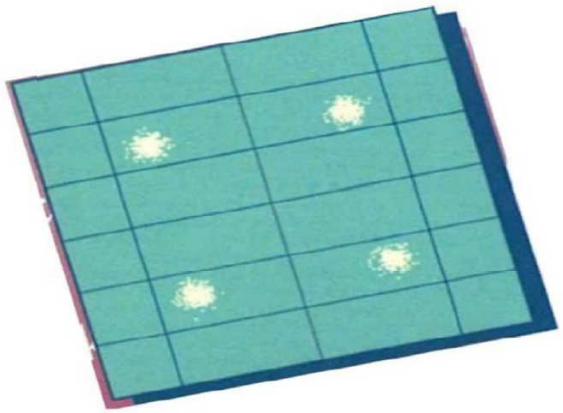
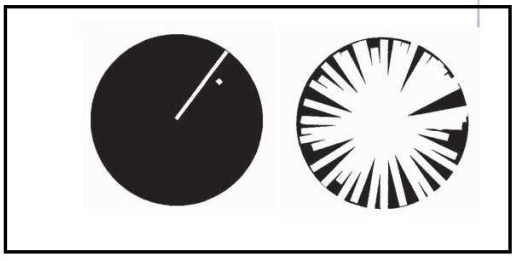
Les techniques de modulation analogique





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

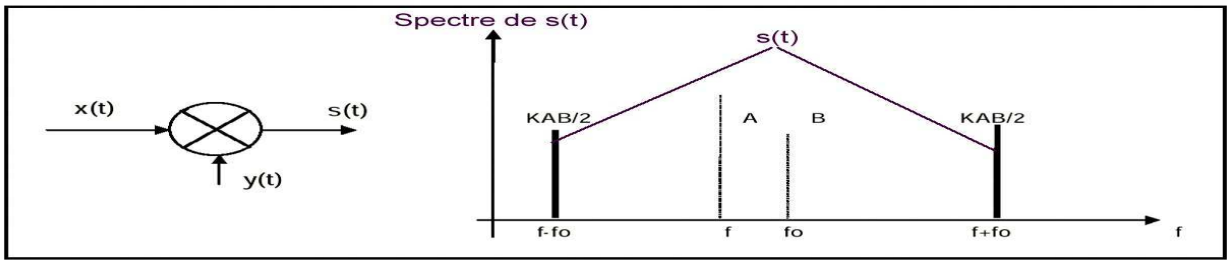
Il est primordial dans les chaines d'émission et de réception de pouvoir transposer le spectre d'un signal pour les raisons suivantes :

- 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.

1.a) La fonction multiplication ou mélange

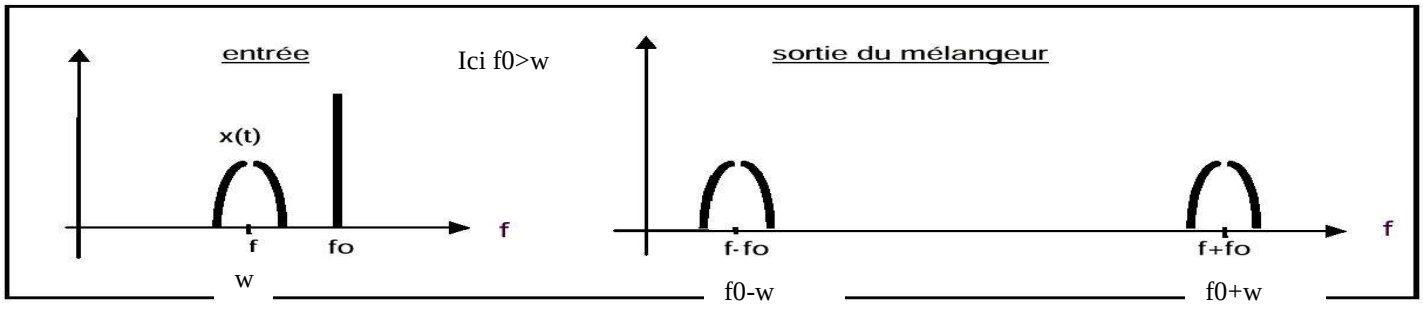
Le mélangeur est un dispositif à deux entrées et une sortie qui effectue sur les signaux appliqués sur les entrées une **opération non-linéaire de multiplication.**
Dans un système linéaire comme un filtre par exemple, on retrouve en sortie des fréquences identiques à celles qui ont été injectées à l'entrée.
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 :



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

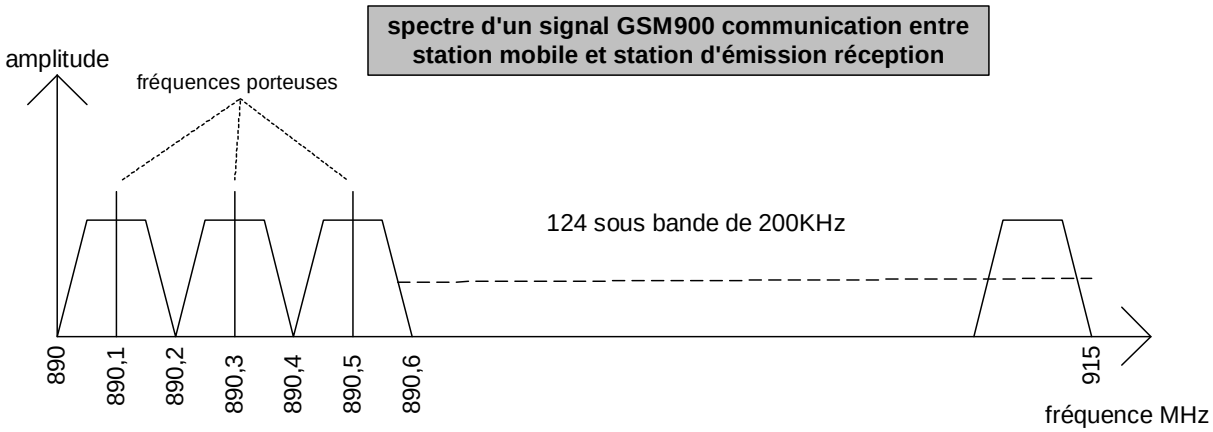
Le spectre en sortie est donc composé de deux raies aux fréquences **somme et différence**.

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.



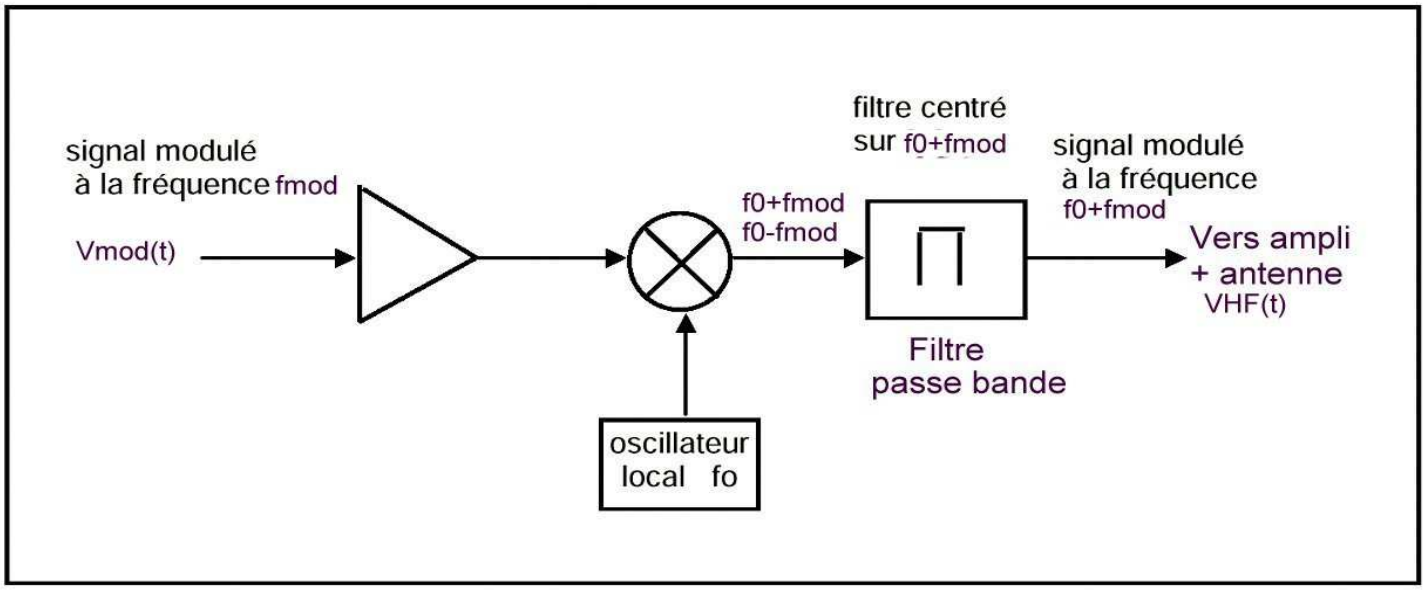
En sortie du mélangeur, on retrouve comme précédemment le spectre du signal x(t) centré sur les fréquences f0-w et f0+w.
Cette transposition spectrale est essentielle pour adapter le message au canal de transmission, en effet, le signal transmis n'occupe pas toute la bande passante du canal. Il est donc 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 :



1.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).

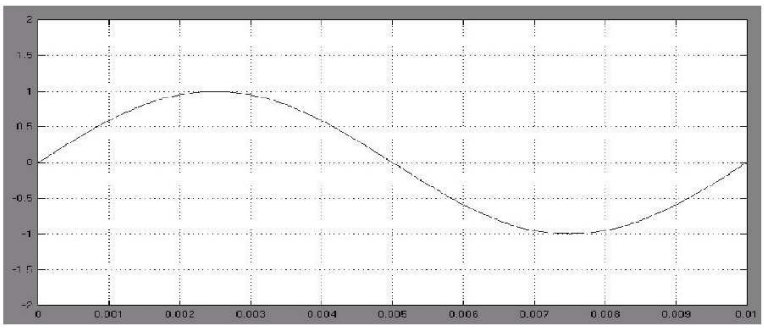


Dans ce type d'application, le mélangeur sera toujours associé à un filtre sélectif qui permet de

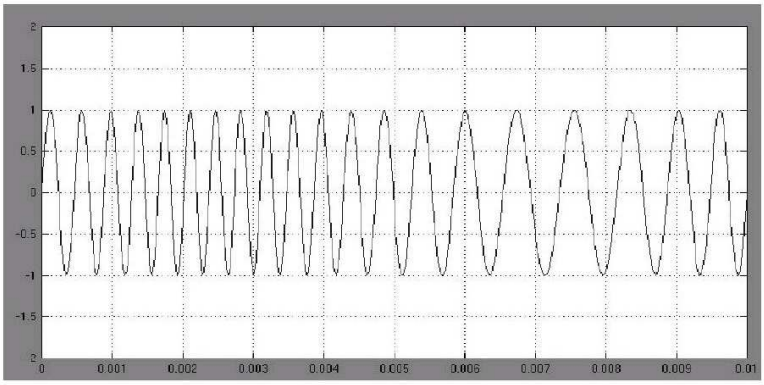
Sélectionner la partie du mélange désirée. Cette fonction permet de transposer le spectre d'une station radio, une chaîne de télévision, un canal GSM vers une autre bande de fréquence plus élevée. Cette transposition permettra de disposer de plusieurs canaux, chaînes, stations dans une bande de fréquence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

Représentation temporelle

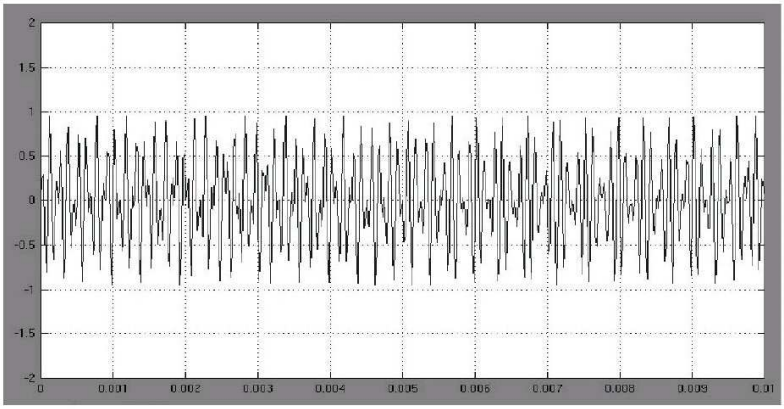
Information



Signal Modulé

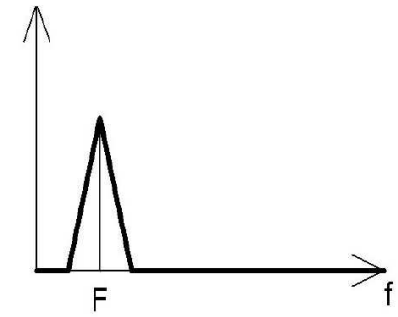


Signal HF

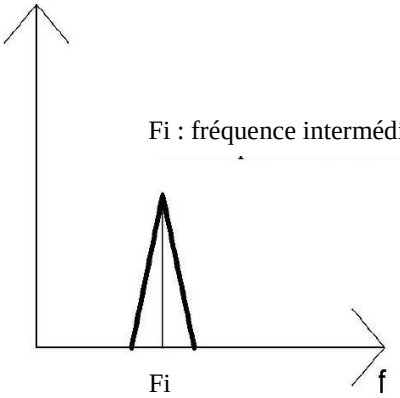


Représentation fréquentielle

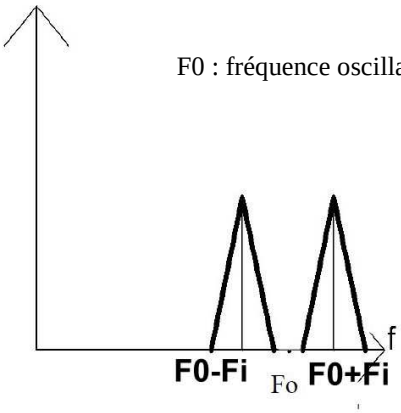
Vinfo(f)



Vmod(f)



Vhf(f)

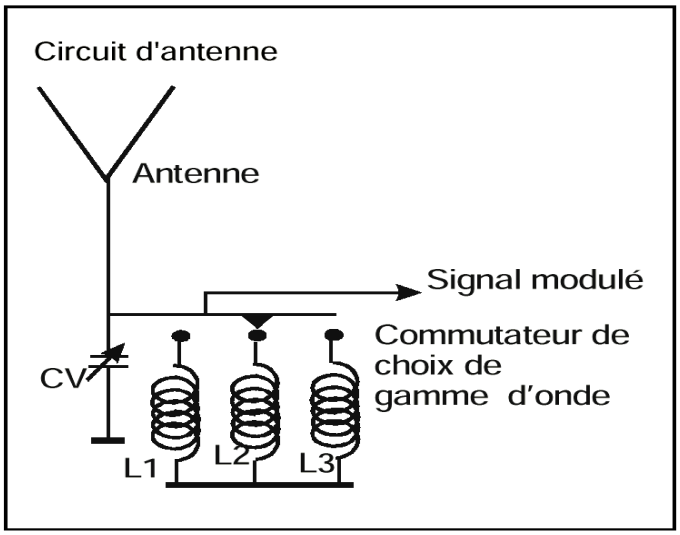


Fo

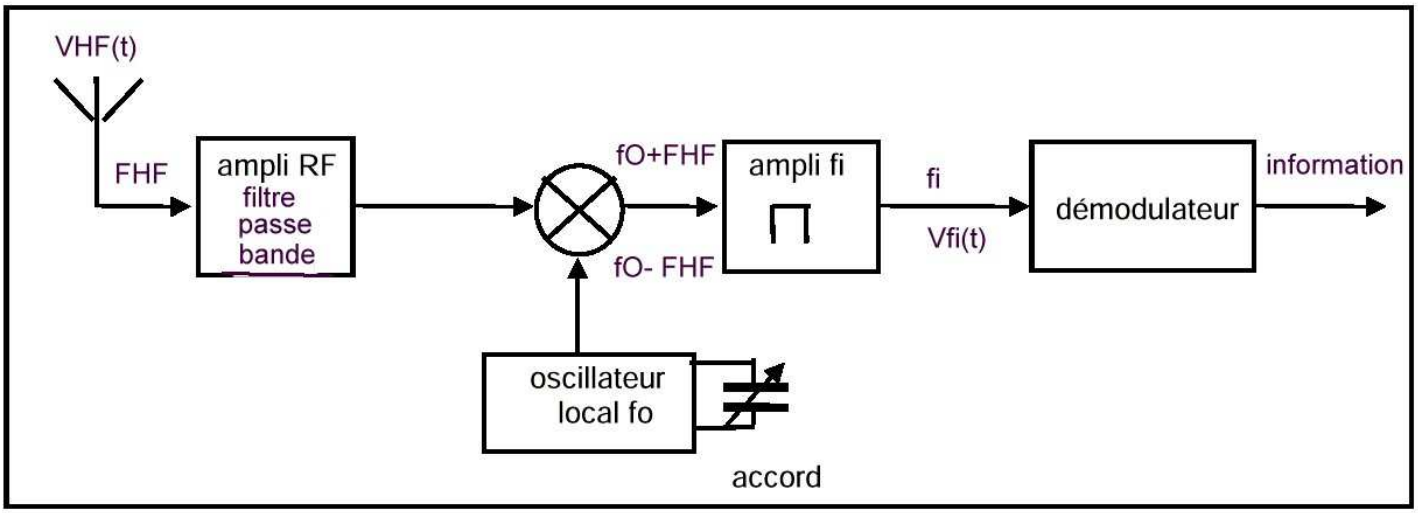
✍ Complétez sur le graphique Vhf(f) la forme du spectre (on suppose que Fo>>Fi)

1.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

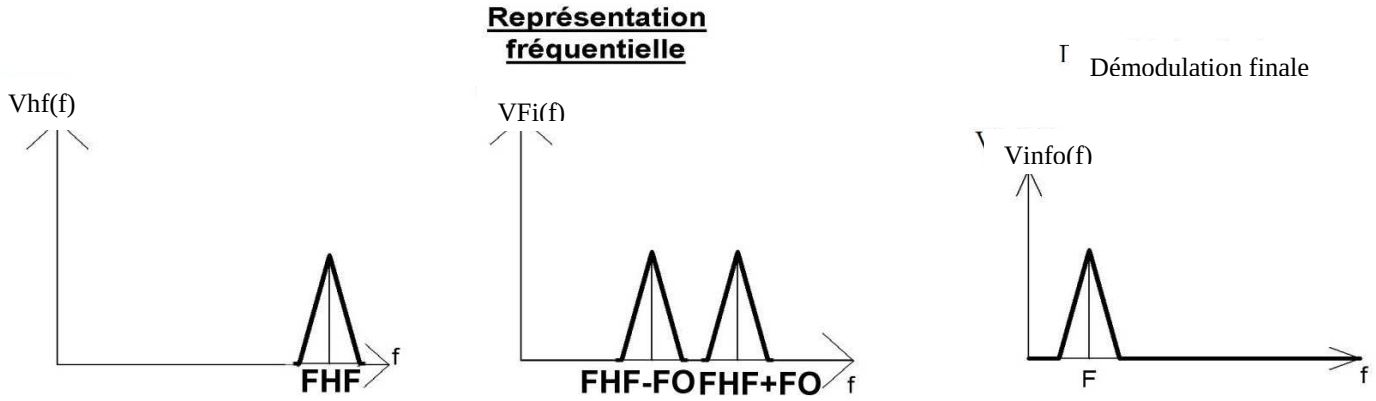


Pour contourner cette difficulté, on utilise presque systématiquement le récepteur à changement de Fréquence ou superhétérodyne.



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 ...



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

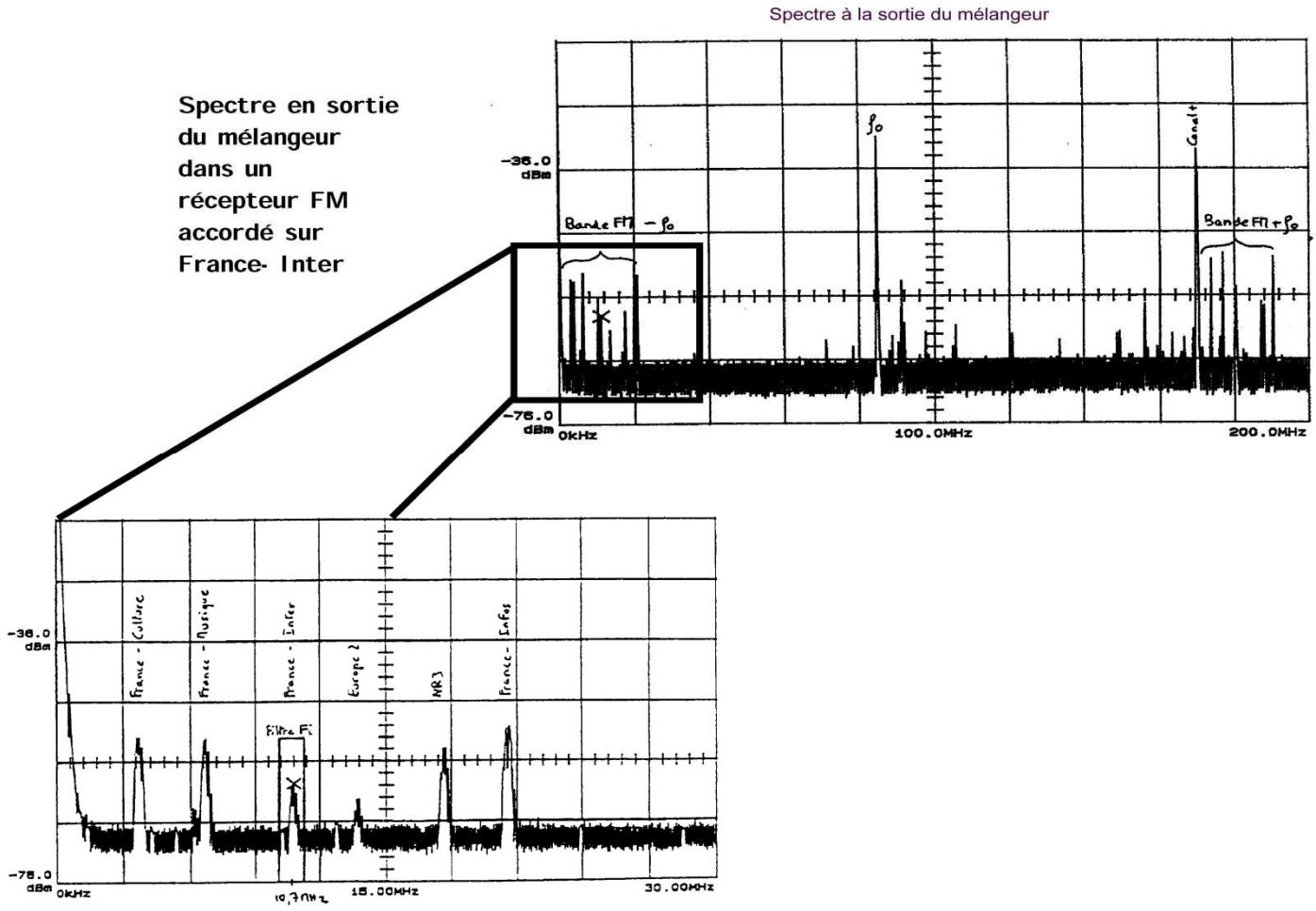
On veut capter une station radio FM à 101.1MHz, la fréquence centrale du filtre FI est de 10.7MHz.
✍ Calculez les fréquences de l'oscillateur local pour que le récepteur puisse se caler sur la station radio ?

Si| FHF-FOL|=FI=10.7MHz

FHF-FOL=10.7MHz → FHF=10.7+101.1=111.8Mhz
FOL-FHF=10.7MHz → FHF=101.1-10.7=90.4Mhz

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

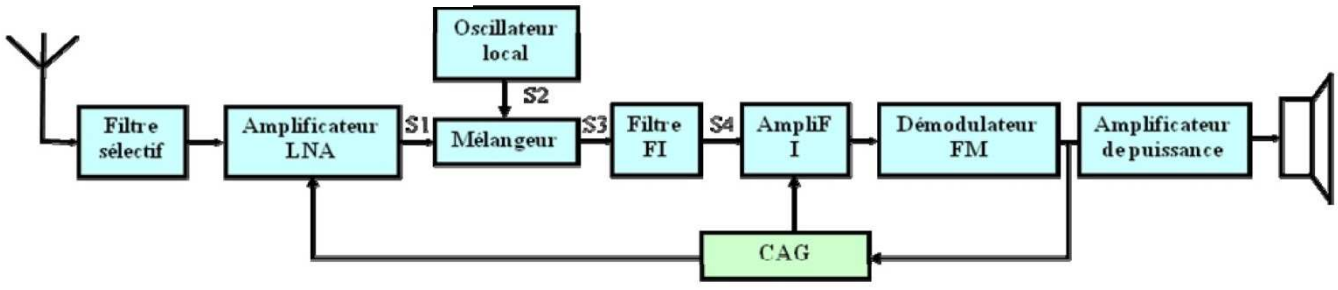
exemple la bande radio FM :



b) Le problème de la fréquence image (exemple : le récepteur FM)

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 pré-réglé 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.

108-88.8 =20MHz donc fi=10MHz minimal

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 :

$$Bf \leq 2 \times fi \quad fi: fréquence\ intermédiaire$$

1 .d) Le récepteur hétérodyne simplifié en AM

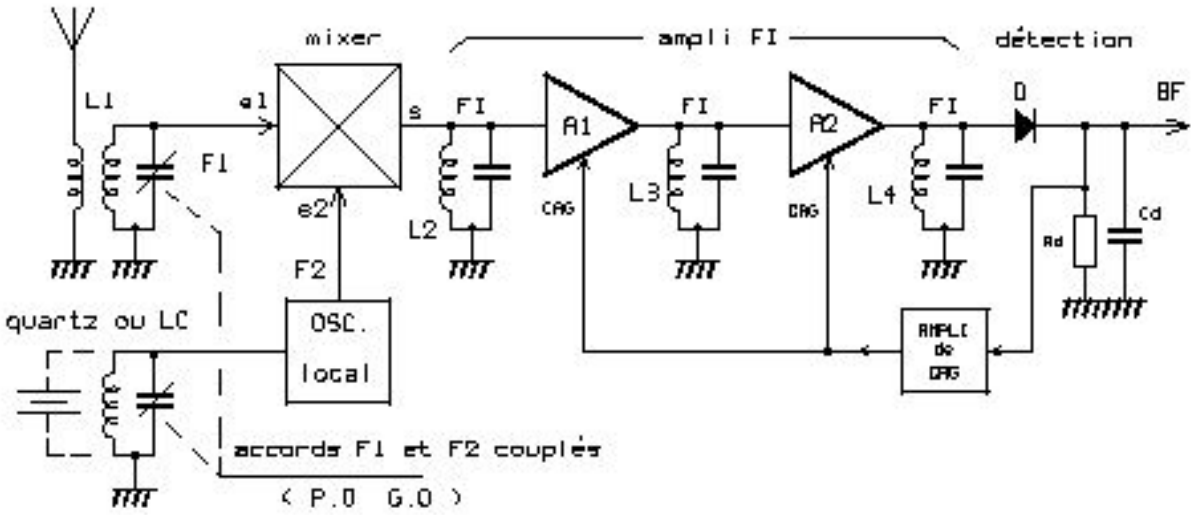
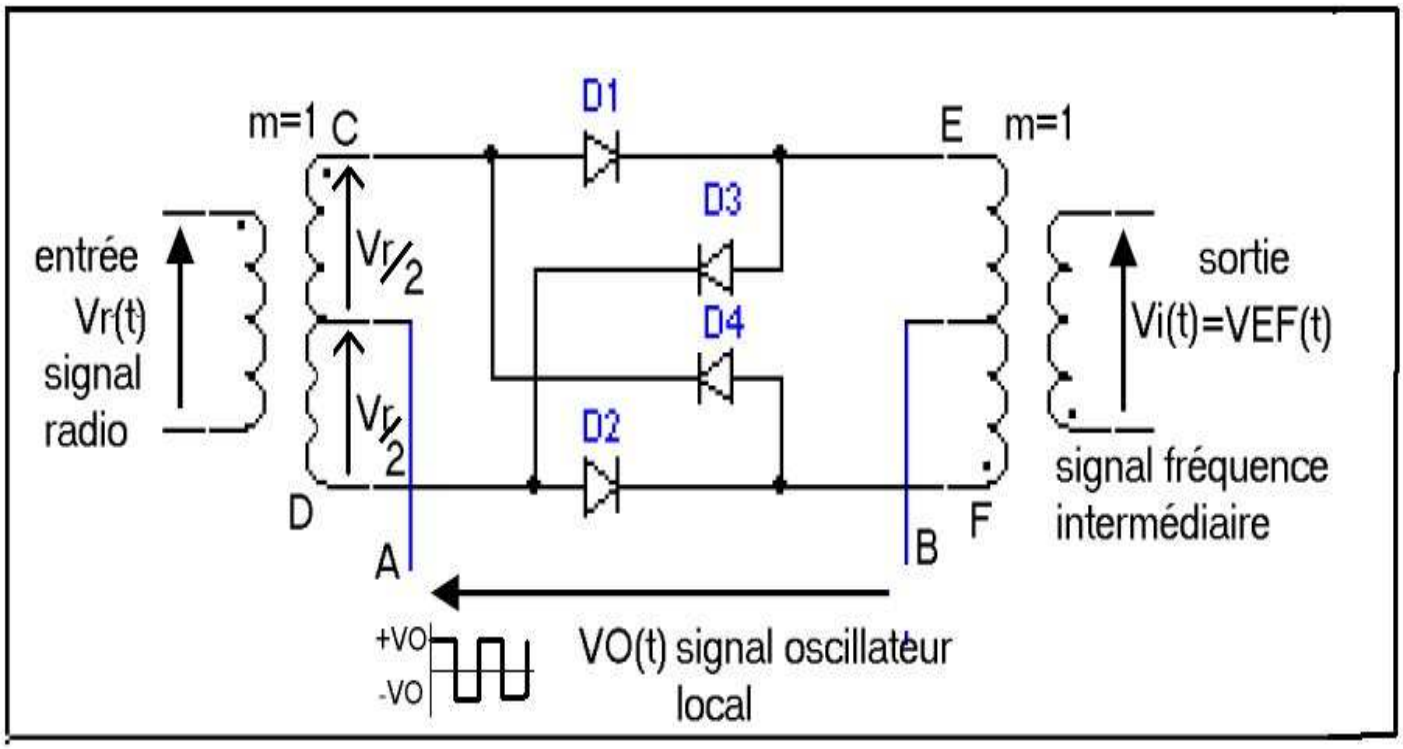


Fig. 6. Structure d'un récepteur AM
à changement de fréquence

1.e) Réalisation pratique d'un mélangeur

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

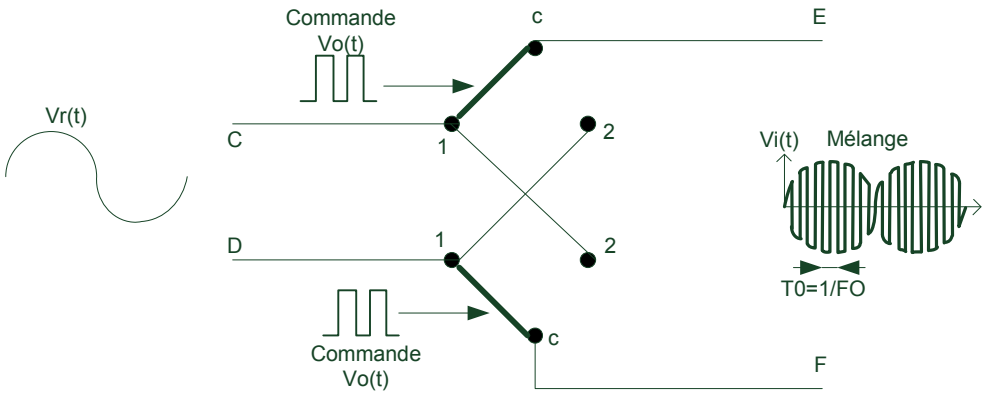
Si Vo(t)=VO D1 et D2 conduisent D3 et D4 sont bloquées

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

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

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

Le schéma équivalent :



✍ Expliquez brièvement le principe de ce schéma équivalent :

Si VO(t)=VO l'interrupteur commandé est en position 1 on a Vi(t)=Vr(t)

Si VO(t)=-VO l'interrupteur commandé est en position 2 on a Vi(t)=-Vr(t)

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

La tension de sortie (mélange) apparait donc comme le produit de la tension d'entrée et d'un signal carré de fréquence Fo variant entre +1 et -1

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

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

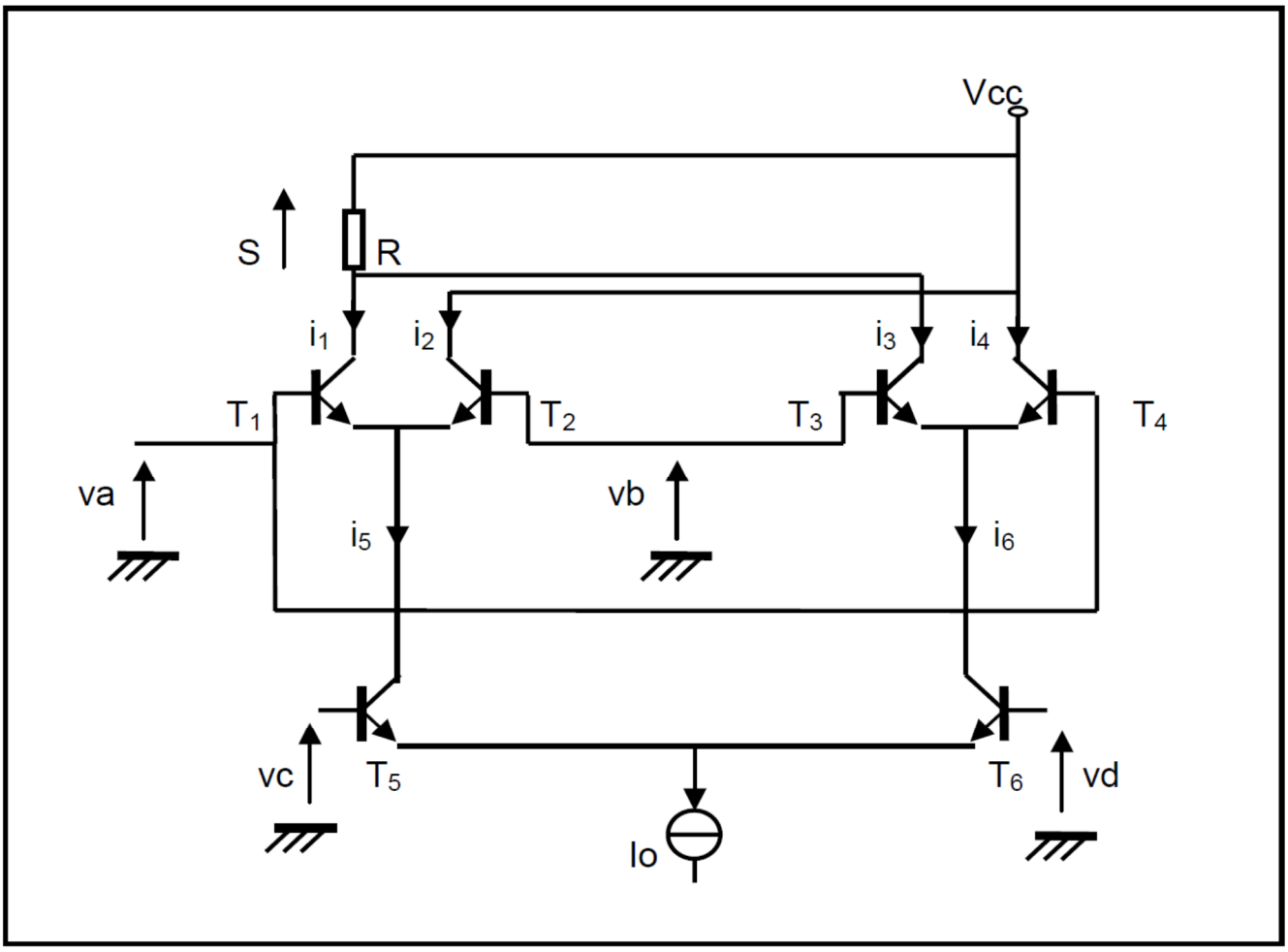
$$Vi(t)=\frac{2.Vr}{\Pi}\times[\cos(wo+wr)t+\cos(wo-wr)t-\frac{1}{3}\cos(3.wo+wr)t-\frac{1}{3}\cos(3.wo-wr)t+.....]$$

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).

2) Le multiplieur analogique

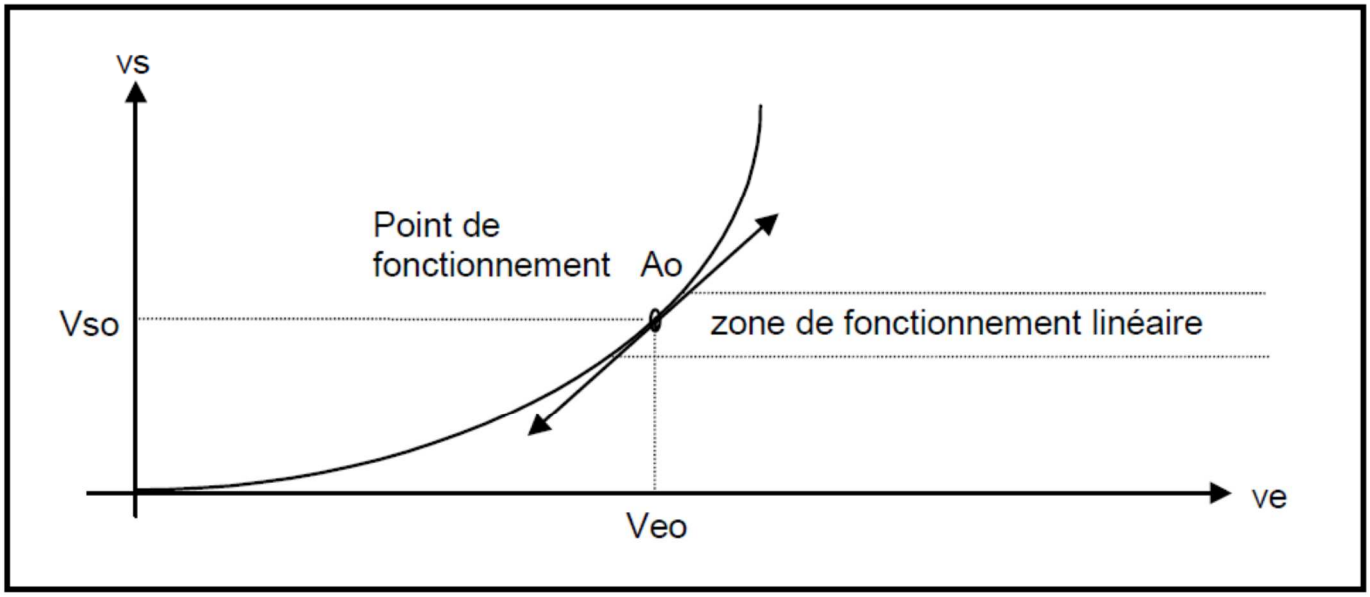
La **cellule de Gilbert** est le montage de **mélangeur à transistors** le plus utilisé parce que facilement intégrable .Avec les techniques actuelles, on peut réaliser ce type de mélangeur jusqu'à quelques gigahertz.



On montre par le calcul que
s(t) = - 0,25.R.Io.λ^2.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.

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+ ...
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 une signal ve(t) qui est la somme de deux signaux x(t) et y(t). Le signal de sortie aura alors l'expression suivante :

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

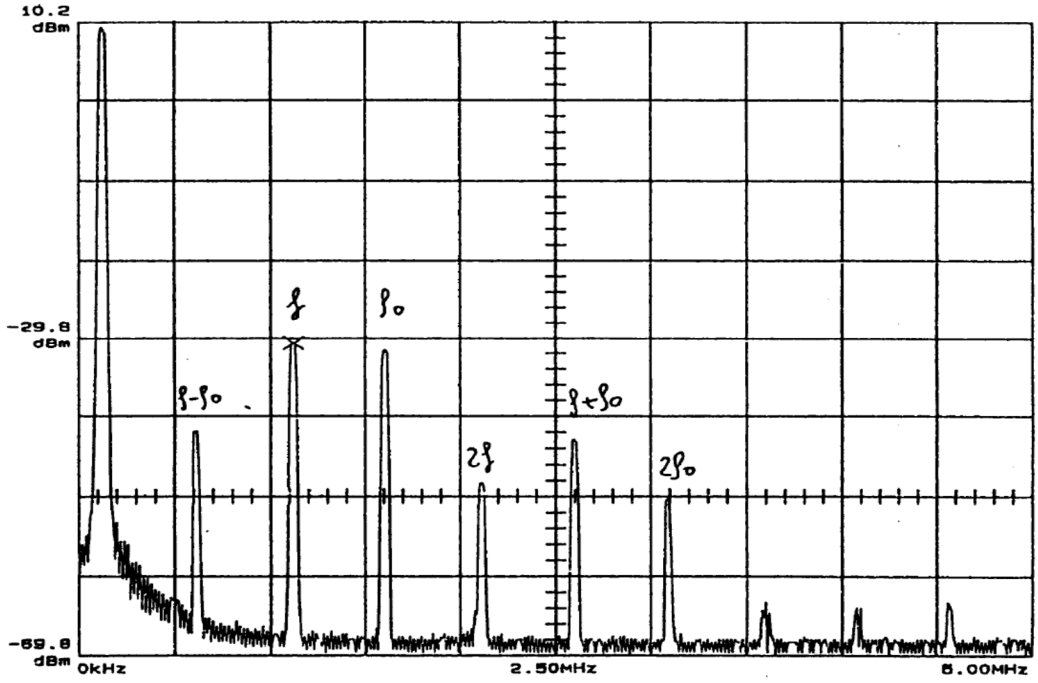
$$= A.x(t) + B.x(t)^2 + C.x(t)^3 + \ldots + Kn.x(t)^n + A.y(t) + B.y(t)^2 + C.y(t)^3 + \ldots + Kn.y(t)^n + \ldots$$

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

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)

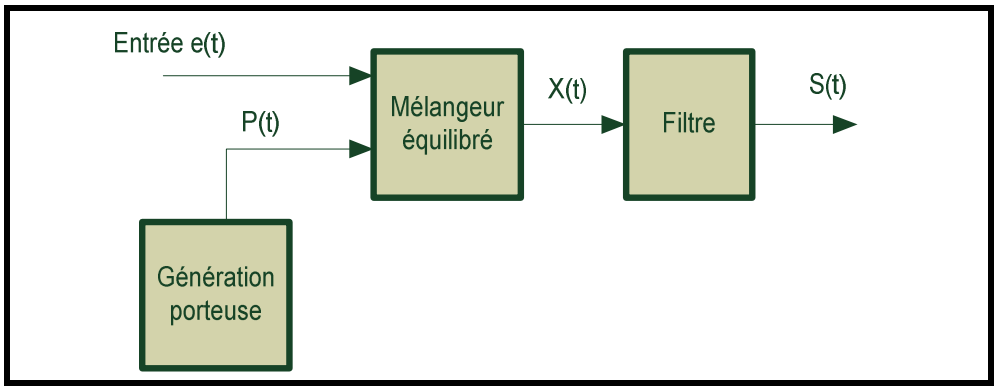
Les spectres du signal de sortie pour les deux signaux sinusoïdaux de fréquence f et fo à l'entrée mettent en évidence le fonctionnement en mélangeur de ce montage.



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

Le deuxième ordre $(\cos(wo.t)+\cos(w.t))^2$

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 ?

Oui car **s(t) = - 0,25.R.Io.λ^2.0.y=0**

5) Les caractéristiques d'un mélangeur

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

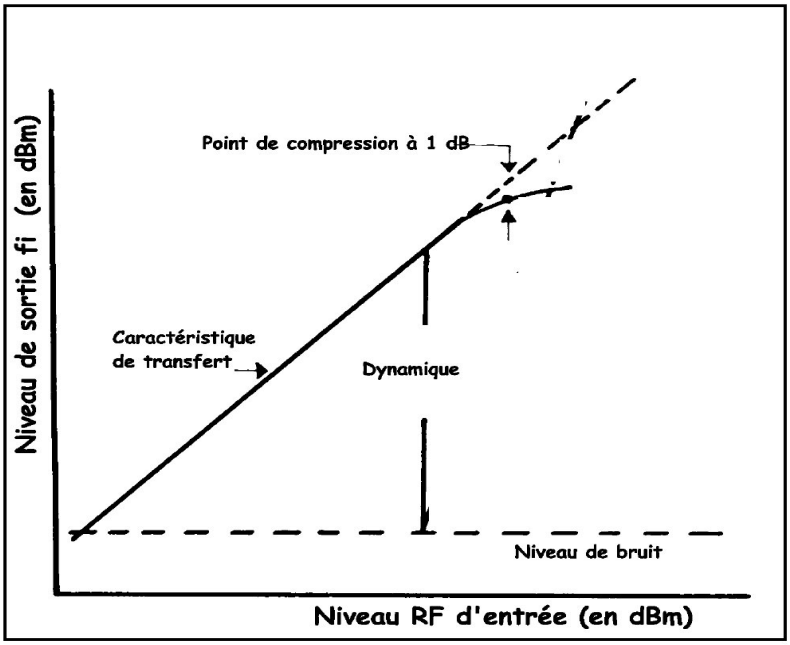
Pour un mélangeur à composant passif le gain de conversion ne peut être inférieur qu'à -3dB

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

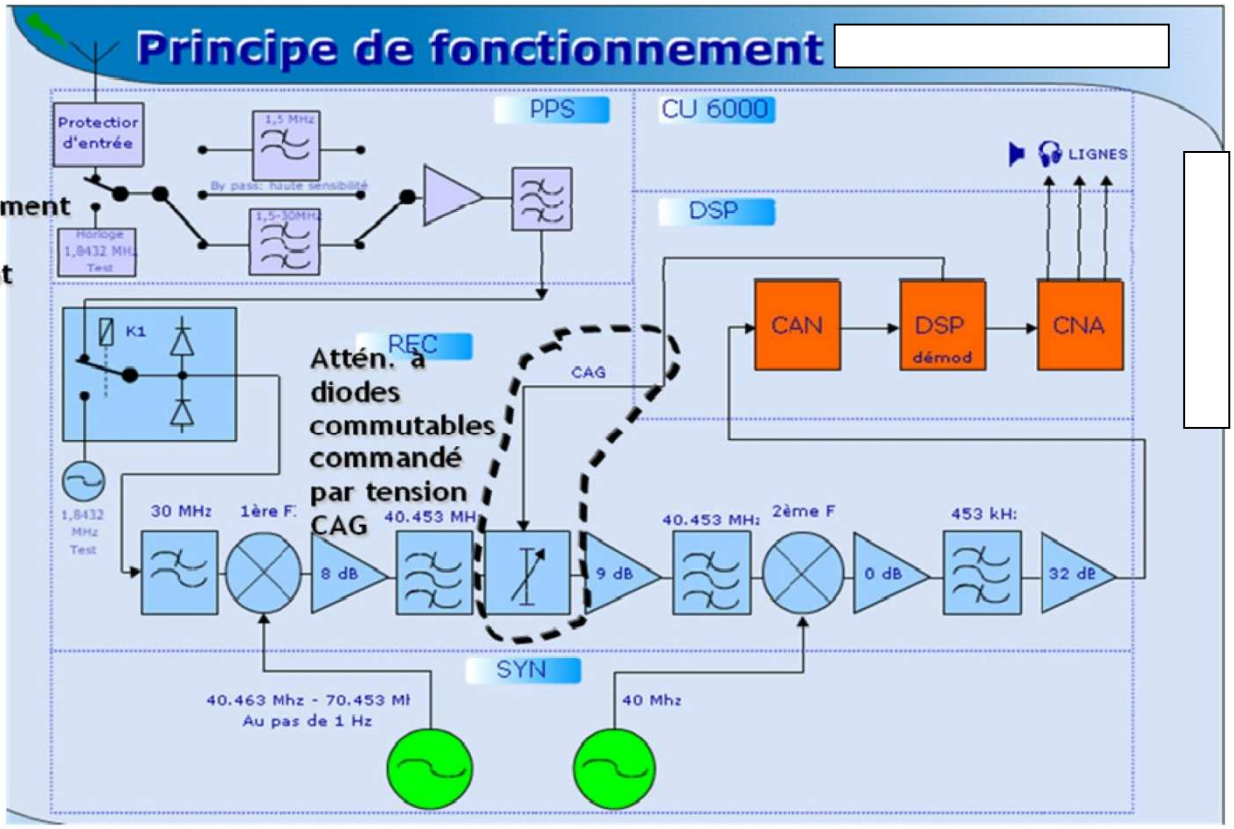
Les puissances sont généralement exprimées en dBm

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



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.

6) Exemple d'un émetteur récepteur MODEM



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

Fi=|FOLmax-FPmax|=|FOLmin-FPmin| donc FPmin=100Khz, FPmax=30Mhz Fi=40.453Mhz

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

Fimagemax=70.453+40.453=110.906Mhz Fimagemin=40.453+40.463=80.906Mhz

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

Non à cause du filtre passe bas à l'entrée du premier mélangeur qui élimine cette bande

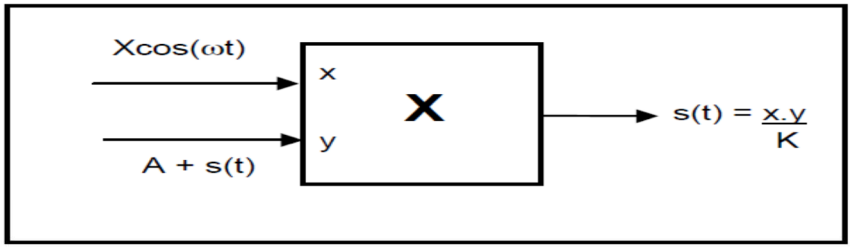
✍ Quel est l'intérêt d'utiliser 2 fréquences intermédiaires avec 2 mélangeurs ?

On a Fi> bande passante du spectre radiofréquence on va repousser très loin la bande de fréquence image ce qui permettra un filtrage plus efficace de cette bande de fréquence image (filtre de 100Khz à 30Mhz), évite un filtre trop sélectif avec des Q élevées

b) Les Modulateurs et démodulateurs d'amplitude

b.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 :



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

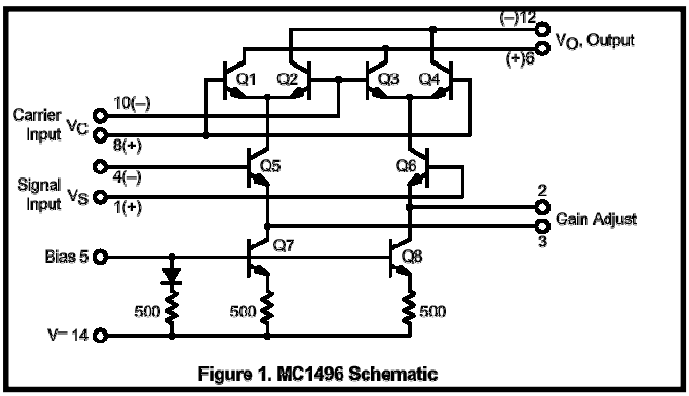


Figure 1. MC1496 Schematic

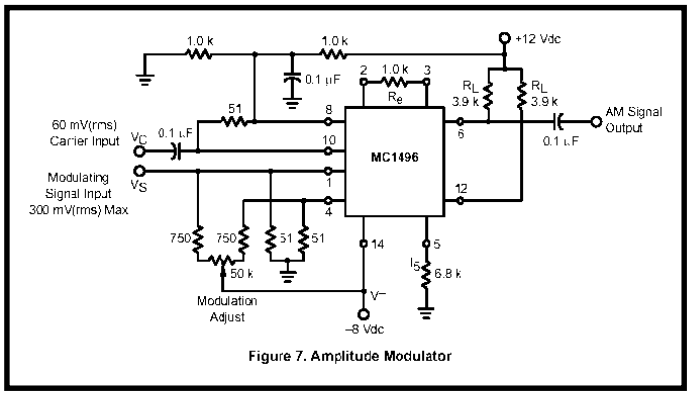
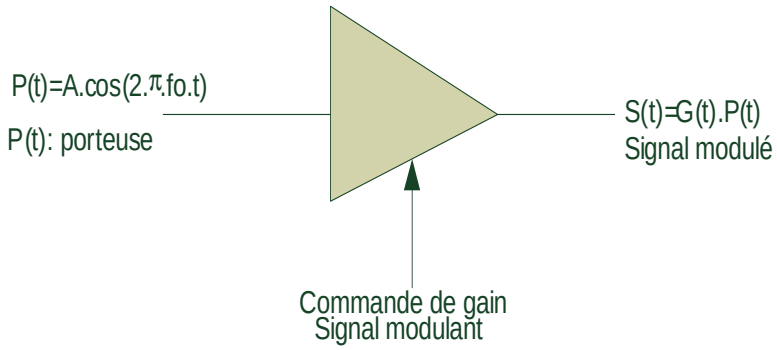


Figure 7. Amplitude Modulator

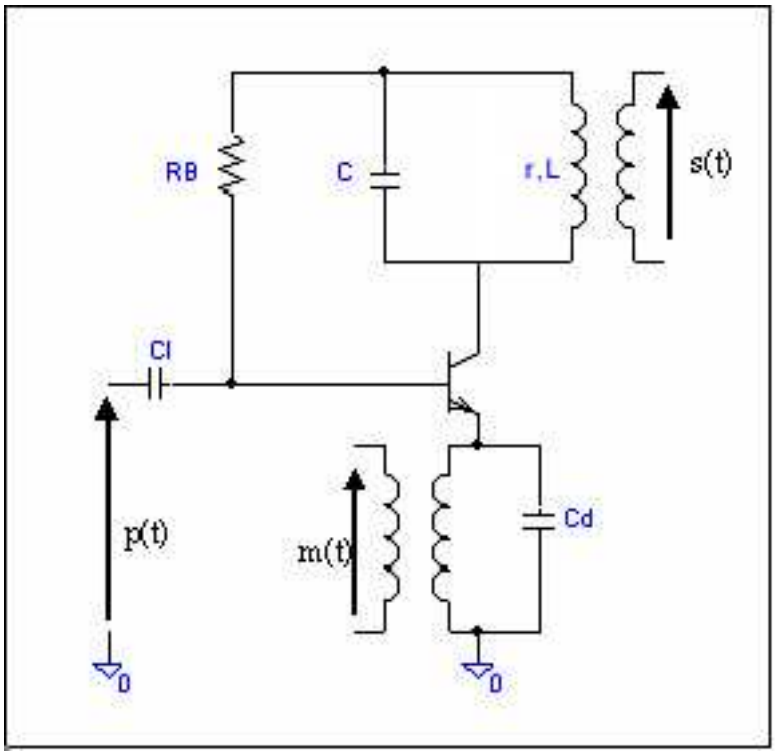
b.2) Les modulateurs : les amplificateurs à gain variable



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

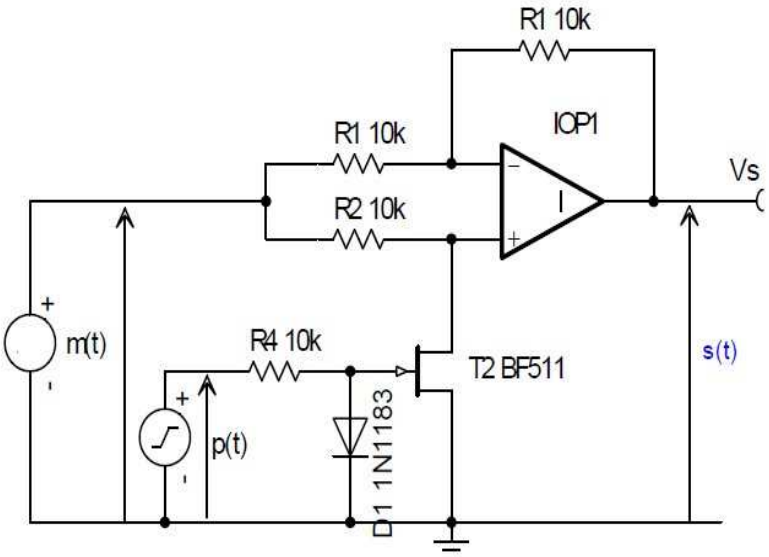
S(t)=A.(GO+α.m(t)).cos(2.π.fo.t) fo :fréquence de la porteuse

Le schéma <u>de base</u> 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.



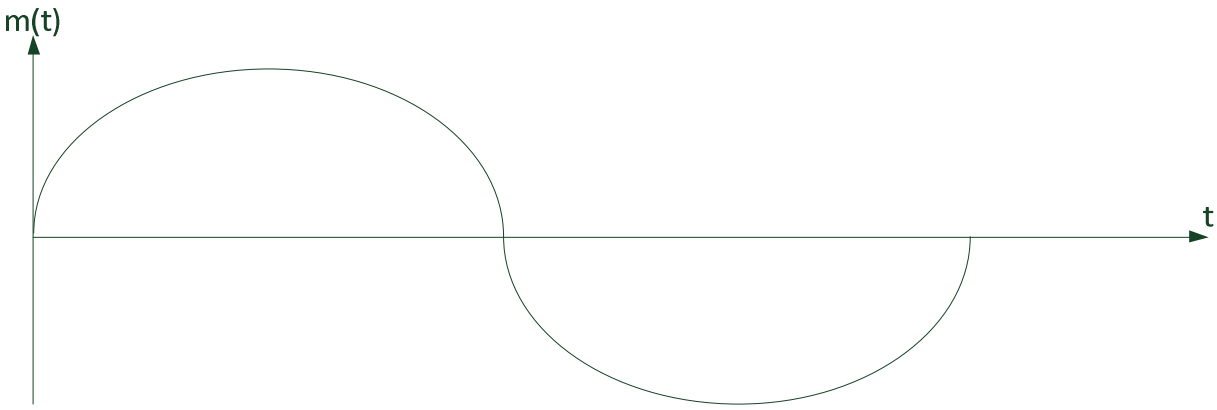
<u>b.3) Les modulateurs : les modulateurs à découpage</u>

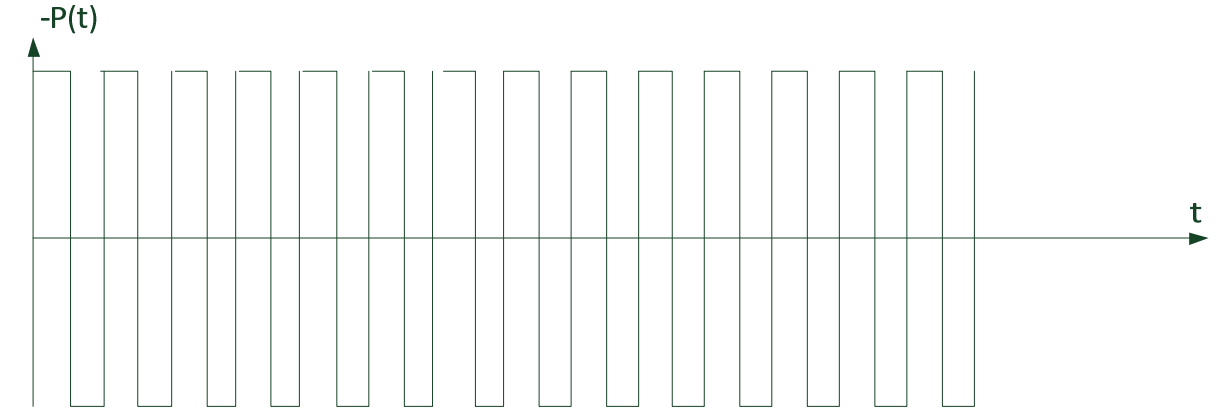
<u>Modulateur à découpage à ampli +1/-1.</u>

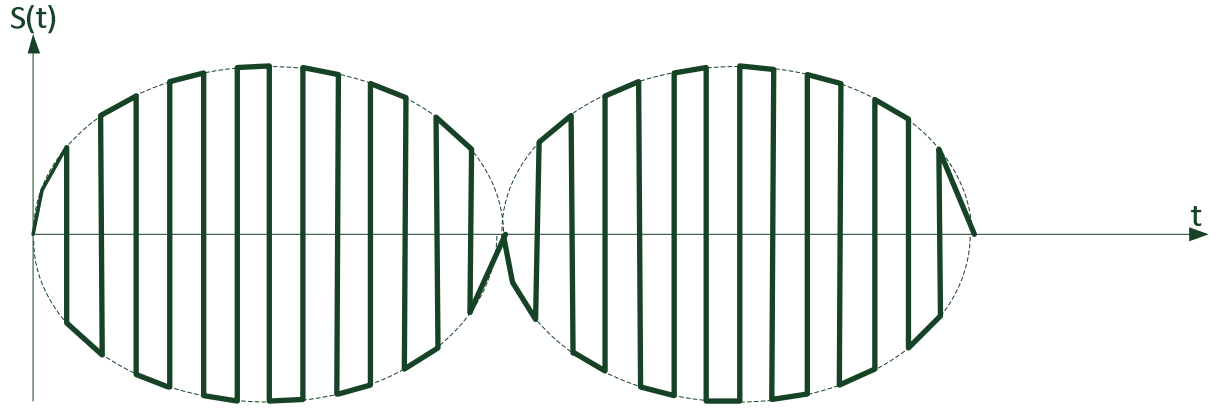


<u>p(t) > 0</u> alors s(t) = - m(t) car le JFET est équivalent à un interrupteur fermé.

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







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

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

- 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 ?

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

$$\mathbf{s(t) = p(t) = \frac{4}{\pi} \times (+1 \times m(t) \times \cos(2 \times \pi \times n \times f_0 \times t) - 1 \times m(t) \times \cos(2 \times \pi \times 3 \times f_0 \times t) + ..)}$$

En filtrant les fréquences à partir de 3.f0

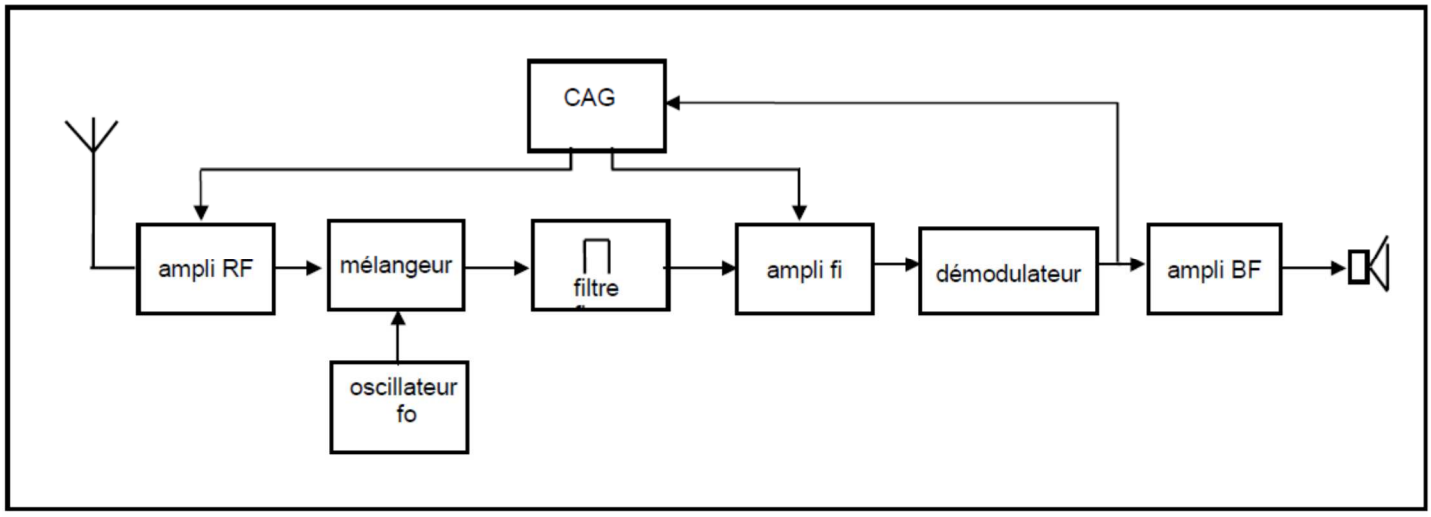
$$\mathbf{s(t) = p(t) = \frac{4}{\pi} \times (m(t) \times \cos(2 \times \pi \times n \times f_0 \times t))}$$

La modulation double bande sans porteuse MDBSP

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

b.4) Démodulation d'un signal MDBAP

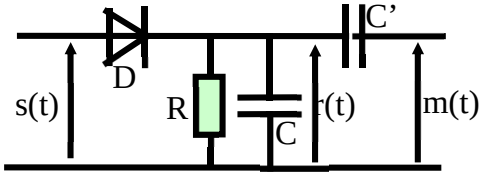
Dans un récepteur AM, le signal peut être démodulé une fois qu'on a sélectionné l'émetteur que l'on désire capter. La sélection est faite à l'aide de la structure habituelle : oscillateur local-mélangeur.



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

b.4.1) Les démodulateurs : les détecteurs d'enveloppe

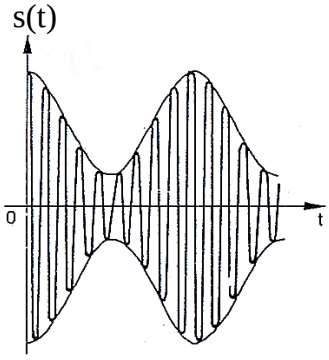
Cette technique ne peut être utilisée qu'avec une MDBAP dont l'indice de modulation est **< 1**. Le principe de ce type de démodulateur consiste à récupérer l'enveloppe du signal modulé par un système de redressement + filtrage.

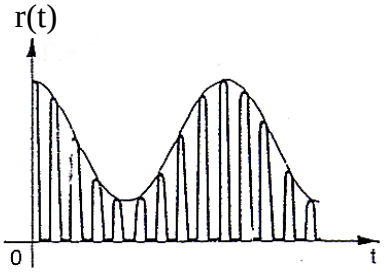


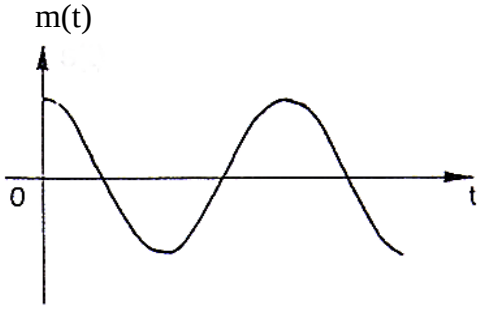
Détecteur d'enveloppe

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'

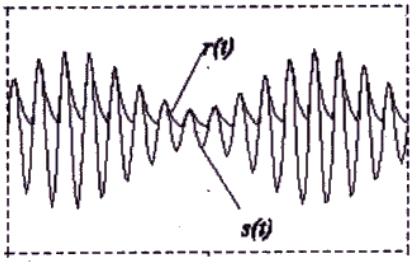




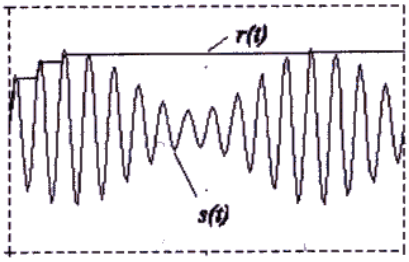


Choix optimal de τ : on peut facilement comprendre que le filtre RC doit être dimensionné afin de conserver le signal modulant dont la fréquence maximum est fmax tout en réjectant la porteuse à fi. D'où une première approximation : ***fmax < f << fi (f = 1 / τ)***
Autrement dit, la constante de temps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

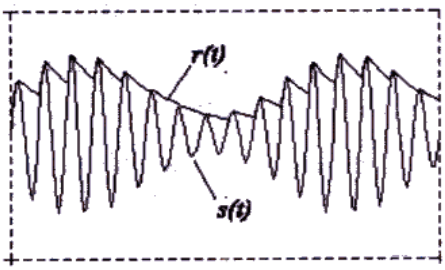
- beaucoup plus élevée que la période de la porteuse
- plus faible que la période du signal modulant



τ trop faible



τ trop élevé



τ optimum

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

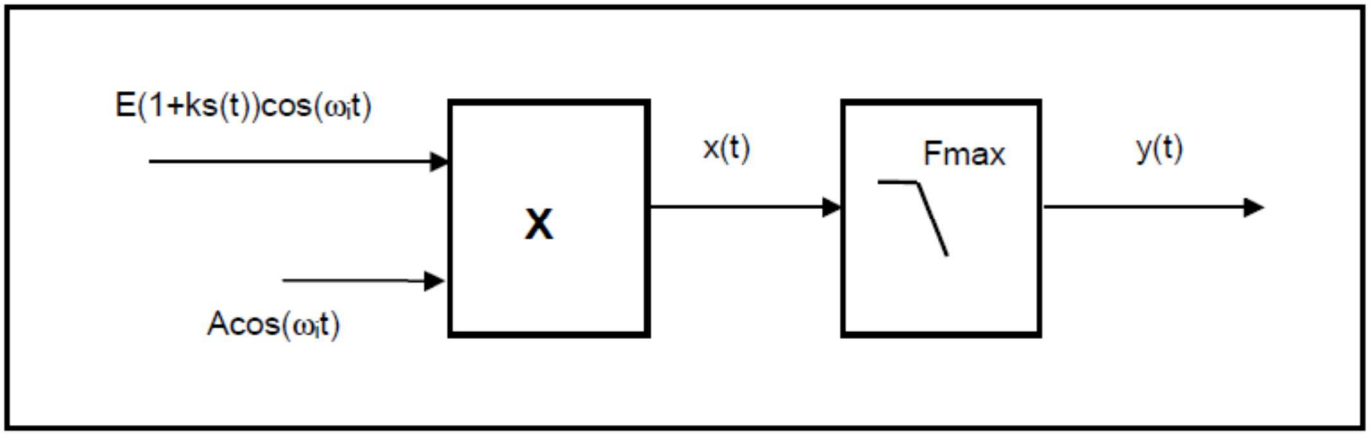
On peut démontrer, par un calcul plus rigoureux, que le choix de τ dépend également du taux de modulation :

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

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.4.2) Les démodulateurs : les démodulateurs synchrones

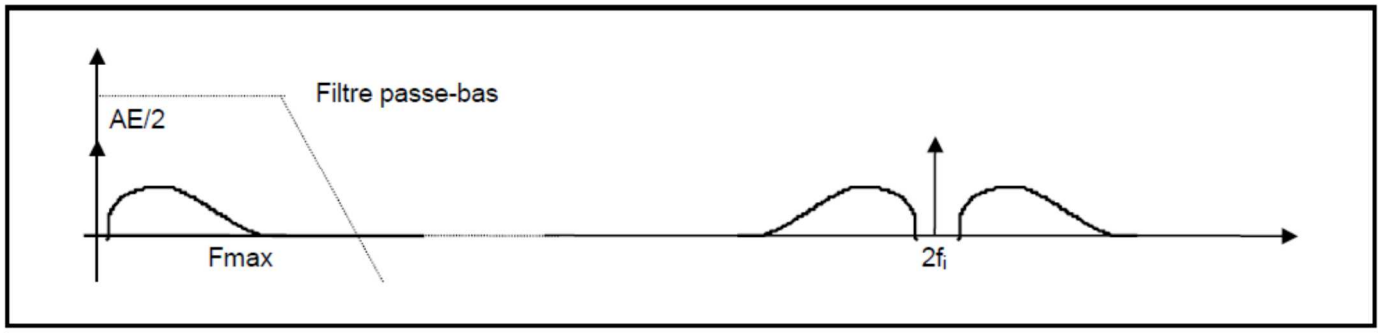
Elle est nécessaire s'il y a sur-modulation car la détection d'enveloppe ne s'applique plus à des enveloppes qui se croisent. C'est une démodulation cohérente.
Dans une **démodulation synchrone**, on multiplie simplement le signal AM par un signal sinusoïdal en phase (synchrone) avec la porteuse :



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

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

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+φ)=A.E.cos(wi.t)+K.A.E.s(t). cos(wi.t) x cos(wi.t+φ)

X(t)= A.E.cos(wi.t)+(K/2).A.E. s(t).cos (φ)+(K/2).A.E. s(t). cos(2wi.t+φ)

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

X(t)= (K/2).A.E. s(t).cos (φ).

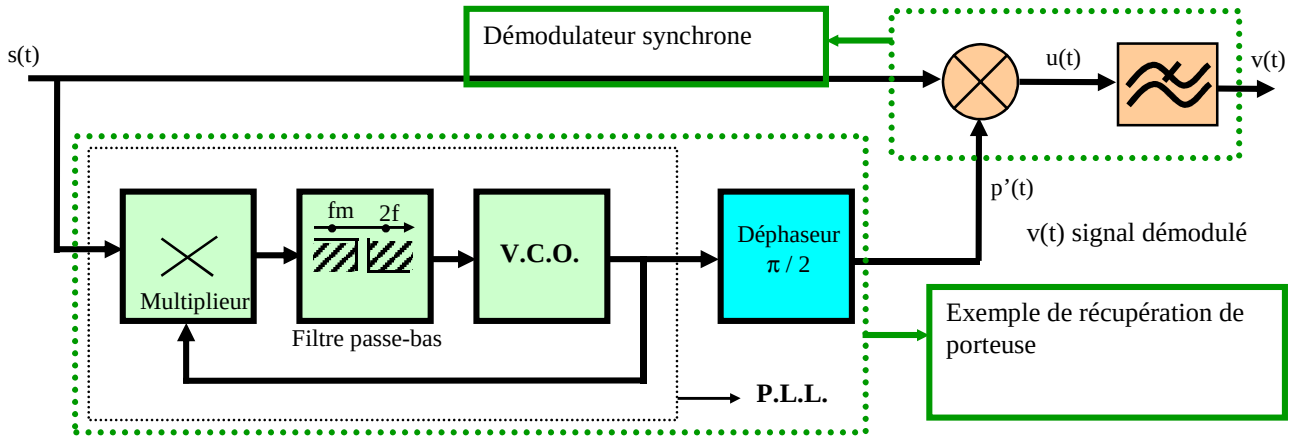
Le signal, une fois démodulé, est atténué de **cosφ**. En pratique, φ peut prendre une valeur aléatoire : ➢ ***Le signal démodulé est nul si φ = +/- π/2***

➢ ***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

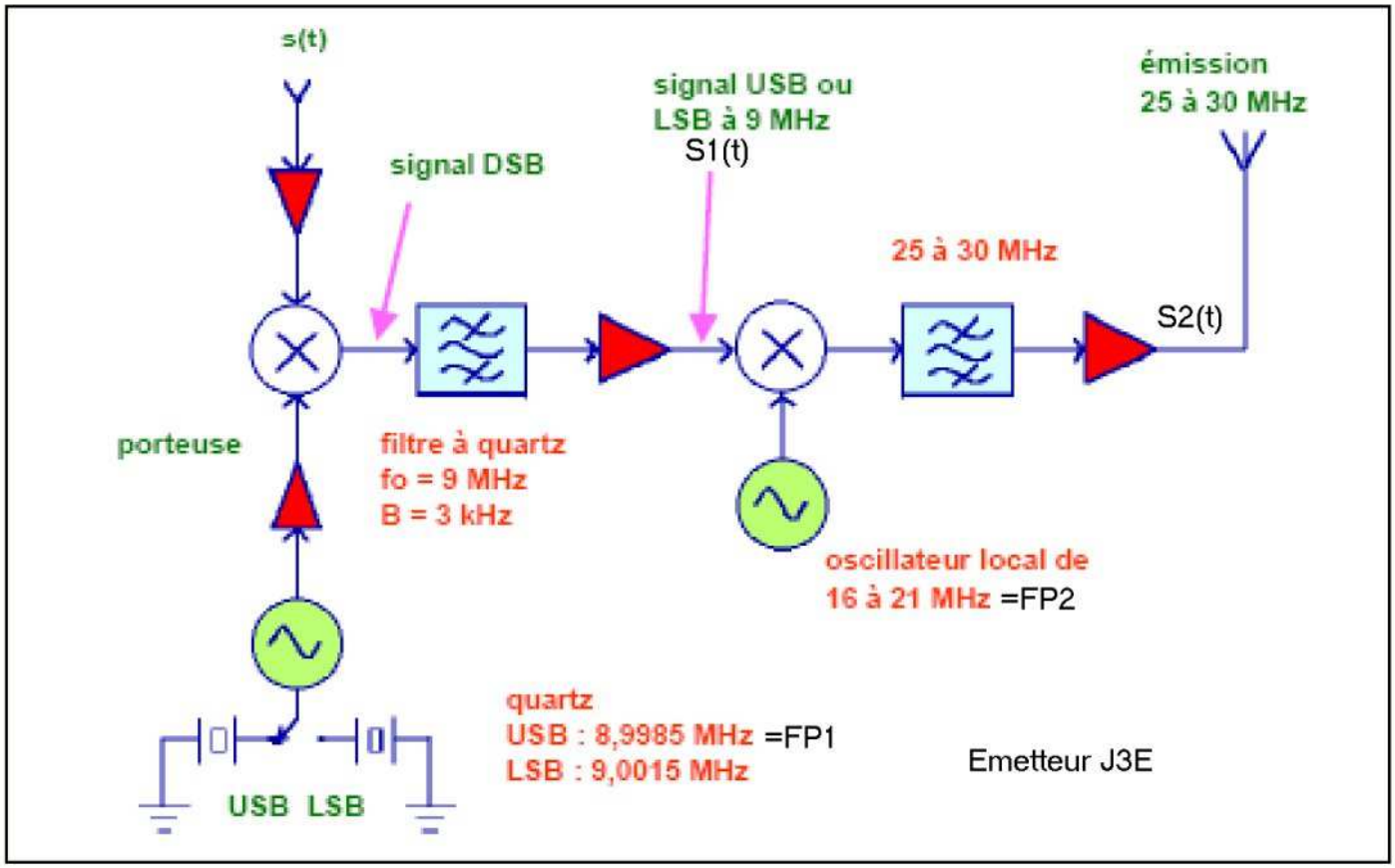


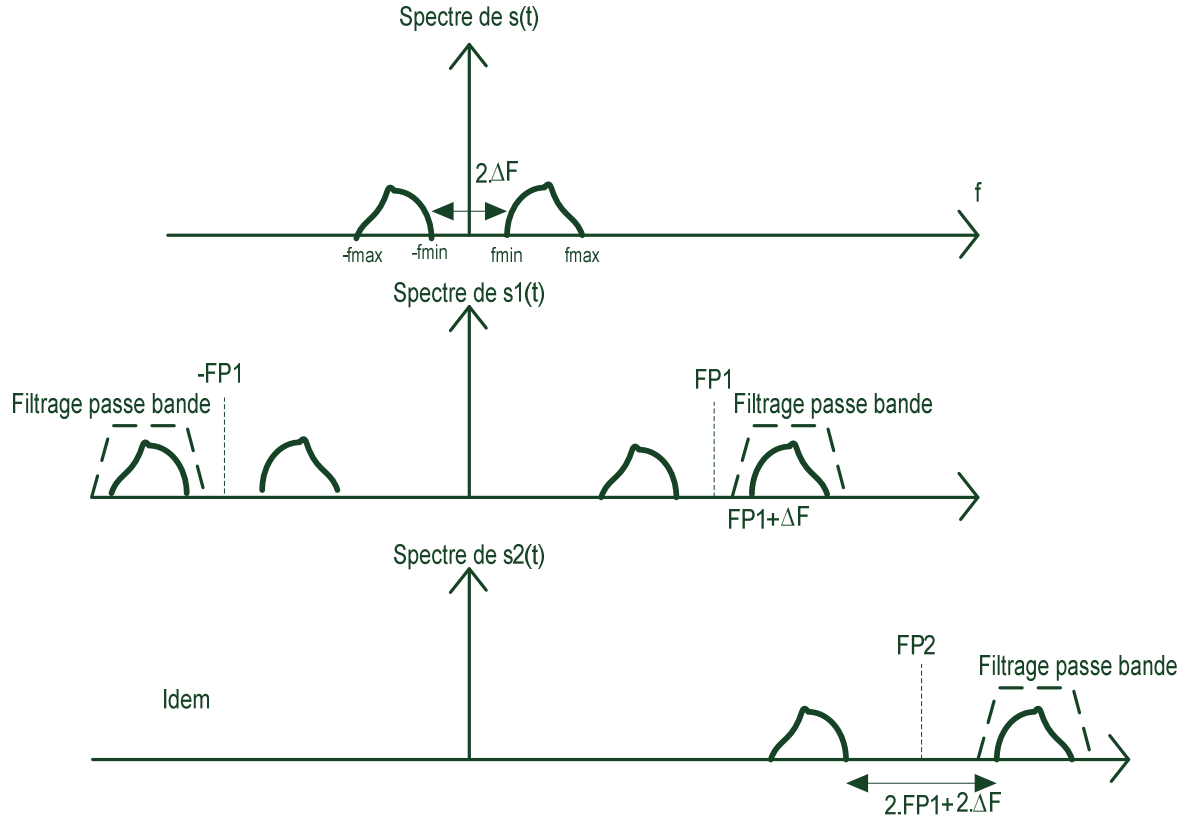
La PLL (Phase Locked Loop ou boucle à verrouillage de phase) permet de récupérer la porteuse à partir du signal reçu sur l'antenne. Cet exemple n'est valable que si la porteuse est présente dans le signal reçu.

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 :

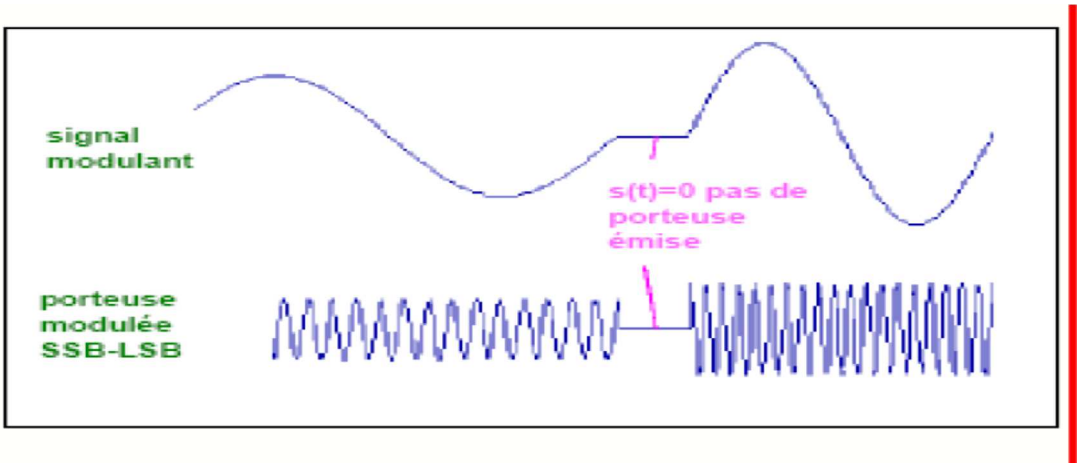
- Onde pilote + PLL
- Dispositif quadratique + PLL
- Boucle de Costa

b.4.3) Le modulateur à double modulation BLU





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



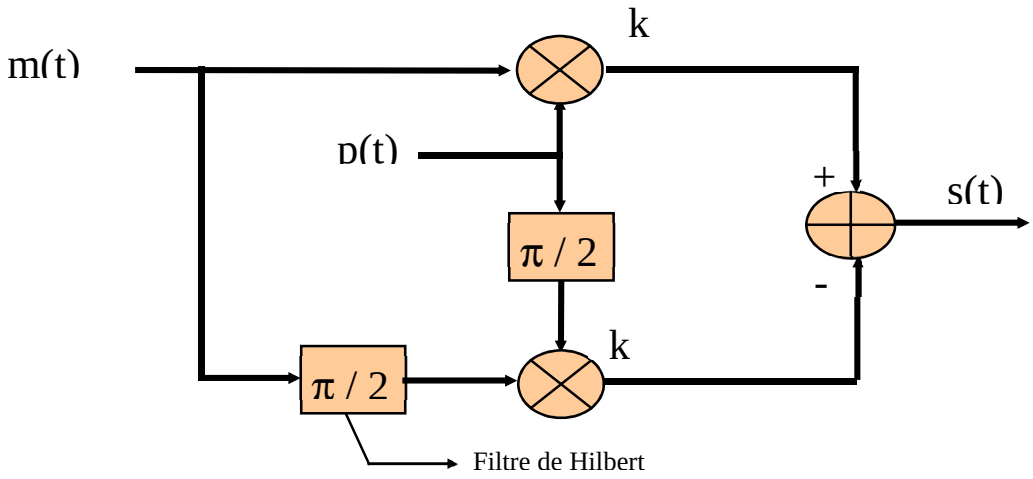
b.4.4) La modulation BLU par déphasage

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

Expression mathématique d'un signal BLS avec pour simplifier un signal informatif sinusoïdal :

$$s(t)=\frac{kA_mA_C}{2}\{\cos(w_C+w_m)t\} \quad = \quad s(t)=\frac{kA_mA_C}{2}\{\cos w_Ct\cos w_mt-\sin w_Ct\sin w_mt\}$$

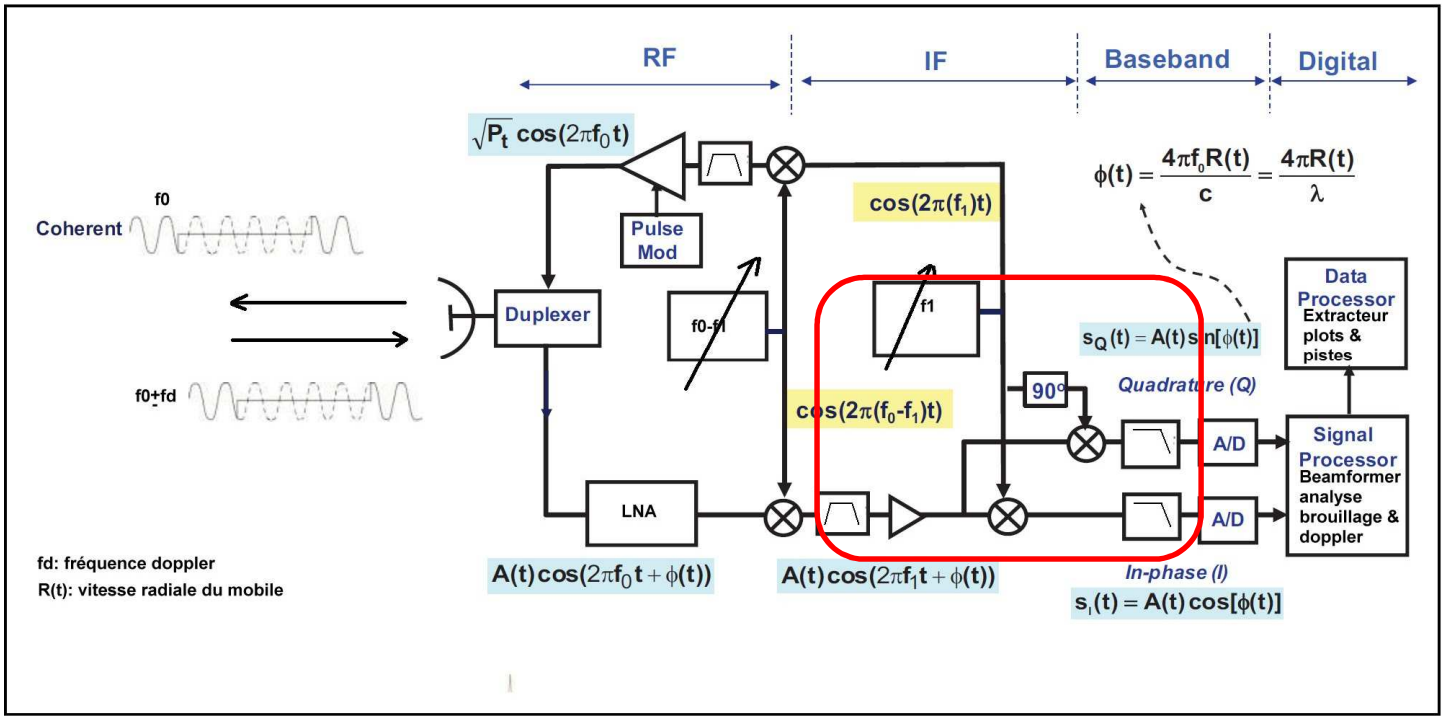
On s'aperçoit donc que pour réaliser une BLS, il suffit de soustraire une MDBSP sans déphasage avec une MDBSP avec déphasage de π / 2.



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

b.4.5) 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

$$sq(t) = A(t) \times \cos(2.\pi.f1.t + \Phi(t)) \times \sin(2.\pi.f1.t) = \frac{1}{2} \times A(t)[\sin(\Phi(t)) + \sin(4.\pi.f1.t + \Phi(t))]$$

Après filtrage

$$sq(t) = \frac{1}{2} \times A(t)[\sin(\Phi(t))]$$

$$si(t) = A(t) \times \cos(2.\pi.f1.t + \Phi(t)) \times \cos(2.\pi.f1.t) = \frac{1}{2} \times A(t)[\cos(\Phi(t)) + \cos(4.\pi.f1.t + \Phi(t))]$$

Après filtrage

$$si(t) = \frac{1}{2} \times A(t)[\cos(\Phi(t))]$$

TD sur la modulation d'amplitude et les mélangeurs

1) Etude partielle du récepteur REC

2.1) Caractéristiques radio (voir fascicule étude d'un système technique)

Caractéristiques radio

- Gamme de fréquence : ..... 20 MHz à 3 GHz,
- pas d'accord du synthétiseur : ..... 10 MHz,
- temps de positionnement du récepteur :..... < 50 µs pour une précision de 1 kHz,
- dynamique de l'atténuation CAG : ..... 61 dB par pas de 1 dB.

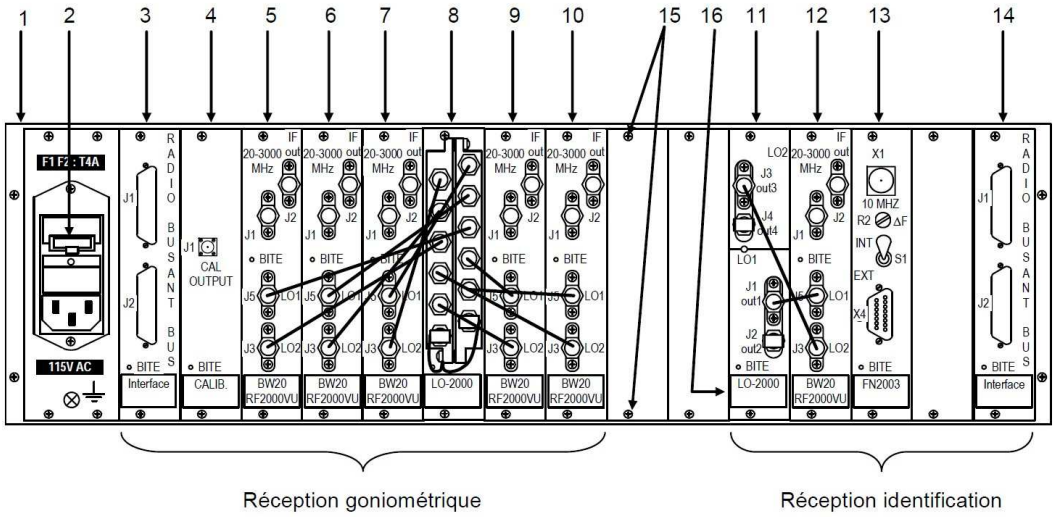
Entrées-sorties

- Pilote 10 MHz :..... 0,1 à 1 V FEM, impédance de source > 200 Ω, stabilité $2x10^{-8}$,
- bus antenne : ..... TTL 0,25 mA (niveau haut) / 40 mA (niveau bas) sur 40 kΩ, 30 V,
- entrées RF : ..... 10 V FEM (sans destruction), sur 50 Ω, TOS < 2,
- sorties FI : .....64 MHz, bande passante 20 MHz à 3 dB sur 50 Ω, TOS < 2,
- signal de calibrage : .....20 MHz à 3 GHz sur 50 Ω, TOS < 3.

2.2) Description fonctionnelle du récepteur goniométrique

2.2.1) Présentation

Le récepteur est composé de cinq voies rapides V/UHF (voir page suivante) pour la goniométrie et d'une voie V/UHF pour l'écoute technique (identification notamment).
Le Module est commun à la réception goniométrique et à la réception écoute technique.
Il est piloté par le module interface de la voie d'écoute technique pour la télécommande du commutateur d'antennes de la voie d'écoute.
Le système antennaire de goniométrie est piloté par le module interface de la partie goniomètre. Un module radio est composé d'une chaîne de transposition à deux mélanges permettant l'exploitation large bande. Le conditionnement du signal pour numérisation se fait par l'intermédiaire d'une carte fille = insérée dans chaque module RF. Chaque module RF assure une double transposition par mélange, du signal extérieur en une FI à 64 MHz (image du signal reçu) à destination du système d'exploitation et de traitement associé.
L'horloge de référence est délivrée par le module FN.
La voie d'écoute comporte un module LO qui fournit un OL variable assurant une stabilisation en fréquence rapide.



1 Châssis

2 Alimentation 115 V, avec interrupteur I/O de mise sous tension, fusibles intégrés et borne de masse

3 Module Interface n°1

4 Module CALIBration

5 Module RF2000VU n°1

6 Module RF2000VU n°2

7 Module RF2000VU n°3

8 Module LO2000 n°1 + module Distribution LO (fixé sur le module LO2000)

9 Module RF2000VU n°4

10 Module RF2000VU n°5

11 Module LO2000 n°2

12 Module RF2000VU n°6

13 Module FN2003

14 Module Interface n°2

15 Vis de fixation des modules et obturateurs.

16 Poignée d'extraction.

Configuration des modules

2.2.2) Les modules du Récepteur goniométrique (voir page suivante)

La réception goniométrique utilise les modules suivants :

- Cinq modules radio RF2000VU BW20
- Un module LO 2000
- Un module Calibration
- Un module distribution
- Un module Interface
- Un module FN2003 (module commun avec la réception écoute technique)

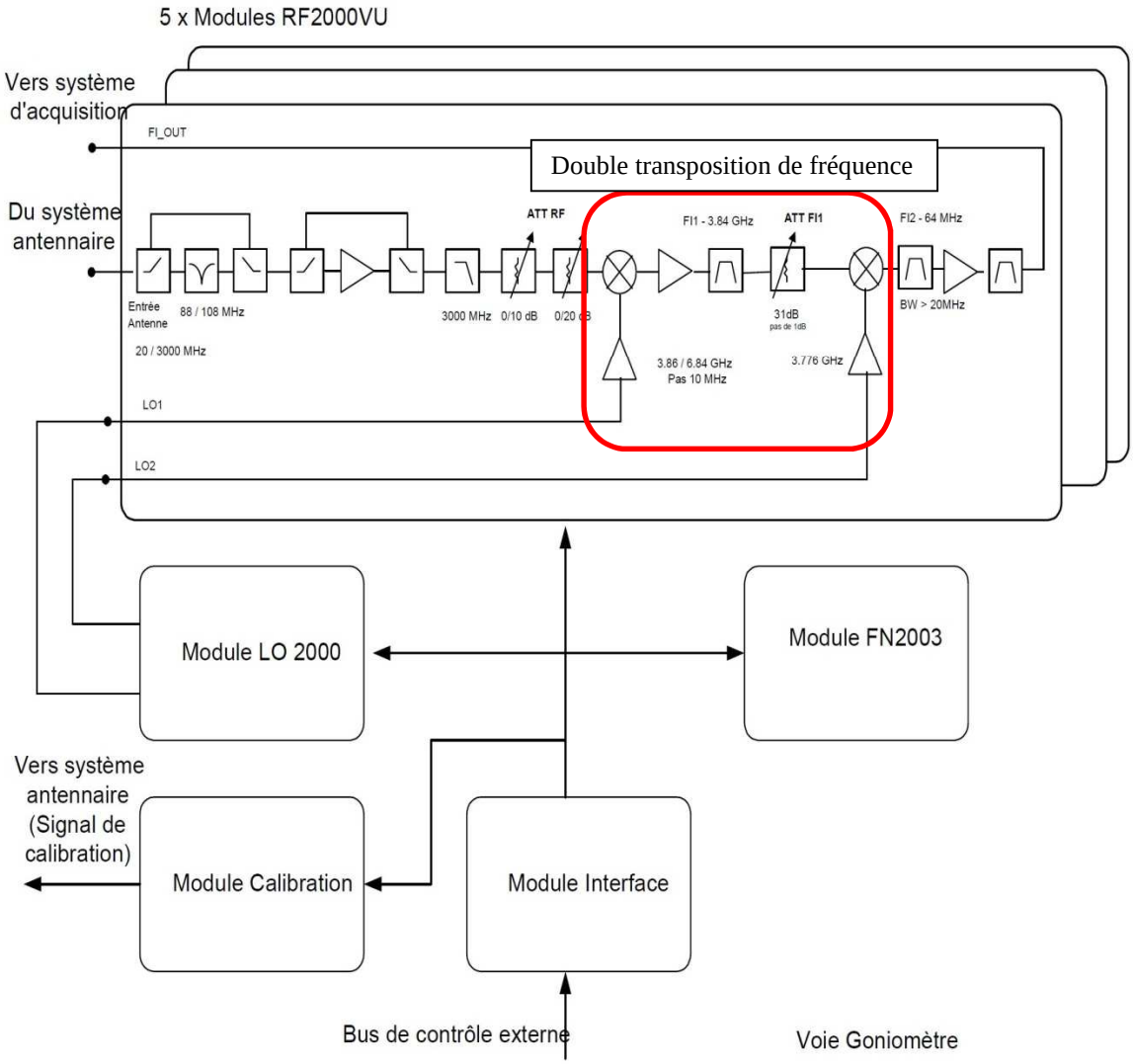


Schéma synoptique de la réception goniométrique

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
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 bande passante du filtre FI1
g) On suppose une émission radio avec une fréquence porteuse de 483MHz, quel doit être la fréquence de l'oscillateur LO1. Vérifiez si la fréquence de LO2 est judicieuse.