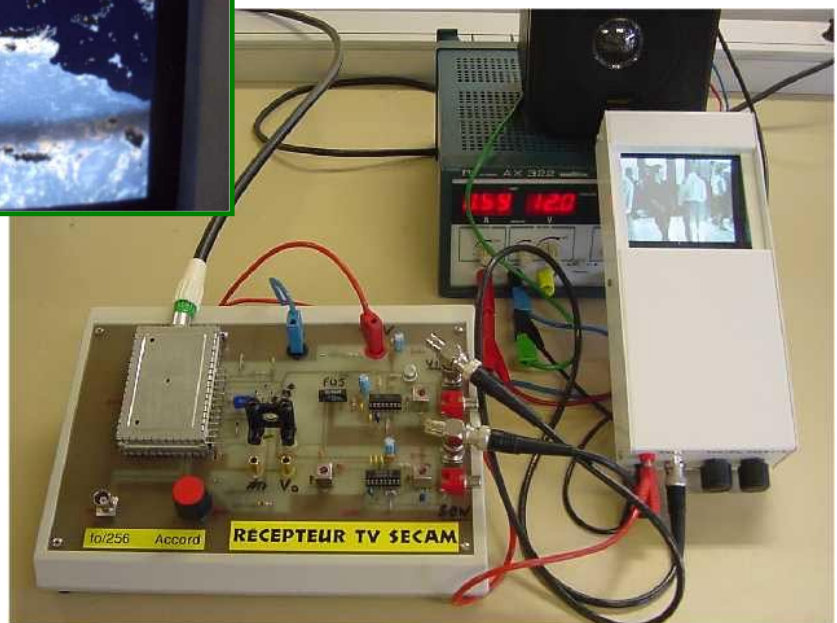




# Les modulations analogiques



jean-philippe muller

version juillet 2002

**Sommaire**

page

I) Principe du transport d'une information par une porteuse	3
II) Changement de fréquence d'un signal RF par mélange :	
• la fonction multiplication ou mélange	4
• changement de fréquence dans l'émetteur	5
• principe du récepteur à changement de fréquence	5
• le problème de la fréquence image	6
• le mélangeur à transistor	7
• le mélangeur par non-linéarité	8
• le mélangeur à TEC	9
• le mélangeur Schottky à diodes	10
• Annexe A - exemple de mélangeur à transistor : le LM1496	11
• Annexe B - exemple de mélangeur à transistor : le NE602	12
• Annexe C - exemple de mélangeur Schottky : le ML1	13
• Exercices d'application	14
III) La modulation d'amplitude	
• Définition de la AM avec porteuse	15
• Spectre d'un signal AM	16
• Puissance transportée par un signal AM	17
• Production d'un signal AM avec porteuse	17
• Démodulation d'un signal AM : détecteurs crête et synchrone	18
• Influence du bruit sur la démodulation	20
• Modulations d'amplitude sans porteuse	21
• Application au codage stéréophonique	22
• Annexe D - exemples de CI pour récepteur AM : le TDA1046	24
• Annexe E - exemple de récepteur AM-CB canal 19	25
• Exercices d'application	26
IV) La modulation de fréquence	
• Définition d'un signal FM	27
• Excursion en fréquence et indice de modulation	27
• Spectre d'un signal FM	28
• Emetteur FM : modulateurs à VCO, VCXO, PLL	30
• Récepteur FM : structure, démodulateur à quadrature, à PLL	32
• Influence du bruit sur la démodulation	35
• Annexe F - exemple de CI de réception : le SO41P	37
• Annexe G - exemple de CI de réception : le NE604	38
• Annexe H - émetteur pour la bande FM 88-108 MHz	39
• Annexe I - émetteur FM à 49 MHz	40
• Exercices d'application	41

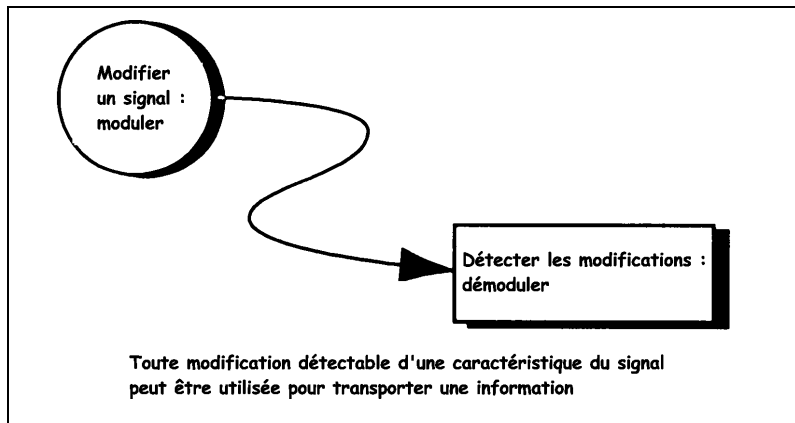
## I) Transport d'une information analogique par une porteuse

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 :

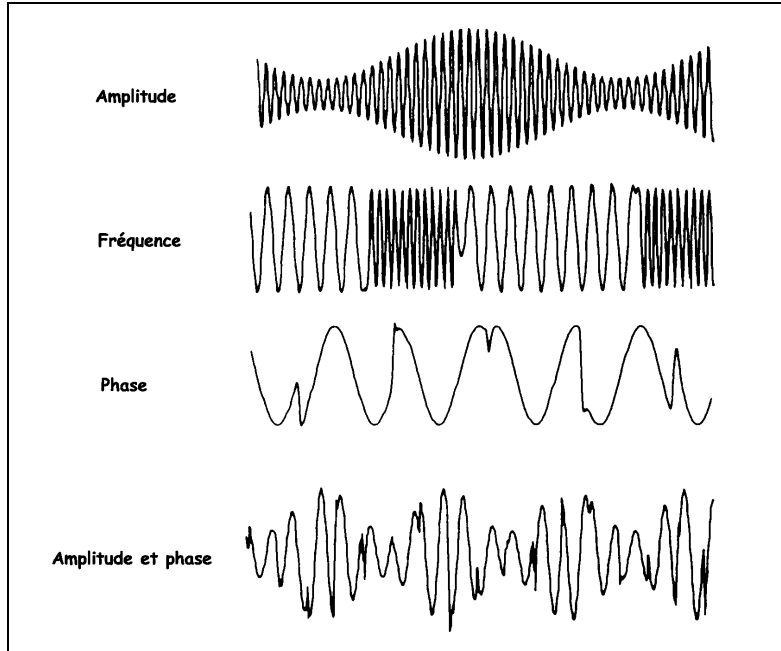
- génération d'une porteuse pure au niveau de l'émetteur.
- modulation de cette porteuse par les informations à transmettre.
- détection et démodulation du signal au niveau du récepteur, pour récupérer l'information

Figure 1.  
Principe de la modulation



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).

Figure 2.  
Les différents types de modulation



En modulation d'amplitude (AM), c'est l'amplitude du signal d'une porteuse haute fréquence qui est modifiée, proportionnellement à l'amplitude instantanée du signal du message de modulation.

La modulation de fréquence (FM) est la technique de modulation analogique la plus utilisée dans les systèmes de transmissions mobiles. En FM, l'amplitude de la porteuse est maintenue à une valeur constante, tandis que sa fréquence est modifiée par le signal du message de modulation.

## II) Changement de fréquence d'un signal RF par mélange

### 1) 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.

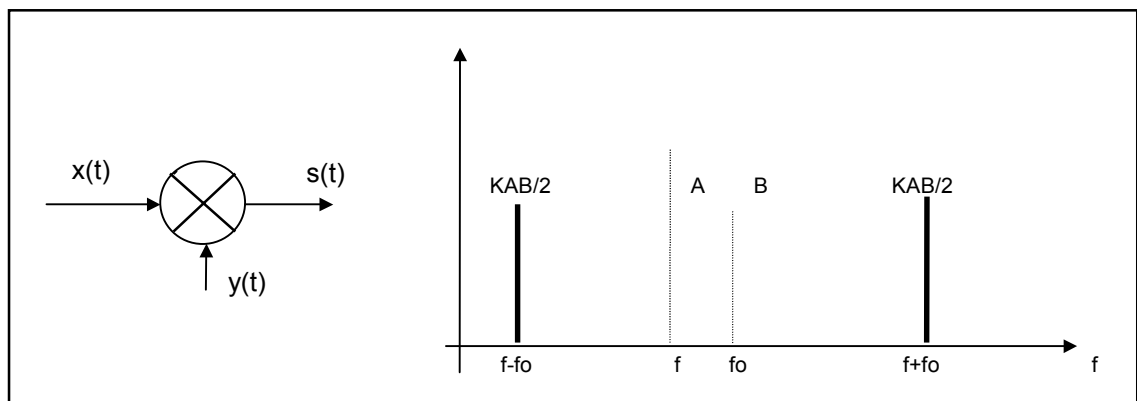
Dans un système linéaire comme un filtre par exemple, on retrouve en sortie des fréquences identiques à celles qui ont été injectées à l'entrée.

Un dispositif non-linéaire par contre fait apparaître en sortie des fréquences nouvelles inexistantes dans les signaux d'entrée.

Ces nouvelles fréquences sont évidemment liées mathématiquement aux fréquences d'entrée.

Le cas le plus simple concerne le mélange de deux signaux sinusoïdaux.

Figure 3.  
Mélange de  
deux signaux  
sinusoïdaux



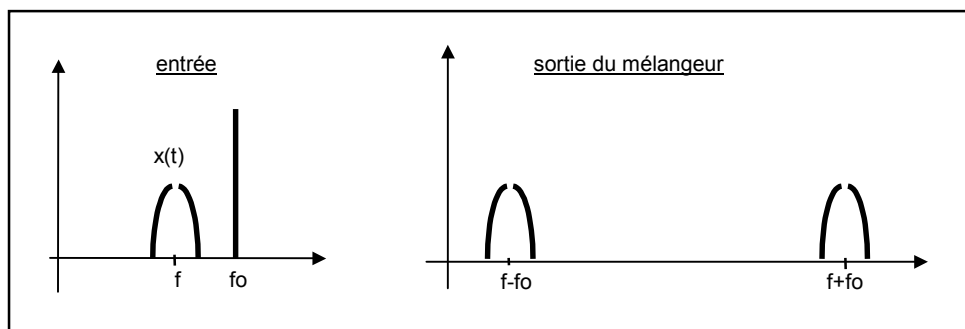
On obtient en sortie le signal suivant :

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

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 en numérique centré sur  $\omega$  et  $y(t)$  est un signal de fréquence  $f_0$  provenant d'un oscillateur appelé oscillateur local.

Figure 4.  
Mélange d'un  
signal modulé  
avec un signal  
sinusoïdal

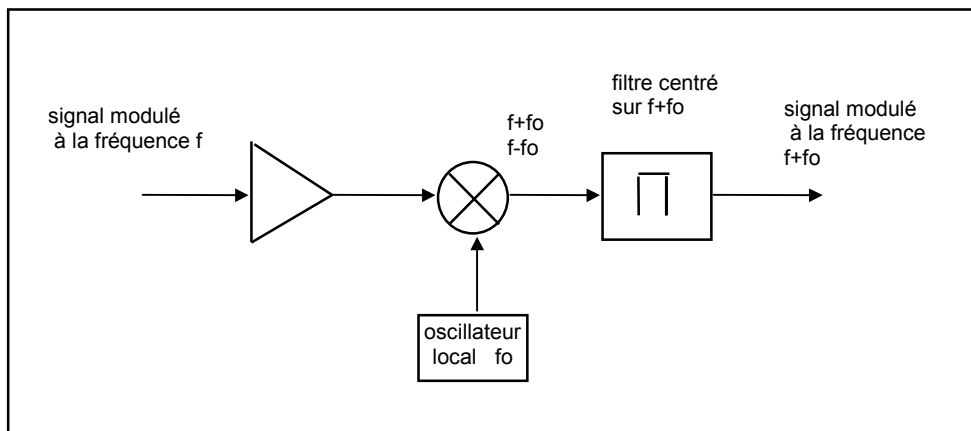


En sortie du mélangeur, on retrouve comme précédemment le spectre du signal  $x(t)$  centré sur les fréquences  $f-fo$  et  $f+fo$ .

## 2) 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 ).

Figure 5.  
Utilisation du  
mélangeur pour  
monter en  
fréquence



Dans ce type d'application, le mélangeur sera toujours associé à un filtre sélectif qui permet de sélectionner la partie du mélange désirée.

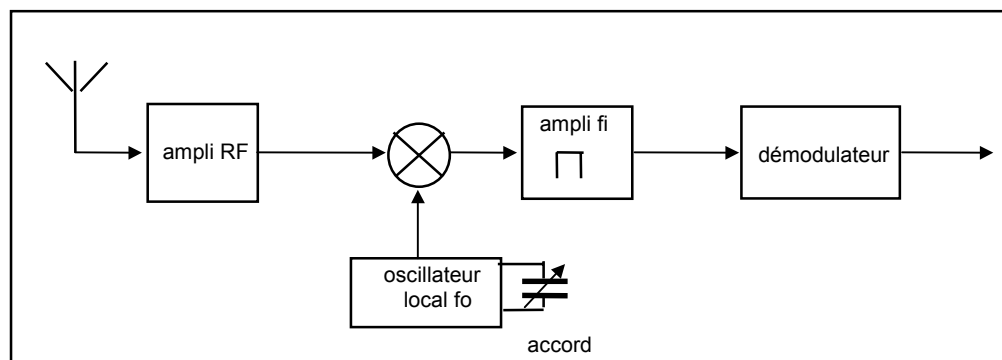
## 3) Le changement de fréquence dans le récepteur

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.

Figure 6.  
Principe du  
récepteur à  
changement de  
fréquence



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  $f-f_0$  et  $f+f_0$ .

Pourtant un seul de ces signaux à la fréquence  $f-f_0$  tombera dans la bande passante du filtre  $f_i$  et sera donc démodulé.

On sélectionne donc l'émetteur désiré en agissant sur  $f_0$ , et le filtre de fréquence intermédiaire à  $f_i$  est fixe.

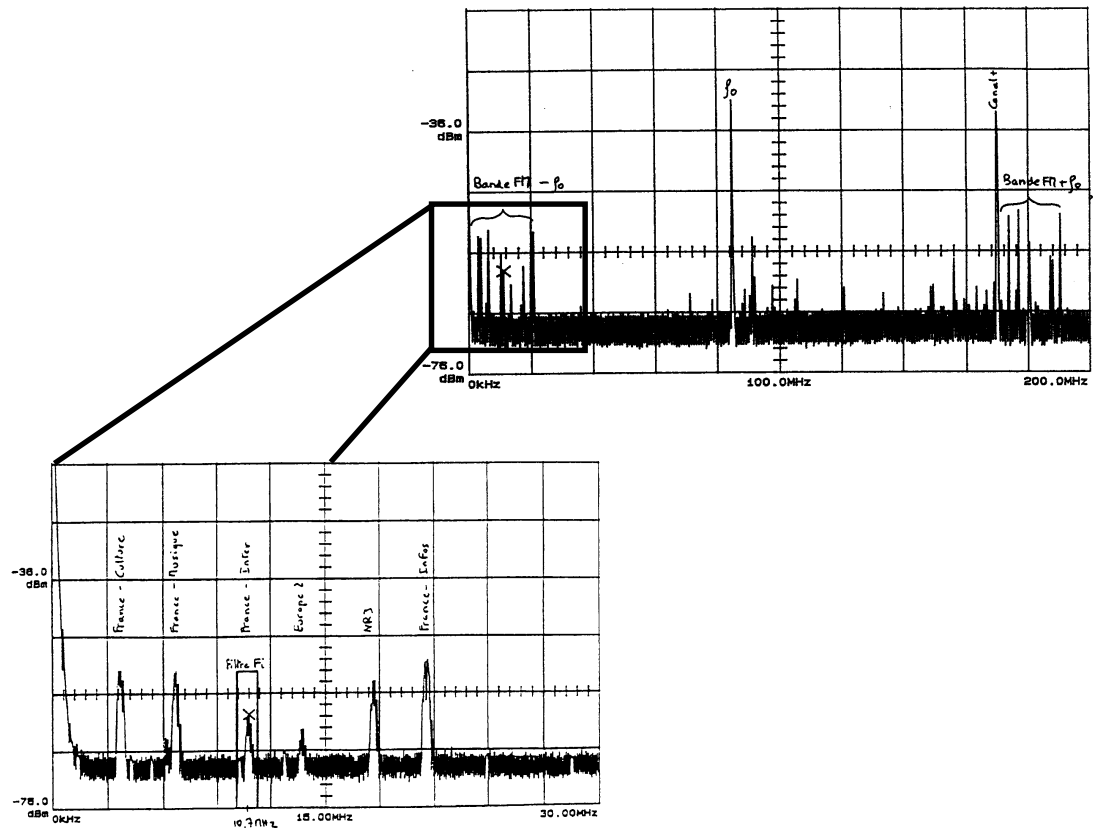
Cette technique de sélection d'un émetteur est universelle et utilisée dans la réception radio, TV, téléphone cellulaire etc ...

Dans un récepteur FM par exemple, l'ensemble des émetteurs de la bande FM reçus par l'antenne se trouve multiplié par l'oscillateur local  $f_0$ .

On retrouve donc en sortie du mélangeur la bande FM à deux endroits :

- à la fréquence différence (basse) où se trouve le filtre  $f_i$
- à la fréquence somme (élevé)

Figure 7.  
Spectre en sortie  
du mélangeur  
dans un  
récepteur FM  
accordé sur  
France-Inter



En changeant la fréquence de l'oscillateur local, on déplace la bande devant le filtre  $f_i$  qui est fixe.

#### 4) Le problème de la fréquence image

Cette structure quasi idéale a néanmoins un petit inconvénient, à savoir que 2 émetteurs seront reçus pour une valeur donnée de l'oscillateur local  $f_0$ .

Pour l'émetteur de France-Inter à  $f = 95,7$  MHz et pour un oscillateur local réglé à  $f_0 = 85$  MHz, la fréquence  $f' = f_0 - f_i = 74,3$  MHz mélangée à 85 MHz tombera aussi à 10,7 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  $2.f_i$ .

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 :  | $f_i = 10,7$ MHz     | pour une réception autour de 100 MHz |
| - bande PO :  | $f_i = 455$ kHz      | ----- 1 MHz                          |
| - bande TV :  | $f_i = 38,9$ MHz     | ----- de 400 à 800 MHz               |
| - bande GSM : | $f_i = 70$ à 250 MHz | ----- autour de 900 MHz              |

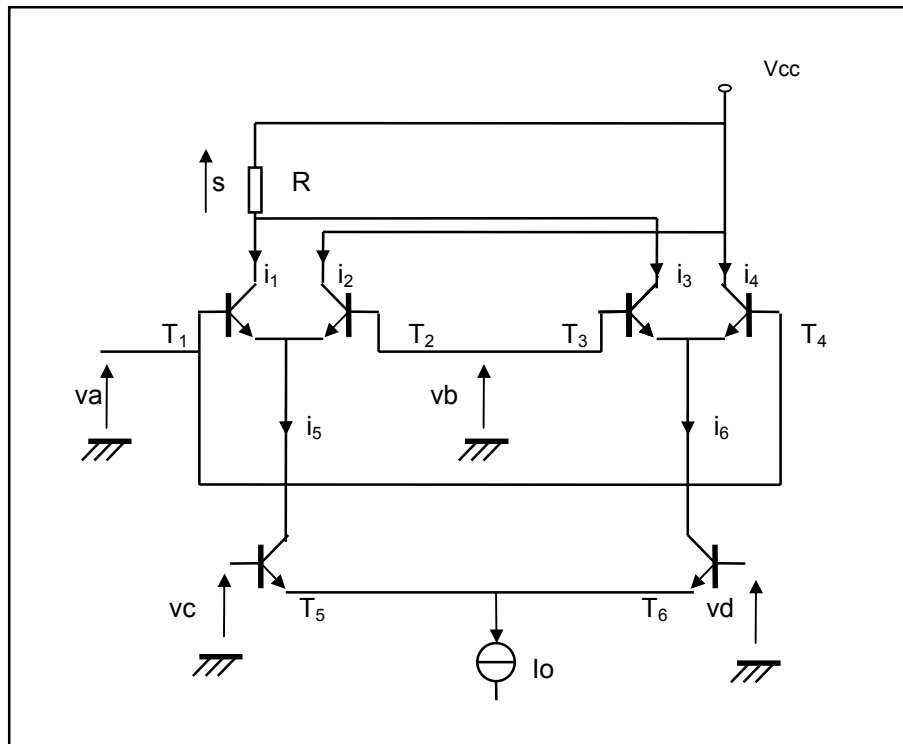
L'amplificateur RF d'entrée sera sélectif et aura pour tâche d'éliminer un éventuel émetteur placé à la fréquence image.

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 ...).

Nous allons voir quelques exemples de réalisations pratiques de mélangeurs.

### 5) Principe du mélangeur à cellule de Gilbert

C'est le montage de mélangeur le plus utilisé actuellement parce que facilement intégrable. Avec les techniques actuelles, on peut réaliser ce type de mélangeur jusqu'à quelques gigahertz.



Ce mélangeur utilise la non-linéarité exponentielle du transistor  $i_c = f(v_{be})$  et comporte 6 éléments non-linéaires groupés de façon à annuler les termes en  $x(t)$ ,  $y(t)$  et leurs multiples, ainsi que les produits croisés à partir du deuxième.

Calculons la tension de sortie, en supposant que tous les transistors sont identiques, ce qui n'est réalisable qu'en intégré. Pour chaque transistor, le courant collecteur  $i_c$  est lié à la tension base-émetteur  $v$  par la relation :

$$I = I_0 \exp(\lambda v) \quad \text{avec} \quad \lambda = q/kT = 40 \text{ à la température ambiante}$$

**q** : charge de l'électron      **k** : constante de Boltzmann      **T** : température absolue

On pose  $x = v_a - v_b$  et  $y = v_d - v_c$

et on suppose que les quantités  $\lambda x$  et  $\lambda y$  sont petites devant 1.

On a alors :  $i_5 = I_0 \exp(\lambda v_c)$  et  $i_6 = I_0 \exp(\lambda v_d)$  ainsi que  $i_5 + i_6 = I_0$

On en déduit :  $i_5 = I_0 / (1 + \exp(\lambda y)) = 0,5 \cdot I_0 (1 - \lambda y/2)$

De la même façon on trouve  $i_6$  :  $i_6 = I_0 / (1 + \exp(-\lambda y)) = 0,5 \cdot I_0 (1 + \lambda y/2)$

On trouve de la même manière les expressions de  $i_1$  et  $i_3$  :

$$i_1 = i_5 / (1 + \exp(-\lambda x)) = 0,5 \cdot i_5 (1 + \lambda x/2) = 0,25 \cdot I_0 (1 - \lambda y/2) (1 + \lambda x/2) \quad \text{et} \\ i_3 = 0,25 \cdot I_0 (1 + \lambda y/2) (1 - \lambda x/2)$$

d'où enfin la tension de sortie :  $s(t) = R \cdot (i_1 + i_3)$  soit  **$s(t) = 0,5 \cdot R \cdot I_0 \cdot (1 - \lambda^2 xy/2)$**

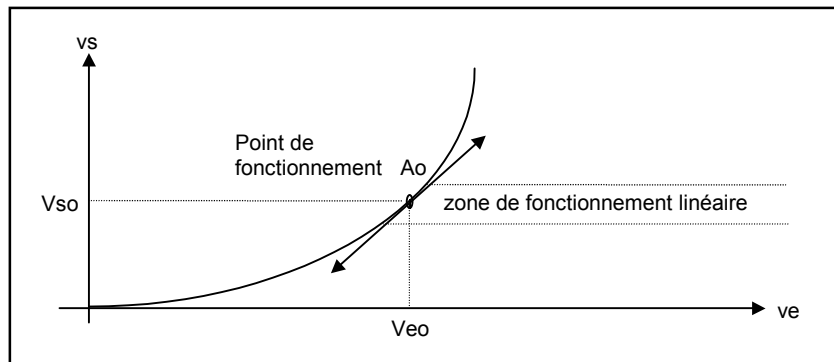
On constate que le signal de sortie est formé d'une composante continue sans intérêt et d'un terme de la forme  $Kxy$  qui traduit bien la fonction de multiplieur analogique.

## 6) Principe du mélange par non-linéarité

D'une façon très générale, le mélange est obtenu en envoyant les deux signaux sur un dispositif non-linéaire comme : une diode, un transistor à jonction ou à effet de champ.

Considérons la caractéristique  $v_s=f(v_e)$  d'un quadripôle quelconque :

Figure 9.  
Exemple de  
caractéristique  
de transfert  
non-linéaire



Le signal à l'entrée varie autour de  $V_{e0}$  d'une quantité  $v_e(t)$ . Si l'amplitude de  $v_e(t)$  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 :

$$v_s(t) = A.v_e(t)$$

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 :

$$v_s(t) = A.v_e(t) + B.v_e(t)^2 + C.v_e(t)^3 + \dots$$

Ce développement contient un terme linéaire, un terme quadratique, un terme cubique, etc... Evidemment le nombre de termes non négligeables du développement croît avec l'amplitude du signal d'entrée.

Appliquons maintenant à l'entrée de ce quadripôle un signal  $v_e(t)$  qui est la somme de deux signaux  $x(t)$  et  $y(t)$ . Le signal de sortie aura alors l'expression suivante :

$$\begin{aligned} v_s(t) &= A.(x(t) + y(t)) + B.(x(t) + y(t))^2 + C.(x(t) + y(t))^3 \dots \\ &= A.x(t) + B.x(t)^2 + C.x(t)^3 + \dots + K_n.x(t)^n + A.y(t) + B.y(t)^2 + C.y(t)^3 + \dots + K_n.y(t)^n + \dots \\ &\quad + 2.B.x(t).y(t) + 3.C.x(t)^2.y(t) + 3.C.x(t).y(t)^2 + \dots + M.x(t)^m.y(t)^n + \dots \end{aligned}$$

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  $f_0$  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  $f_0$
- niveau d'injection moyen : on a en sortie  $f$  et ses multiples,  $f_0$  et ses multiples ainsi que  $f-f_0$  et  $f+f_0$
- niveau d'injection élevé : on a en sortie une quantité de raies à  $mf \pm nf_0$  avec  $m$  et  $n$  entiers

Il y a donc un niveau optimal pour attaquer un mélangeur qui est précisé par le fabricant du composant.

**Remarque** : il n'est pas toujours facile de séparer de l'ensemble des raies en sortie les signaux à la fréquence  $f+f_0$  ou  $f-f_0$  qui nous intéressent.

Aussi les fabricants de mélangeurs associent judicieusement 2, 4, 6 ou 8 éléments non-linéaires pour annuler les termes gênants les plus importants, à savoir les termes de fréquence  $f$  et  $f_0$  ainsi que leurs multiples.

Le mélangeur obtenu est alors dit **équilibré** (balanced mixer pour les anglo-saxons).

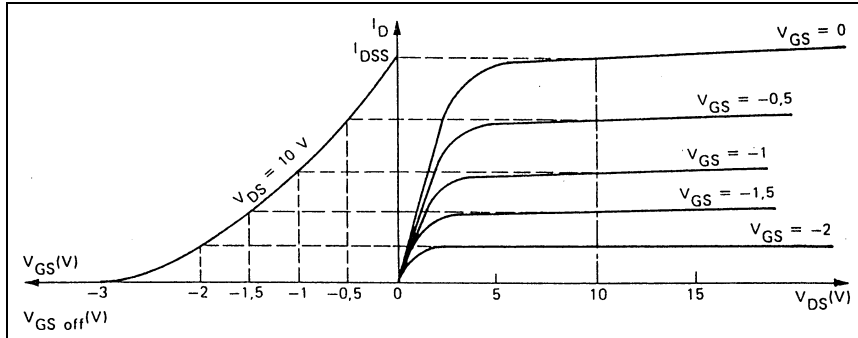
### 7) Principe du mélangeur à TEC

Ce mélangeur utilise la distorsion quadratique apportée par la caractéristique d'entrée parabolique du transistor à effet de champ.

Cette caractéristique d'entrée a une équation de la forme :

$$I_d = I_{DSS} \cdot (1 - V_{GS}/V_p)^2 \quad \text{avec } V_{GS} \text{ et } V_p \text{ négatives}$$

Figure 10.  
Caractéristique du transistor à effet de champ

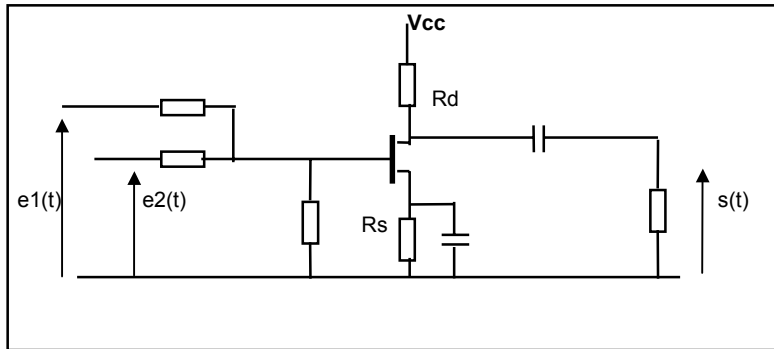


On va utiliser ce TEC dans un montage amplificateur qui sera attaqué par des niveaux suffisants pour que le signal en sortie soit déformé par la distorsion quadratique.

On montre facilement que la tension de sortie  $s(t)$  s'écrit :

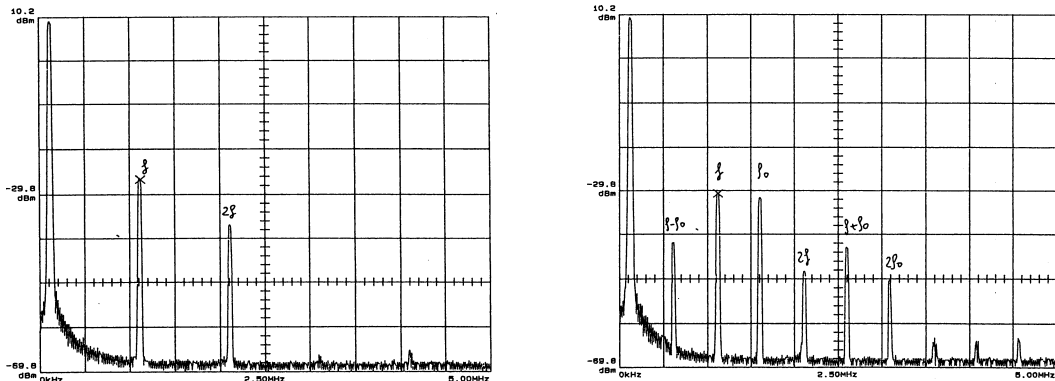
$$s(t) = \frac{2 \cdot R_d \cdot I_{DSS}}{V_p} \cdot (1 - \frac{V_{GS0}}{V_p}) \cdot (e_1(t) + e_2(t)) - \frac{R_d \cdot I_{DSS}}{V_p^2} \cdot (e_1(t) + e_2(t))^2$$

Figure 11.  
Schéma du mélangeur à TEC



Les spectres du signal de sortie pour différents signaux d'entrée représentés ci-dessous mettent en évidence le fonctionnement en mélangeur de ce montage.

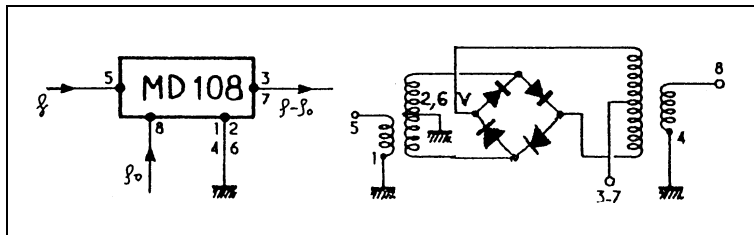
Figure 12  
Spectre en sortie du mélangeur avec  
- 1 signal à l'entrée  
- 2 signaux à l'entrée



### 8) Principe du mélangeur Schottky

Le mélangeur Schottky utilise la non-linéarité de diodes pour faire le mélange. Il est le plus souvent constitué de quatre diodes montées en anneau et de deux transformateurs permettant d'attaquer les diodes de façon convenable.

Figure 13. Structure du mélangeur Schottky à diodes



La non-linéarité utilisée est celle de la diode pour laquelle courant et tension sont reliés par la relation :

$$i = I_0 (\exp(\lambda v) - 1)$$

On démontre que si les signaux d'entrée ont un niveau optimal, la tension de sortie s'écrit :

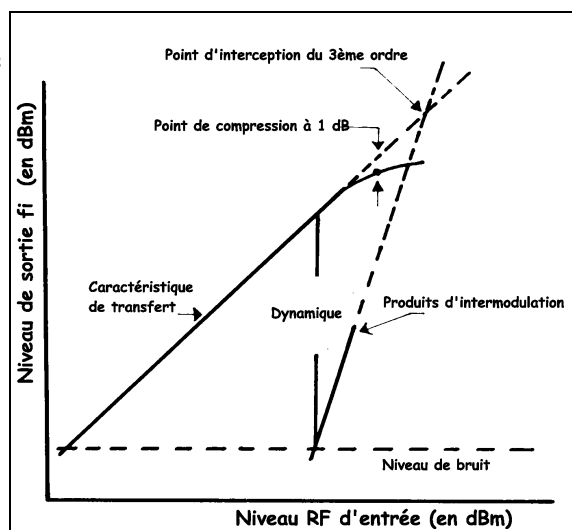
$$s(t) = 4.r.i.\lambda.x.y \quad \text{si } r \text{ est la résistance de charge}$$

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  $f-fo$ ).

L'amplitude de la non-linéarité est fixée par le niveau de l'oscillateur local  $f_0$  qui doit se trouver dans une plage allant de 7 dBm (500 mV) à 13 dBm (1 V).

Le fabricant indique aussi un niveau limite pour l'autre entrée appelé point de compression qui donne un ordre de grandeur du niveau maximal à ne pas dépasser si on veut rester dans le domaine de distorsion quadratique.

Figure 14. Caractéristiques principales d'un mélangeur RF



Aux fréquences supérieures à 2 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.

Un exemple pratique de mélangeur basé sur ce principe et très utilisé est donné en Annexe C.

**Annexe A - exemple de mélangeur à transistor : le LM1496**

**General Description**

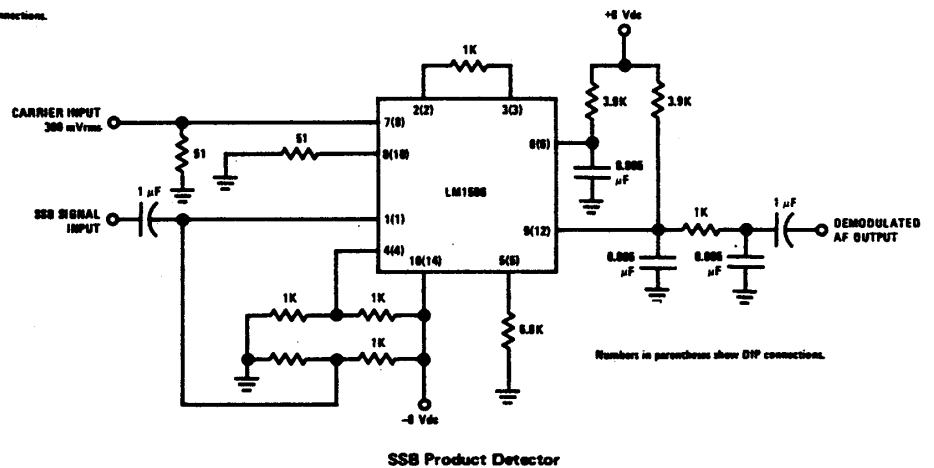
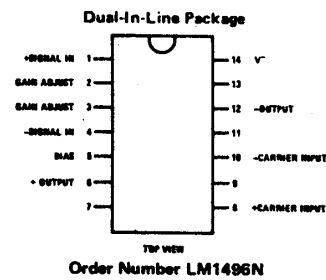
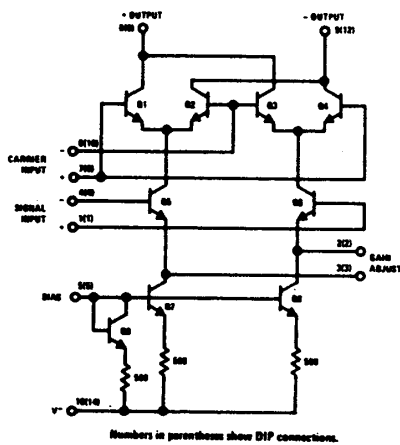
The LM1596/LM1496 are double balanced modulator-demodulators which produce an output voltage proportional to the product of an input (signal) voltage and a switching (carrier) signal. Typical applications include suppressed carrier modulation, amplitude modulation, synchronous detection, FM or PM detection, broadband frequency doubling and chopping.

The LM1596 is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM1496 is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

**Features**

- Excellent carrier suppression
  - 65 dB typical at 0.5 MHz
  - 50 dB typical at 10 MHz
- Adjustable gain and signal handling
- Fully balanced inputs and outputs
- Low offset and drift
- Wide frequency response up to 100 MHz

**Schematic and Connection Diagrams**



This figure shows the LM1596 used as a single sideband (SSB) suppressed carrier demodulator (product detector). The carrier signal is applied to the carrier input port with sufficient amplitude for switching operation. A carrier input level of 300 mVrms is optimum. The composite SSB signal is applied to the signal input port with an amplitude of 5.0 to 500 mVrms. All output signal components except the desired demodulated audio are filtered out, so that an offset adjustment is not required. This circuit may also be used as an AM detector by applying composite and carrier signals in the same manner as described for product detector operation.

## Annexe B - exemple de mélangeur à transistor : le NE602

### DESCRIPTION

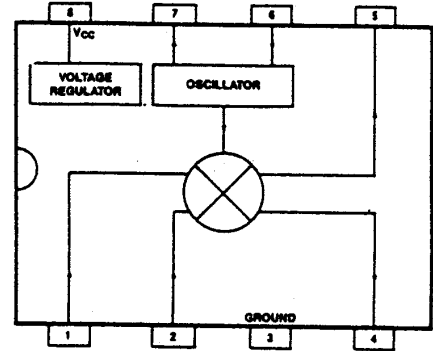
The SA/NE602 is a monolithic Double Balanced Mixer with on-board oscillator and voltage regulator. The oscillator can be used as a buffer for external injection. The design is optimized for frequency conversion applications up to 200MHz and has excellent noise and 3rd order intermodulation performance. The SA/NE602 is available in a 8 lead dual in line plastic package and 8 lead SO (Surface mounted miniature package).

### FEATURES

- Low current consumption: 2.4mA typical
- High input and oscillator frequency operation up to 200MHz
- High third order intercept point: -15 dBm referred to matched input
- Excellent noise figure: 5.0dB typical at 45 MHz
- Low external count; suitable for crystal/ceramic filters

### APPLICATIONS

- HF and VHF frequency conversion
- Cellular radio mixer/oscillator
- Communication receivers
- Instrumentation frequency converters
- VHF walkie talkie



### DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = 6\text{V}$ .

SYMBOL AND PARAMETER	SA/NE602			UNIT
	Min	Typ	Max	
Power supply voltage range	4.5	—	8.0	V
D.C. current drain	—	2.4	2.7	mA
Input signal frequency	—	—	200	MHz
Oscillator frequency	—	—	200	MHz
Noise figure @ 45MHz	—	5.0	6	dB
Third order intercept point	—	-15	-17	dBm
Mixer input resistance	1.5	—	—	k $\Omega$
Mixer input capacitance	—	3	3.5	pF
Mixer output resistance <sup>1</sup>	—	2 x 1.5	—	k $\Omega$

#### NOTE:

1. Each output pin is internally connected to  $V_{CC}$  through a 1.5 (nominal) k $\Omega$  resistor.

### CIRCUIT DESCRIPTION

The NE602 utilizes an active double balanced mixer. The RF input port (pins 1 and 2) can be used in either a symmetrical or an asymmetrical configuration. The RF input port has a resistance of 1.5k $\Omega$  shunted by 3.0pF. In order to be used as an asymmetrical configuration, one of the two input pins (1 or 2) must be bypassed to ground with a capacitor. The RF

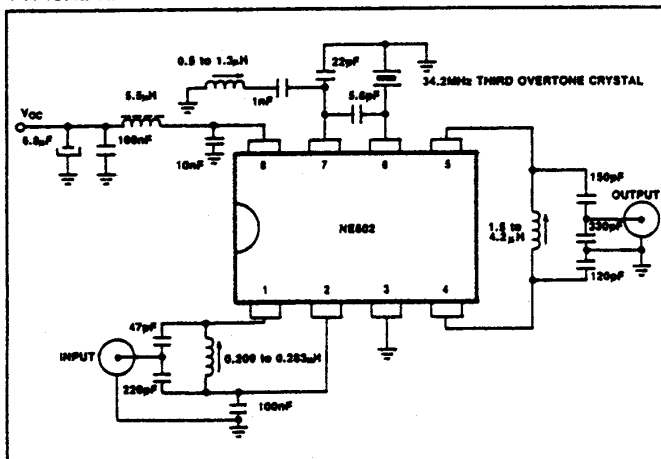
input port does not need any external bias and should not be DC grounded. An external DC path between pins 1 and 2 is allowed.

The local oscillator is an emitter-follower circuit and is capable of many types of oscillator configurations. Pin 6 (oscillator base) and pin 7 (oscillator emitter) do not need any external bias circuitry, but only pin 6 may have a DC

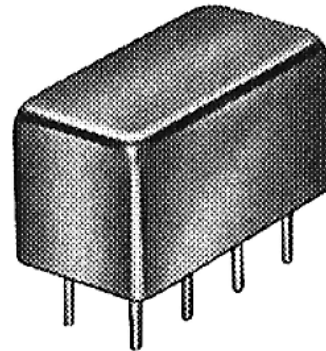
path to  $V_{CC}$ . Pin 6 can be used for external oscillator or for frequency synthesizer injection.

The NE602 output pins can be used in a single-ended or push-pull configuration. There are internal 1.5k $\Omega$  resistors connected to  $V_{CC}$  for each output pin (4 and 5); therefore no external bias is needed. Pins 4 and/or 5 may have a DC path to  $V_{CC}$ .

### TYPICAL APPLICATION



**Annexe C - exemple de mélangeur Schottky ML1**



**ML-1 DOUBLE BALANCED MIXER**  
**SPECIFICATIONS**

**Features**

- Coverage from dc to 500 Mhz
- 6-dB conversion loss
- 40 dB isolation
- PC board mounting
- EMI shielding

<u>Frequency range, Mhz</u>	RF and LO ports	5-500	
	IF port	DC-500	
<u>Conversion Loss, dB</u>	<u>Typical</u>	<u>Maximum</u>	
One octave from band edge	5.5	7.5	
Total range	6.5	8.5	
<u>LO Power</u>	+ 7 dBm		
<u>Signal 1 dB Compression Level</u>	+ 1 dBm		
<u>Isolation, dB</u>	<u>Typical</u>	<u>Minimum</u>	
Lower band edge to	LO-RF	50	45
one decade higher	LO-IF	45	30
Mid range	LO-RF	45	40
	LO-IF	40	25
Upper band edge to	LO-RF	35	25
one octave lower	LO-IF	30	20

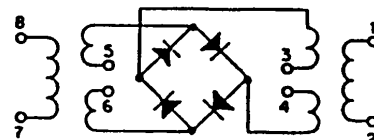
Total input power : 50mW

Total input current, peak : 40 mA

Operating & Storage Temperature : - 55°C to + 100°C

**Pin Connections**

- LO 8
- RF 1
- IF 3, 4
- Ground 2, 5, 6, 7
- Case ground 2



**Exercices d'application**

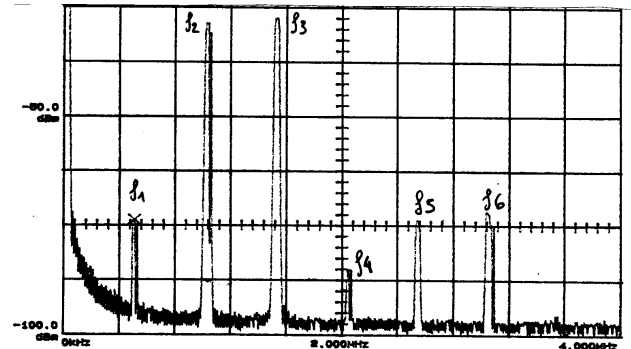
1) On applique à l'entrée d'un mélangeur supposé parfait et de gain de conversion 6 dB deux signaux sinusoïdaux dont l'expression est :

$$e_1(t) = 2\cos(\omega_1 t) \quad \text{et} \quad e_2(t) = 3\cos(\omega_2 t) \quad \text{avec} \quad f_1=10\text{MHz} \quad \text{et} \quad f_2=12\text{MHz}$$

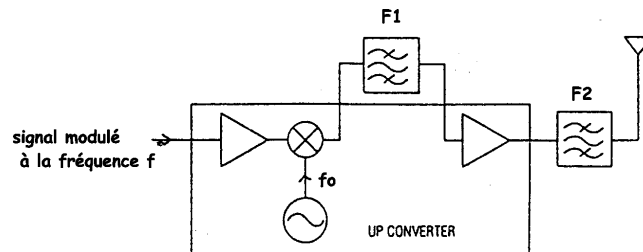
Calculer l'expression du signal de sortie et dessiner son spectre

2) En sortie d'un mélangeur à distorsion quadratique on a relevé le spectre suivant :

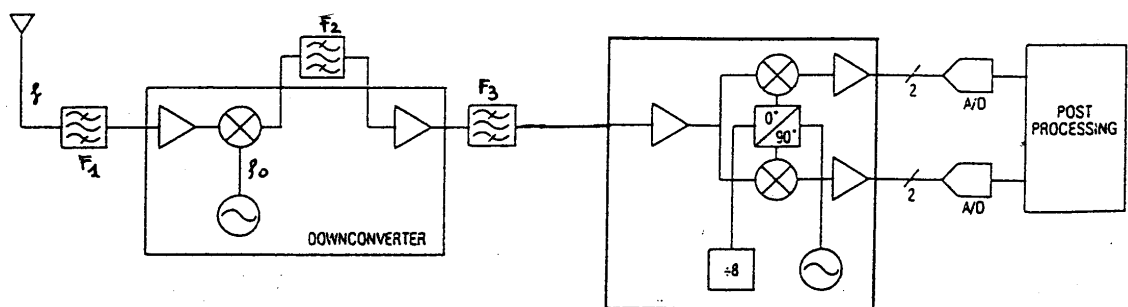
Rappeler le principe de fonctionnement d'un tel mélangeur et identifier les différentes composantes spectrales.



3) Dans un émetteur la porteuse à 120 MHz est modulée par l'information à transmettre. Pour déplacer cette porteuse dans un des 125 canaux du GSM (  $F_{min} = 890$  MHz ( canal 1) pas 200 kHz ) on utilise le circuit ci-dessous. Proposer des valeurs pour  $f_0$ ,  $F_1$  et  $F_2$  et pour les bandes passantes des filtres.



4) L'étage de réception d'un téléphone GSM a la structure suivante :



La gamme des fréquence à recevoir va de  $f_{min} = 935$  MHz à  $f_{max} = 959,8$  MHz par pas de 200 kHz.

La valeur de la fréquence intermédiaire est fixée à  $f_i = 70$  MHz. Calculer :

- les différentes valeurs de l'oscillateur local
- la fréquence centrale et la bande passante du filtre  $F_1$
- la fréquence centrale et la bande passante du filtre  $F_2$
- la fréquence centrale et la bande passante du filtre  $F_3$
- les valeurs des fréquences images de  $f_{min}$  et  $f_{max}$

### III) La modulation d'amplitude (AM)

#### 1) Définition de la AM avec porteuse

Soient une porteuse sinusoïdale  $e_o(t) = E \cos(\omega t)$  et un signal modulant basse-fréquence  $s(t)$  qui peut être un signal audiofréquence, vidéo, analogique ou numérique.

La porteuse modulée en amplitude s'écrit alors :

$$e(t) = E (1 + k.s(t)) \cos(\omega t)$$

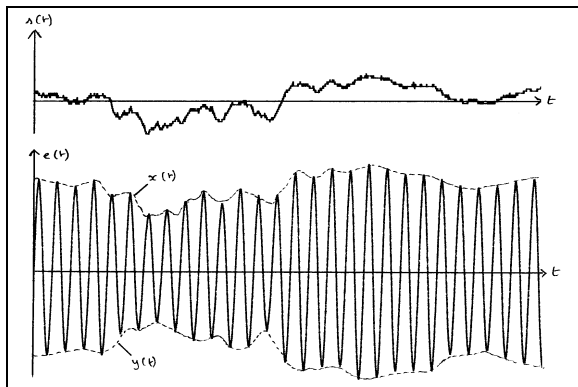
On peut remarquer que :

- en l'absence de signal modulant  $s(t)=0$  et  $e(t) = e_o(t) = E \cos(\omega t)$
- en présence de modulation l'amplitude de la porteuse s'écrit :  $E(1+k.s(t))$

Pour représenter l'allure temporelle d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude par un signal  $s(t)$  on utilise les propriétés suivantes :

- la porteuse oscille entre deux limites qui sont les enveloppes supérieure et inférieure
- l'enveloppe supérieure a pour équation  $x(t) = E (1 + k.s(t))$  ( lorsque  $\cos(\omega t) = 1$  )
- l'enveloppe inférieure a pour équation  $y(t) = -E (1 + k.s(t))$  ( lorsque  $\cos(\omega t) = -1$  )
- on retrouve la forme du signal modulant  $s(t)$  dans les deux enveloppes

Figure 15.  
Allure d'une porteuse modulée en amplitude

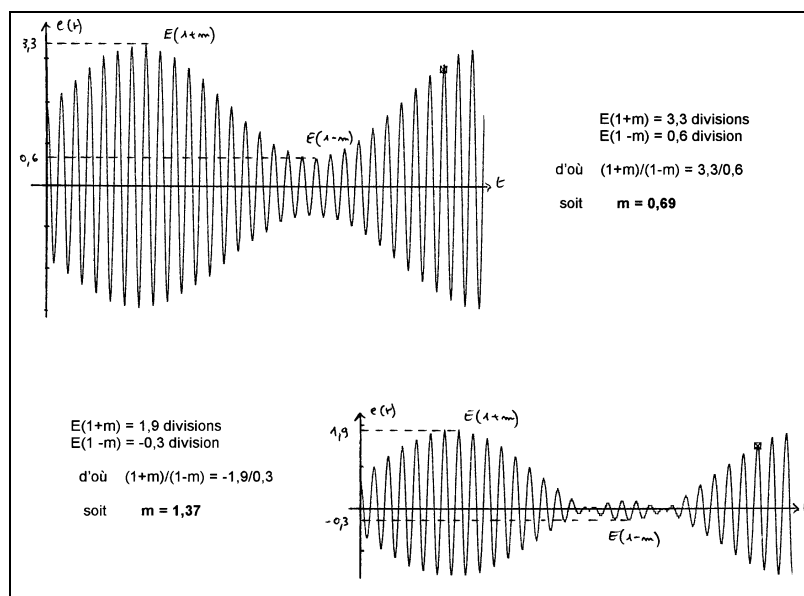


Lorsque le signal modulant est sinusoïdal, on a  $s(t) = a \cos(\Omega t)$  et la porteuse modulée s'écrit :

$$e(t) = E (1 + k a \cos(\Omega t)) \cos(\omega t) = E (1 + m \cos(\Omega t)) \cos(\omega t) \quad \text{si on pose } m = ka$$

la grandeur  $m = ka$  est appelée **indice de modulation**

Figure 16.  
Influence de m sur l'allure de la porteuse



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, le 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.

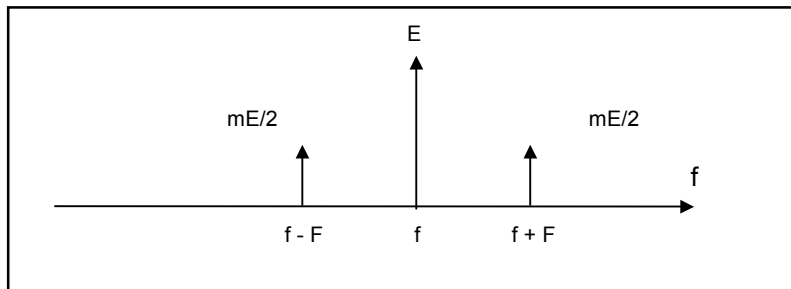
## 2) Spectre d'un signal AM

Intéressons-nous maintenant au **spectre** du signal modulé, et étudions le cas simple où le signal modulant est sinusoïdal :

$$\begin{aligned}
 e(t) &= E (1 + m\cos(\Omega t)) \cos(\omega t) \\
 &= E \cos(\omega t) + E m \cos(\Omega t) \cos(\omega t) \\
 &= E \cos(\omega t) + \frac{E m \cos(\omega + \Omega)t}{2} + \frac{E m \cos(\omega - \Omega)t}{2}
 \end{aligned}$$

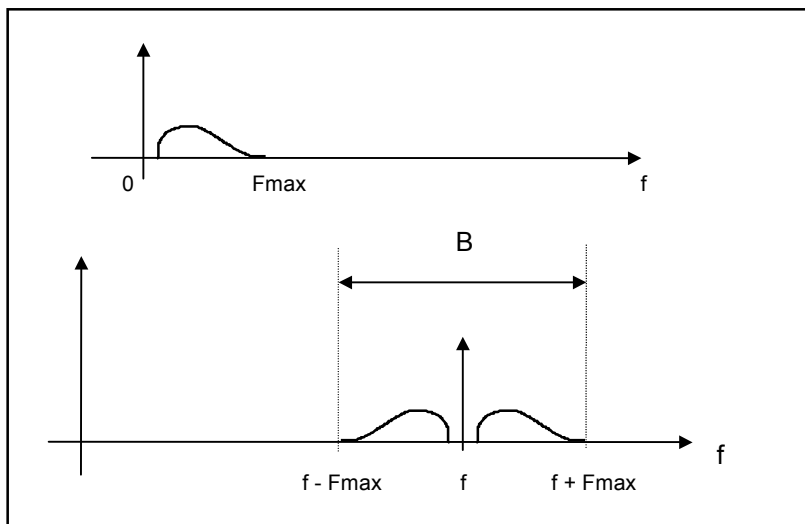
Le spectre est donc formé de 3 raies et a l'allure suivante :

Figure 17.  
Spectre d'un signal AM avec signal modulant sinusoïdal



Dans le cas général, le signal  $s(t)$  est quelconque, mais a un spectre borné par  $F_{max}$ . Le spectre du signal modulé en amplitude a alors l'allure suivante :

Figure 18.  
Spectre d'un signal AM avec signal modulant quelconque



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

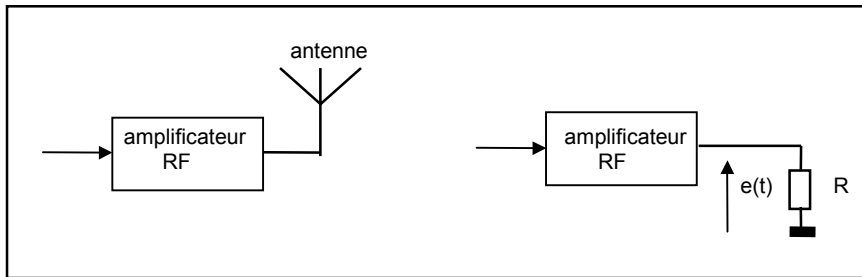
Applications :

- en radiodiffusion PO ou GO, un émetteur a droit à une bande de 9 kHz, ceci ne peut être réalisé que si on limite le spectre basse-fréquence à 4 kHz
- un canal CB ayant une largeur de 10 kHz, le spectre basse-fréquence doit être limité à 5kHz

### 3) Puissance transportée par un signal AM

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

Figure 19.  
Etage de sortie de l'émetteur



La puissance totale dissipée dans l'antenne et donc émise vaut :

$$P = \frac{E^2}{2R} + \frac{(mE/2)^2}{2R} + \frac{(mE/2)^2}{2R} = \frac{E^2}{2R} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

Prenons un exemple numérique :  $E = 50V$ ,  $m = 0,5$ , antenne  $R = 50\Omega$

Nous aurons : pour la porteuse  $P_p = 25 W$  et pour une raie latérale :  $P_s = P_i = 1,56 W$

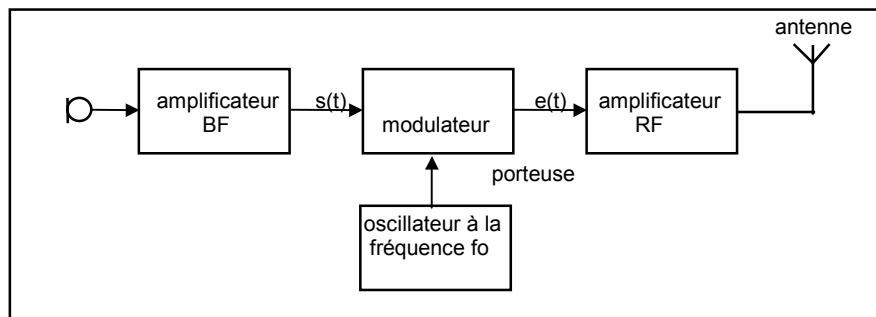
soit une puissance totale de :  $P = 25 + 1,56 + 1,56 = 28,12 W$

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**).

### 4) Production d'un signal AM avec porteuse

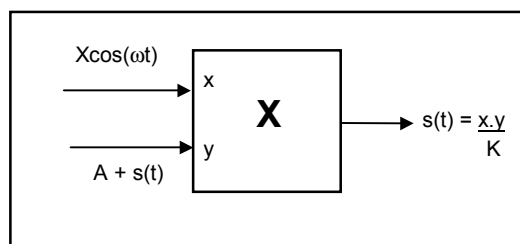
Lorsqu'on veut transmettre un signal en AM, on module la porteuse par l'information basse-fréquence à l'aide d'un modulateur :

Figure 20.  
Structure d'un émetteur AM



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

Figure 21.  
Production d'un signal AM par multiplieur



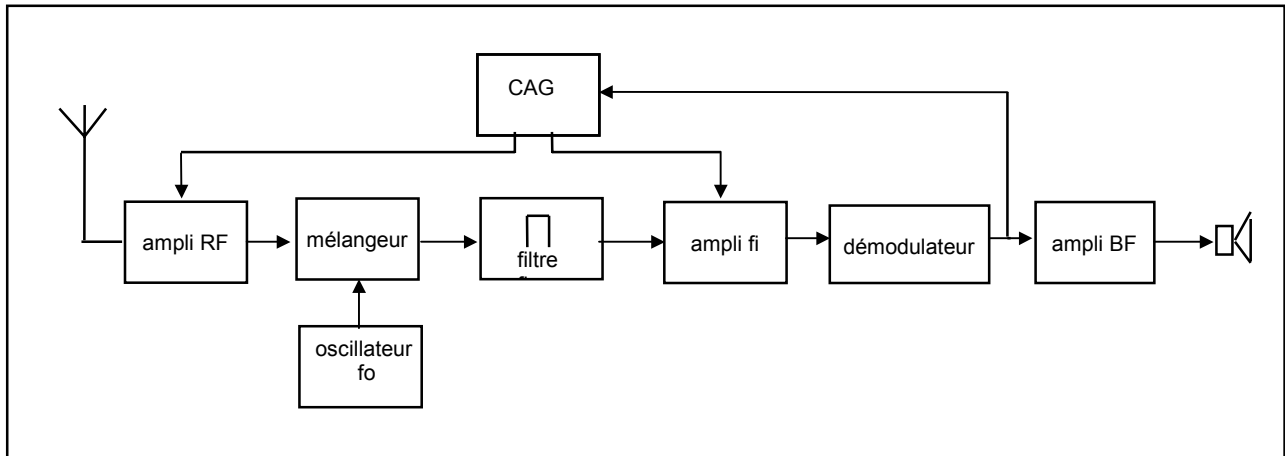
Si on appelle K le coefficient du multiplieur, on aura :  $s(t) = \frac{X\cos(\omega t) \cdot (A + s(t))}{K} = \frac{XA}{K} \left( 1 + \frac{1}{A}s(t) \right) \cos(\omega t)$

On peut donc régler l'indice de modulation m en jouant sur la valeur de la composante continue A.

### 5) Démodulation d'un signal AM

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.

Figure 22.  
Structure d'un récepteur AM



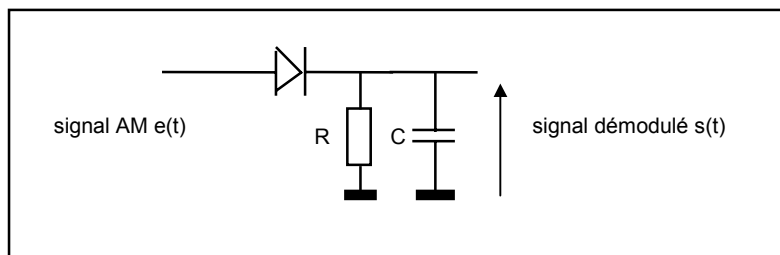
Le signal AM à démoduler se trouve à la fréquence intermédiaire  $f_i$ .

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

Le **détecteur crête** a le mérite d'une simplicité apparente, mais à cause du seuil de la diode nécessite un niveau suffisant avant démodulation, typiquement de quelques centaines de mV.

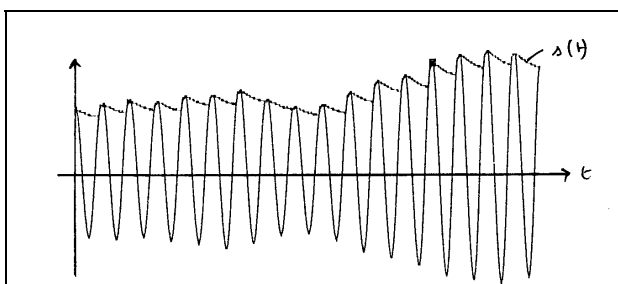
On utilisera de préférence une diode à pointe au germanium caractérisée par un faible seuil (0,2V) et une faible capacité parasite.

Figure 23.  
Schéma du détecteur crête



Voici l'allure du signal en sortie du démodulateur lorsque les valeurs de R et C sont correctes:

Figure 24.  
Signal démodulé par un détecteur crête bien conçu



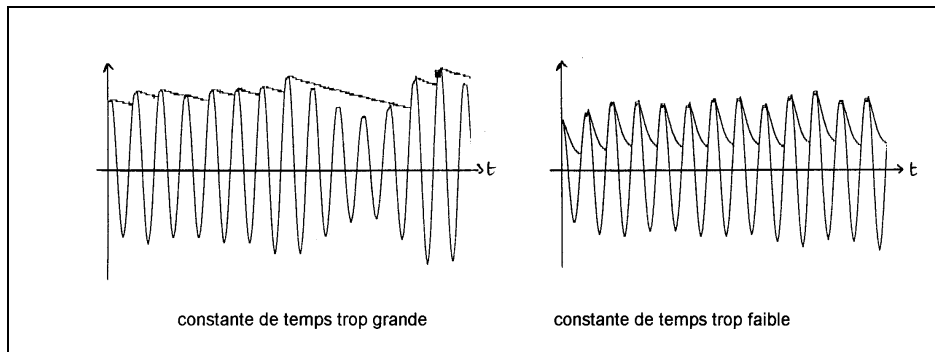
La constante de temps  $\tau$  du circuit RC doit être grande devant la période de la porteuse et faible devant la période de variation du signal modulant.

On pourra par exemple choisir une constante de temps telle que :

$$\tau = \frac{1}{\sqrt{F_{\max} \cdot f_i}}$$

Si la constante de temps du circuit RC est trop grande ou trop faible, le signal de sortie de ce démodulateur ne reproduit pas fidèlement le signal basse-fréquence modulant :

Figure 25.  
Porteuse  
démodulée par  
un détecteur  
crête mal  
conçu



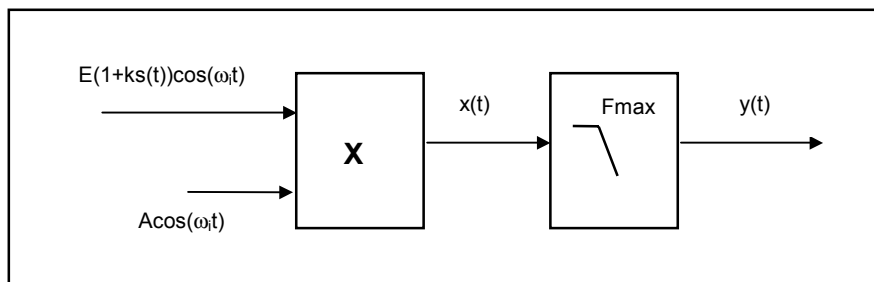
Le gros défaut de ce type de démodulateur est qu'il introduit en cas de surmodulation une distorsion inacceptable. On est donc contraint d'éviter la surmodulation à l'émission en insérant un étage amplificateur à contrôle automatique de gain qui évite au signal modulant de dépasser la valeur limite.

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.

Dans un **démodulation synchrone**, on multiplie simplement le signal AM par un signal sinusoïdal en phase (synchrone) avec la porteuse :

Figure 26.  
Principe du  
démodulateur  
synchrone

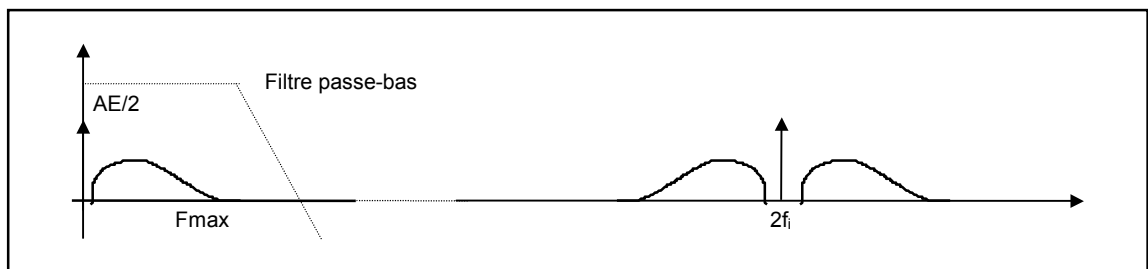


$$x(t) = AE(1+ks(t))\cos^2(\omega t) = AE(1+ks(t)) \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2}$$

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

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 :

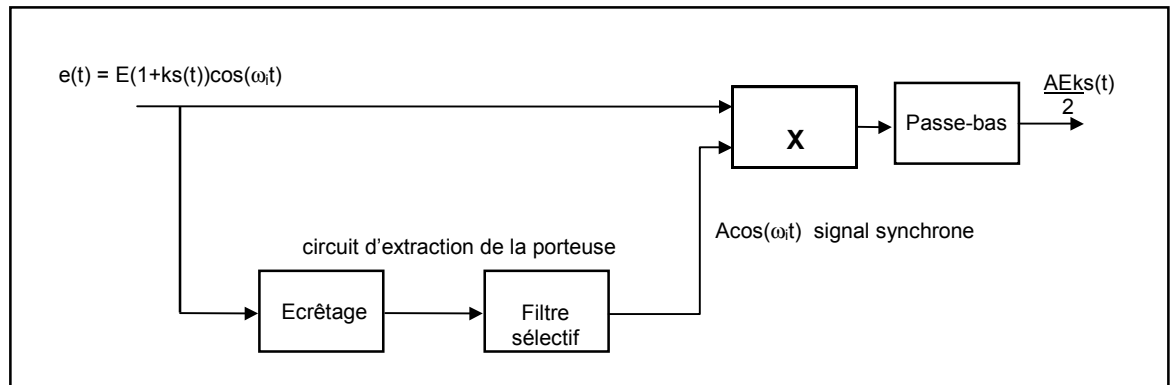
Figure 27.  
Spectre en  
sortie du  
démodulateur  
synchrone



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. Pour l'obtenir dans un récepteur, on peut le fabriquer à partir du signal AM par écrêtage et filtrage sélectif :

Figure 28.  
Exemple de circuit de récupération de la porteuse



Dans certaines applications, le circuit d'extraction de la porteuse est constitué par une boucle à verrouillage de phase accrochée sur la porteuse modulée.

### 6) Influence du bruit sur les démodulateurs

A la sortie du filtre de fréquence intermédiaire, le signal modulé est affecté de petites fluctuations aléatoires appelées **bruit électrique** provenant :

- de tous les émetteurs de parasites radioélectriques (systèmes industriels, soleil, signaux cosmiques) tombant dans la bande de fréquence reçue par le récepteur
- de l'agitation thermique des électrons qui produit du bruit dans tous les circuits électroniques du récepteur

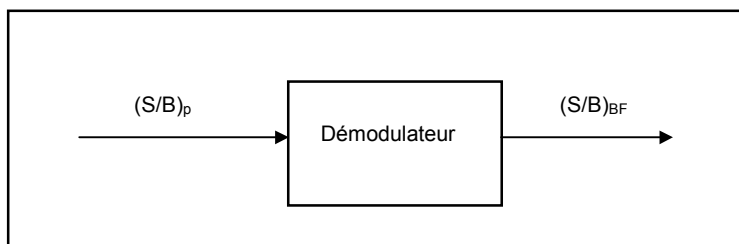
A la sortie de l'étage fi, le signal est caractérisé par son rapport signal sur bruit, qu'il faut plutôt appeler rapport porteuse sur bruit dans ce cas :

$$(S/B)_p = \frac{\text{valeur efficace de la porteuse en l'absence de modulation}}{\text{valeur efficace du bruit électrique}}$$

En sortie du démodulateur, on définit le rapport signal sur bruit du signal basse-fréquence :

$$(S/B)_{BF} = \frac{\text{valeur efficace de } s(t)}{\text{valeur efficace du bruit}}$$

Figure 29.  
Le bruit dans le démodulateur



On démontre alors les résultats suivants :

- pour le **détecteur crête** : si  $(S/B)_p \gg 1$   $(S/B)_{BF} = 2 \cdot (S/B)_p$  soit une amélioration de 6dB  
si  $(S/B)_p \ll 1$   $(S/B)_{BF} \ll 1$   
ceci veut dire que le détecteur crête ne fonctionne pas si la porteuse est trop bruitée
- pour le **démodulateur synchrone** :  $(S/B)_{BF} = 2 \cdot (S/B)_p$  l'amélioration est de 6dB quel que soit le niveau du signal modulé

Pour la démodulation de signaux très faibles et donc fortement bruités, il convient donc d'utiliser la détection synchrone.

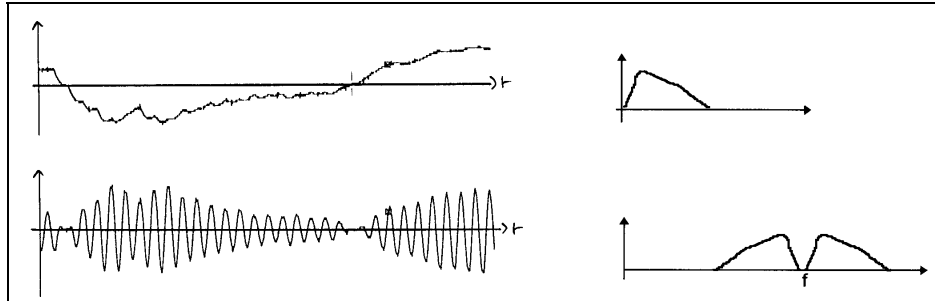
## 7) Les modulations d'amplitude sans porteuse

On obtient une autre forme de modulation d'amplitude en multipliant le signal modulant par la porteuse. L'expression mathématique du signal modulé s'écrit :

$$e(t) = E.s(t).\cos(\omega t)$$

L'allure temporelle et le spectre d'un tel signal sont les suivants :

Figure 30.  
La modulation  
AM-DSB

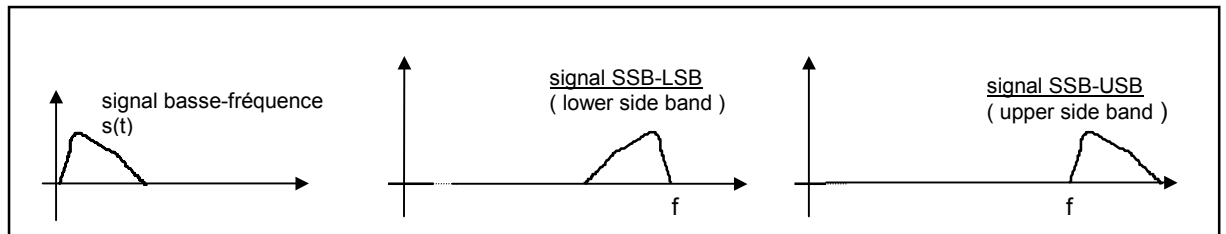


Ce type de modulation est aussi appelé **AM-BLD** ( bande latérale double ) ou **AM-DSB** (dual side band).

Ce signal AM-DSB est produit à l'aide d'un multiplieur et se démodule par détection synchrone. 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. Mais, à part l'application dans le codage stéréophonique, ce type de modulation est très peu utilisé pour les transmission 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. Par contre le spectre d'un signal BLU est constitué par l'une des deux bandes latérales du signal AM classique :

Figure 31.  
Signal modulé en  
AM-BLU



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.

### 8) Application au codage stéréophonique des émissions FM

Pour obtenir un effet stéréophonique, il faut transmettre simultanément deux signaux

- le canal droit D capté par le microphone placé du côté droit
- le canal gauche G capté par le microphone placé du côté gauche

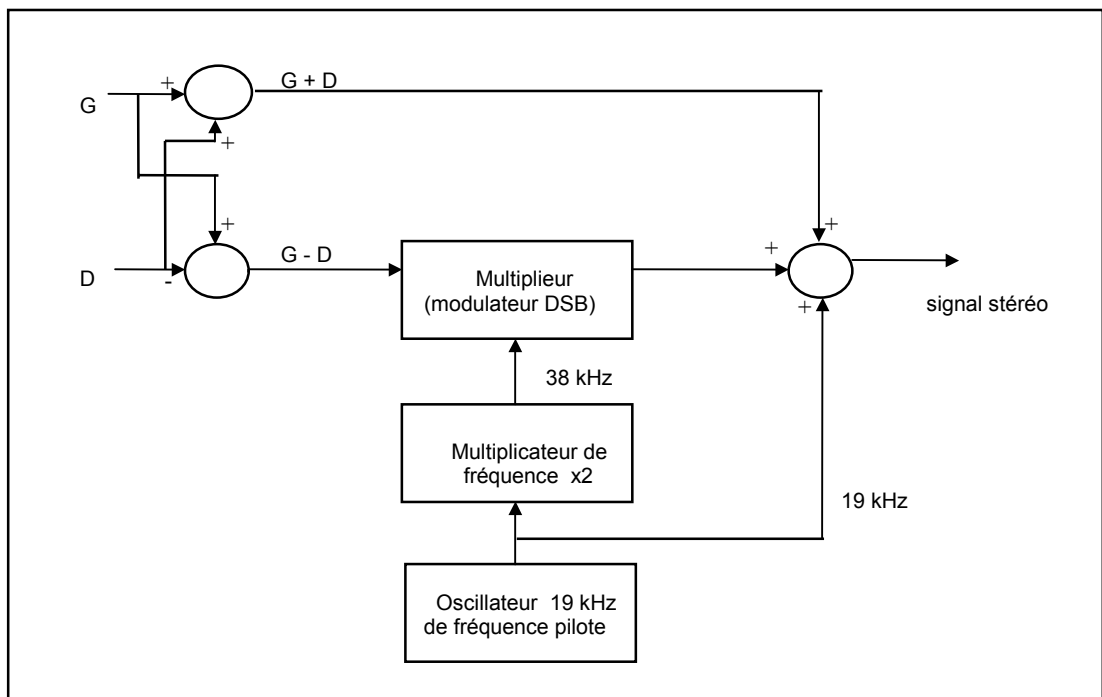
A l'émission, ces deux signaux D et G sont combinés par le codeur stéréo qui fournit un signal basse-fréquence composite stéréo  $s(t)$  qui va moduler la porteuse de l'émetteur ( en modulation de fréquence en l'occurrence).

A la réception, ces deux voies devront à nouveau être séparées pour être envoyées sur les haut-parleurs droit et gauche.

Ce codage stéréophonique doit évidemment rester compatible avec un récepteur monophonique qui doit reproduire sur son haut-parleur unique la totalité du message , soit le signal  $D + G$ .

Le codeur stéréophonique a la structure suivante :

Figure 32.  
Structure du  
codeur  
stéréophonique

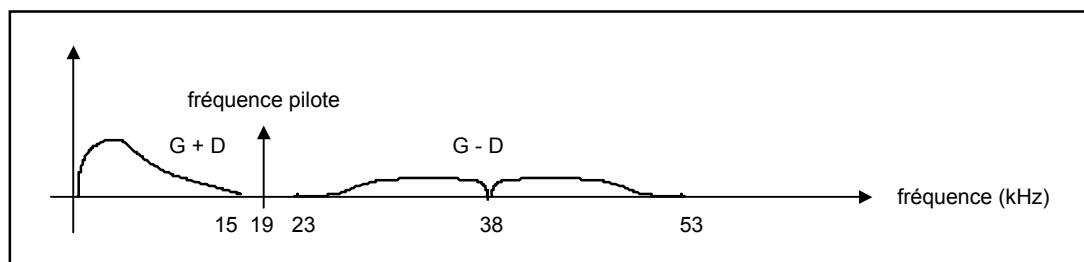


Ce signal codé « stéréo » peut maintenant servir de signal modulant pour l'émetteur qui peut être un émetteur AM ou FM.

Ce type de codage est utilisé en France dans la bande FM pour la radiodiffusion commerciale .

Sachant que le signal issu des deux microphones est limité en fréquence à 15 kHz, le spectre du signal codé stéréo a l'allure suivante :

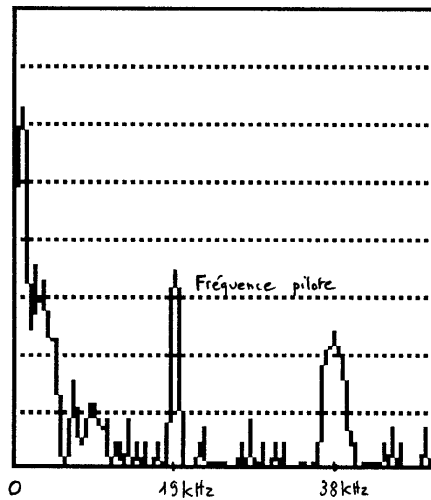
Figure 33.  
Spectre du  
signal codé  
stéréophonique



A la réception, on retrouve ce signal composite en sortie du démodulateur.

Voici l'allure réelle d'un signal codé stéréo enregistré à la sortie du démodulateur d'un récepteur en modulation de fréquence :

Figure 34.  
Spectre réel  
d'un signal  
stéréophonique

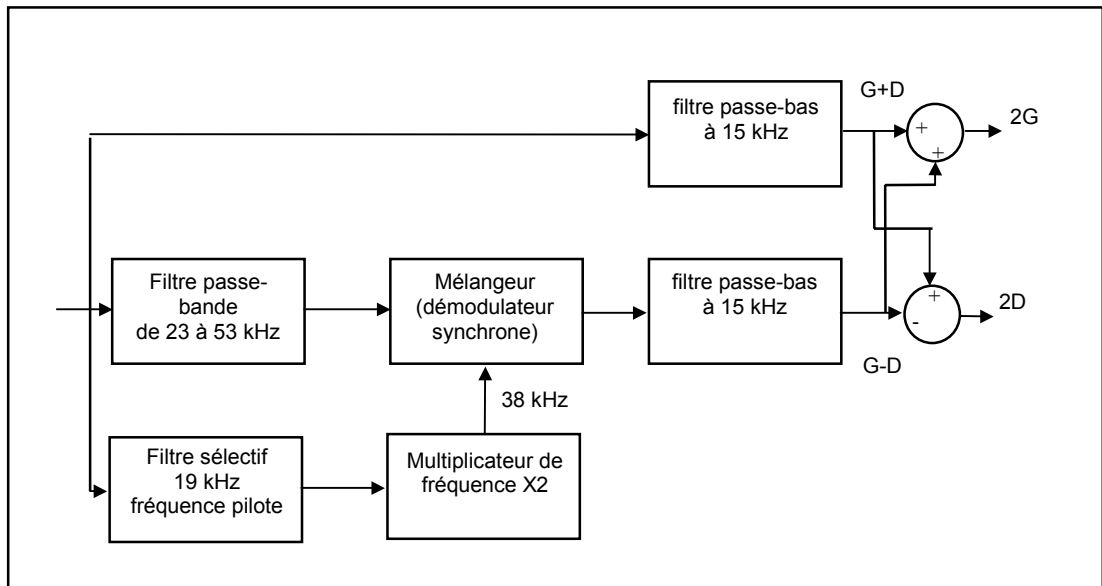


L'information G + D est récupérée par un simple filtre passe-bas. C'est ce signal complet qui est envoyé sur le haut-parleur dans un récepteur monophonique.

Lorsque le décodeur stéréophonique détecte la présence de la fréquence pilote à 19 kHz, il allume le voyant « stéréo » et procède à la démodulation synchrone du signal DSB à 38 kHz.

La structure du décodeur est la suivante :

Figure 35.  
Structure du  
décodeur  
stéréophonique



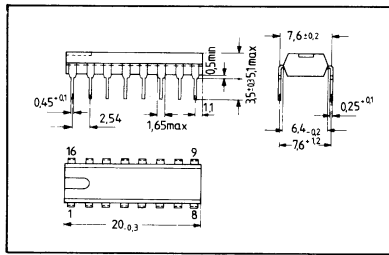
# Annexe D - le circuit récepteur TDA 1046

### Généralités

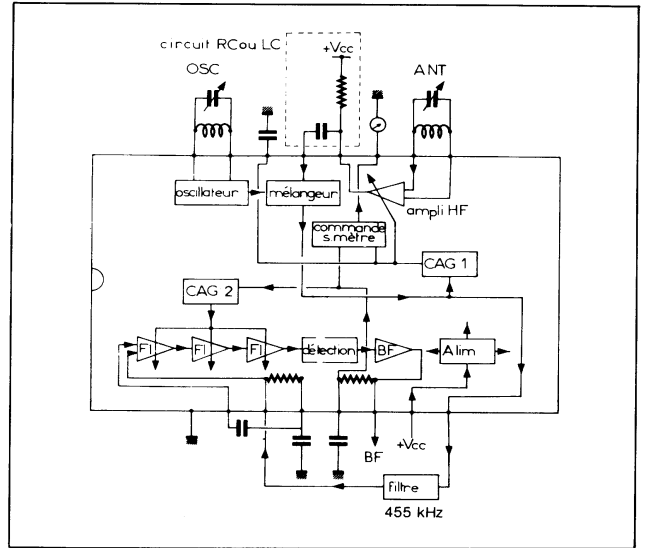
Ce circuit intégré est destiné à la construction d'autoradios et de récepteurs secteur AM. Il comprend deux étages HF à CAG, un mélangeur multiplicatif avec oscillateur indépendant, un détecteur à double alternance, un filtre actif passe-bas et un circuit de commande pour indicateur de champ. Le TDA 1046 convient particulièrement bien aux récepteurs à diodes varicap du fait de la régulation de niveau de son oscillateur. L'ensemble du circuit est construit selon une architecture symétrique. Le circuit se caractérise par les points suivants :

- CAG internes ;
- démodulateur incorporé ;
- filtrage BF incorporé ;
- commande directe d'un indicateur logarithmique de champ (90 dB) ;
- faible nombre de composants extérieurs ;
- possibilité d'ajouter un circuit accordé HF supplémentaire.

### Boîtier



### Schéma interne et brochage



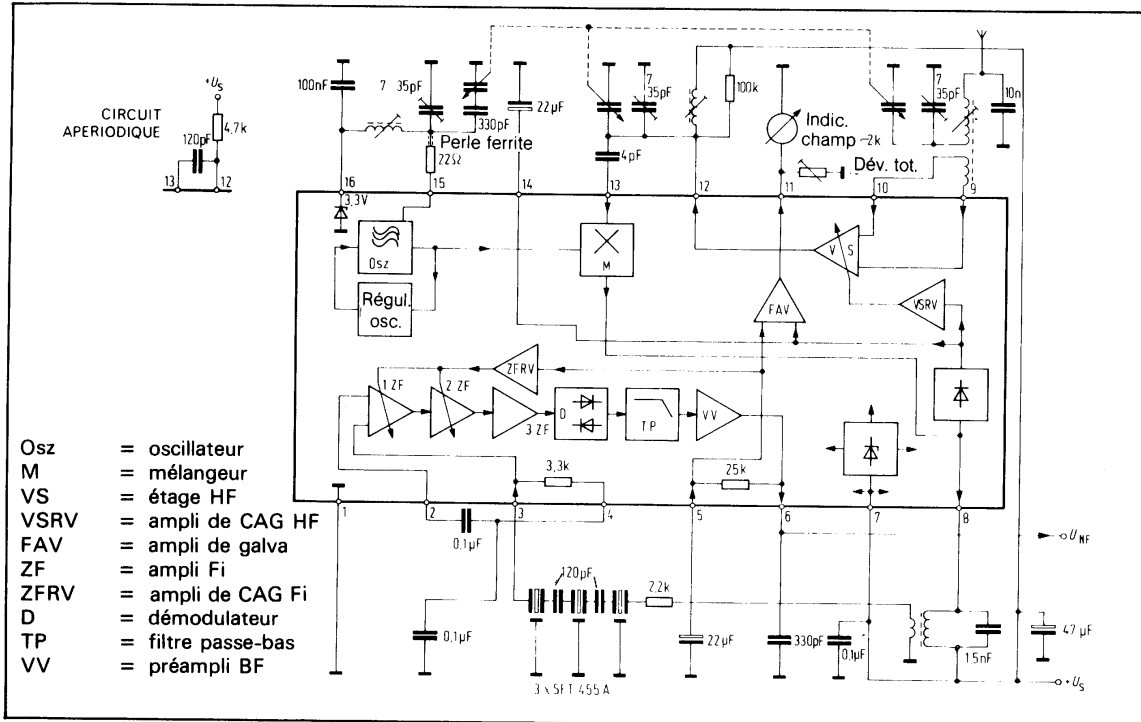
### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	$U_S$	18	V
Résistance thermique	$R_{thSU}$	90	K/W
Température de jonction	$T_j$	150	°C
Température de stockage	$T_s$	- 40 à + 125	°C

### Domaine de fonctionnement

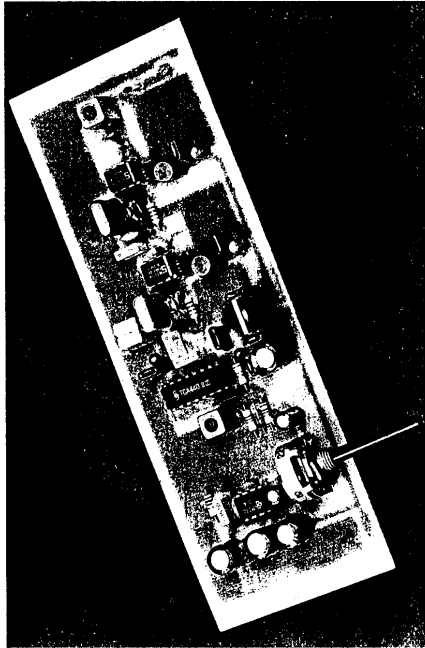
Tension d'alimentation	$U_S$	8 à 18	V
Fréquence d'oscillateur	$f_{osz}$	0,5 à 31	MHz
Fréquence d'entrée HF	$f_i HF$	0 à 30	MHz
Fréquence d'entrée FI	$f_i ZF$	0,2 à 1	MHz
Température de fonctionnement	$T_U$	- 15 à + 85	°C

### Schéma d'application



**Annexe E - exemple de récepteur AM-CB canal 19**

**RECEPTEUR CANAL 19 (27,185 MHz)**



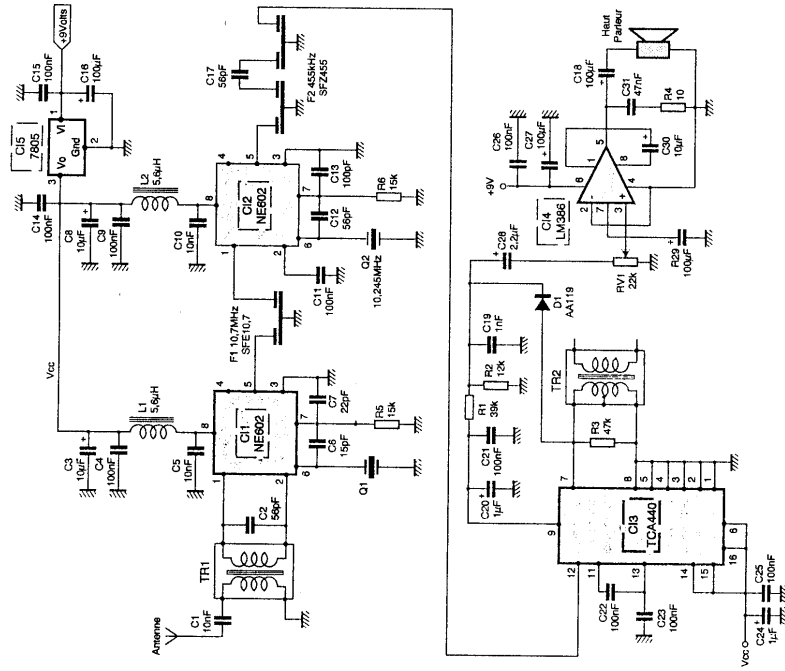
NE602 : oscillateur + mélangeur

TCA440 : ampli. F.

LN386 : ampli. BF

TR1 : transformateur accordé sur 27,185 MHz

TR2 : " " " 455 kHz



## Exercices d'application

1) Soit le signal AM :  $e(t) = 5(1 + 0,7\cos(10^3t)) \cos(10^6t)$ .

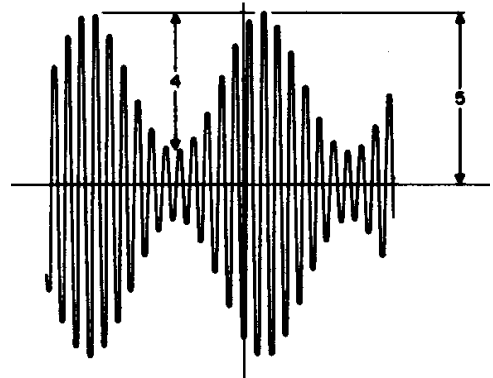
Déterminer la fréquence de la porteuse, la fréquence modulante et l'indice de modulation  $m$ .

2) Un signal AM a une fréquence de porteuse de 100 kHz, une fréquence modulante de 4 kHz et une puissance d'émission de 150 kW.

Le signal reçu par le récepteur a l'allure suivante :

Déterminer :

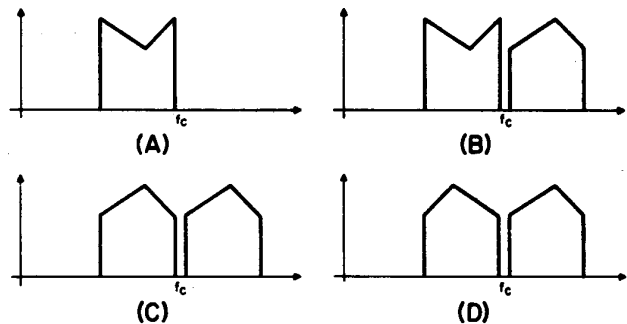
- les fréquences contenues dans ce signal
- la bande de fréquence occupée
- l'indice de modulation
- la puissance de la porteuse
- la puissance d'une bande latérale



3) Le spectre d'un signal BF modulant une porteuse  $f_c$  en bande latérale double est donné ci-dessous. Quel sera le spectre du signal modulé ?



spectre du signal BF



4) Un récepteur à double changement de fréquence reçoit une émission à 50 MHz. Les deux valeurs de  $f_i$  sont 10,7 MHz et 455 kHz.

Dessiner la structure de ce récepteur et préciser les valeurs des deux oscillateurs  $f_{o1}$  et  $f_{o2}$ , ainsi que les caractéristiques des deux filtres  $f_i$ .

Calculer la valeur de la fréquence image de l'émetteur reçu et conclure quant à l'intérêt de cette structure.

## IV) La modulation de fréquence

### 1) Définition du signal FM

Le message basse-fréquence  $s(t)$  à transmettre est inscrit dans la fréquence instantanée de la porteuse.

Sa fréquence dépend alors du temps et s'écrit :

$$\mathbf{f(t) = f_0 + k \cdot s(t)}$$
 avec  $s(t)$  : signal modulant  
 $f_0$  : fréquence de la porteuse non modulée

On passe aisément de la fréquence à la pulsation instantanée :

$$\omega(t) = 2\pi \cdot f(t) = \omega_0 + 2\pi k s(t)$$

puis à la phase en intégrant la pulsation :

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + 2\pi k \int s(t) dt$$

Le signal modulé en fréquence est un signal sinusoïdal d'amplitude  $E$  et de fréquence  $f(t)$ . Son expression mathématique est donc la suivante :

$$e(t) = E \cos(\theta(t)) = E \cos(\omega_0 t + 2\pi k \int s(t) dt)$$

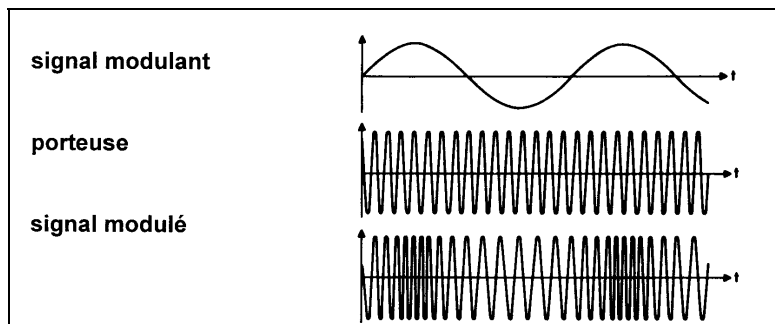
Dans le cas particulier d'un **signal modulant sinusoïdal**, nous avons  $s(t) = a \cos(\Omega t)$  et l'expression de la porteuse devient :

$$e(t) = E \cos(\theta(t)) = E \cos(\omega_0 t + 2\pi k \int s(t) dt) = E \cos(\omega_0 t + \frac{2\pi k a}{\Omega} \sin(\Omega t))$$

$$\text{d'où : } e(t) = E \cos(\omega_0 t + \frac{k a}{F} \sin(\Omega t))$$

L'allure du signal modulé en fréquence est la suivante :

Figure 36.  
Porteuse FM  
avec signal  
modulant  
sinusoïdal



### 2) Excursion en fréquence et indice de modulation

La fréquence varie au rythme du signal modulant entre deux valeurs extrêmes qui définissent l'excursion en fréquence.

Si le signal modulant  $s(t)$  évolue dans la plage  $-S_{max}$ ,  $+S_{max}$ , la fréquence varie entre

$$f_{min} = f_0 - k S_{max} \quad \text{et} \quad f_{max} = f_0 + k S_{max}$$

La grandeur  $k S_{max}$  est appelée **excursion en fréquence** et notée  $\Delta f$ .

En radiodiffusion, la valeur standard de l'excursion en fréquence est :  $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$

- la fréquence de l'émetteur France-Inter Mulhouse à  $f_0 = 95,7 \text{ MHz}$
- elle varie donc entre  $f_{\max} = 95,775 \text{ kHz}$  et  $f_{\min} = 95,625 \text{ MHz}$

Lorsque le signal modulant est sinusoïdal, on définit l'indice de modulation  $m$  :

$$m = \Delta f / F$$

Un émetteur modulé par un signal basse-fréquence à  $1 \text{ kHz}$  avec une excursion de  $m = \pm 4 \text{ kHz}$  est caractérisé par un indice de modulation de :

$$m = \Delta f / F = 4/1 = 4$$

**Remarque** : pour les émissions en modulation de fréquence, on peut avoir une grande diversité au niveau des excursions en fréquence.

Il est clair que l'encombrement spectral d'un signal FM va augmenter si on augmente l'excursion.

On trouve dans la pratique des émissions :

- à faible excursion, donc à spectre étroit : c'est le cas des émissions FM dans la bande CB ( $\Delta f = \pm 1 \text{ kHz}$ , canal de  $10 \text{ kHz}$  de large ) et des applications particulières comme les micros HF etc ...
- à excursion en fréquence moyenne : radiodiffusion FM ( $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$ , canal de  $300 \text{ kHz}$  )
- à forte excursion : c'est le cas des satellites de retransmission des émissions de TV travaillant dans la bande des  $10$  à  $12 \text{ GHz}$  qui travaillent en FM avec une excursion de  $\pm 9 \text{ MHz}$ , la largeur d'un canal étant d'une trentaine de MHz

### 3) Spectre d'un signal modulé en fréquence

Le spectre d'un signal FM est complexe et ne se calcule que dans le cas particulier où le signal basse-fréquence est sinusoïdal.

Le signal FM peut, dans ce cas particulier, se décomposer grâce aux fonctions de Bessel :

$$e(t) = E \cos\left(\omega_0 t + \frac{k_a \sin(\Omega t)}{F}\right) = E \cos(\omega_0 t + m \sin(\Omega t))$$

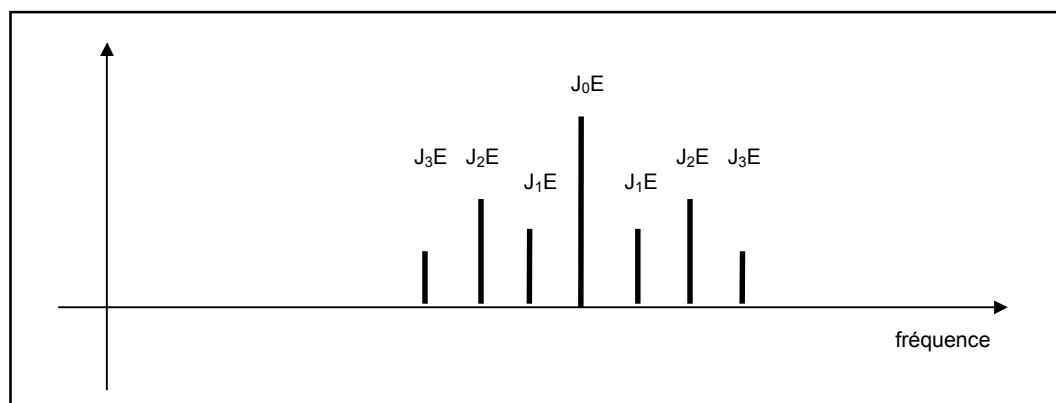
Cette expression se développe à l'aide des fonctions de Bessel :

$$e(t) = E J_0(m) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + E J_1(m) \cos[(\omega_0 \pm \Omega)t + \varphi_1] + E J_2(m) \cos[(\omega_0 \pm 2\Omega)t + \varphi_2] + \dots$$

où  $J_0(m)$ ,  $J_1(m)$ ,  $J_2(m)$  ... sont les fonctions de Bessel paramétrées en  $m$

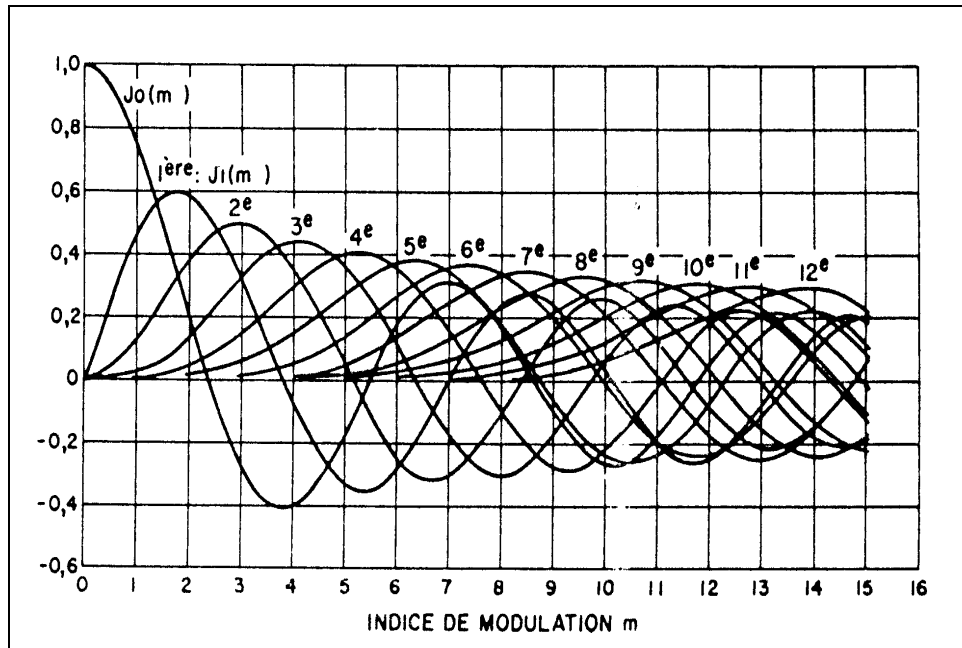
Le spectre du signal FM a donc l'allure générale suivante :

Figure 37.  
Spectre d'une  
porteuse FM  
avec signal  
modulant  
sinusoïdal



Les fonctions de Bessel sont données sous forme de courbes paramétrées en  $m$  :

Figure 38.  
Les courbes de Bessel



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

Figure 39.  
Tableau des fonctions de Bessel

$m$	$J_0$	$J_1$	$J_2$	$J_3$	$J_4$	$J_5$	$J_6$	$J_7$	$J_8$	$J_9$	$J_{10}$
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

Une porteuse (fréquence  $f$ ) modulée par un signal basse-fréquence sinusoïdal (fréquence  $F$ ) est donc caractérisé par :

- un spectre centré sur  $f$  et symétrique
- des raies espacées de  $F$  dont l'amplitude est donnée par les fonctions de Bessel
- un nombre de raies qui augmente avec l'indice de modulation
- une bande occupée  $B$  supérieure à l'excursion en fréquence totale  $2\Delta f$

Cette bande occupée  $B$  est donnée par la formule empirique de Carson :

$$B = 2(\Delta f + F) \quad \text{à 98\% de la puissance totale}$$

Un émetteur FM à  $f = 27$  MHz est modulé par un signal basse-fréquence à  $F = 1$  kHz avec une excursion de  $\Delta f = \pm 2$  kHz. L'indice de modulation vaut  $m = \Delta f/F = 2$

Le spectre est formé de 7 ou de 9 raies suivant qu'on néglige ou non les deux raies à  $f \pm 4F$ , soit une largeur de 6 ou 8 kHz.

La formule de Carson donne une bande occupée de :  $B = 2(2 + 1) = 6$  kHz

#### 4) Emetteur à modulation de fréquence

Pour émettre en modulation de fréquence il faut produire une porteuse de fréquence :

$$f(t) = f_0 + k.s(t) \quad \text{avec :}$$

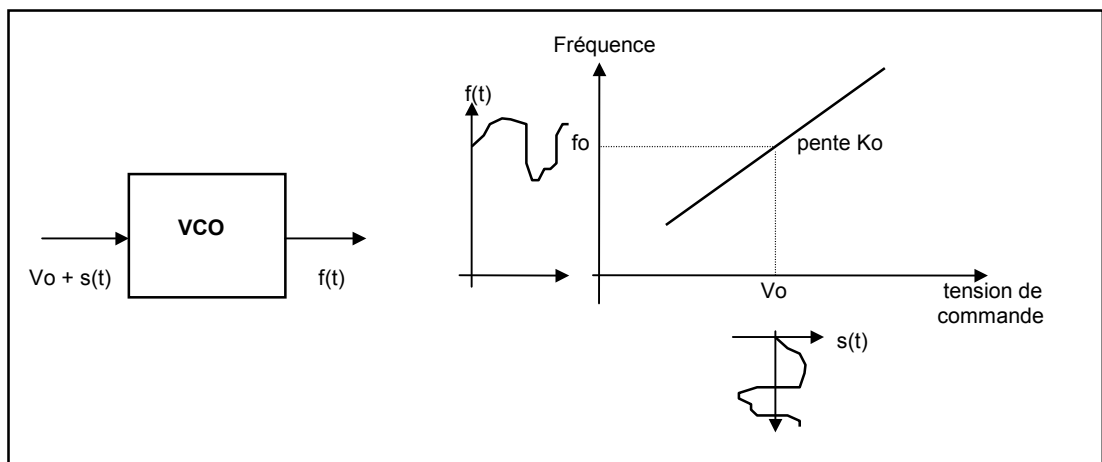
- une porteuse de fréquence  $f_0$  très stable
- une excursion en fréquence  $k.s(t)$  allant de quelques kHz à plusieurs MHz

Ces deux exigences sont a priori contradictoires et constituent la principale difficulté rencontrée dans les émetteurs en modulation de fréquence.

Un signal modulé en fréquence est toujours produit par un oscillateur commandé en tension (VCO) travaillant autour de  $f_0$  et commandé par le signal basse-fréquence  $s(t)$ .

Pour que la variation de fréquence soit proportionnelle au signal modulant, il est indispensable que ce VCO ait une caractéristique linéaire autour de  $f_0$ .

Figure 40.  
Production d'un signal FM par VCO



Si le VCO est linéaire sur une grande plage, on peut avoir une excursion en fréquence importante.

Malheureusement, la stabilité de  $f_0$  est aléatoire, puisque directement liée à la stabilité de la polarisation continue  $V_0$ .

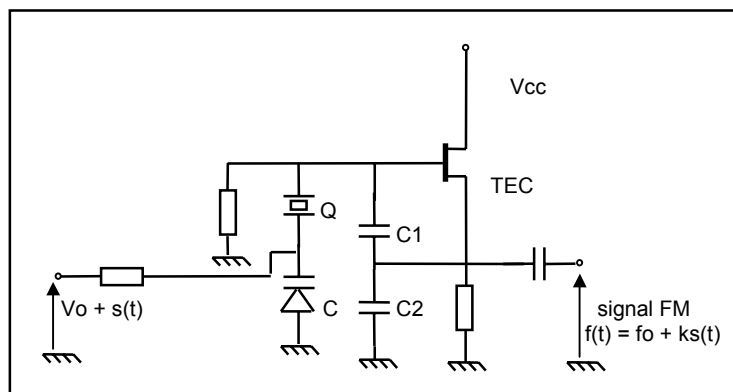
C'est pour cette raison qu'on a développé deux techniques qui nous assureront la stabilité de la fréquence centrale, à savoir :

- 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.

On peut faire varier légèrement la fréquence de ces oscillateurs en introduisant dans le circuit accordé une diode à capacité variable (Varicap) jouant le rôle d'un condensateur dont la valeur dépend de la tension modulante. On obtient ainsi un oscillateur à quartz commandé en tension appelé VCXO (Voltage Commanded Cristal Oscillator) par les anglo-saxons.

Figure 41.  
Production d'un signal FM par VCXO



La fréquence d'oscillation est essentiellement déterminée par les caractéristiques du quartz, et varie légèrement lorsque la capacité de la diode varicap C varie.

On a donc avec cette structure une excellente stabilité de  $f_0$ , mais une excursion en fréquence limitée à 1 ou 2 kHz.

Ce dispositif convient très bien à des émissions FM à faible excursion en fréquence.

Il est possible néanmoins d'augmenter l'excursion, en faisant suivre ce VCXO par des étages multiplicateurs de fréquence multipliant la fréquence par  $n$  en sélectionnant l'harmonique  $n$  du signal.

Par exemple à l'aide d'un tripleur de fréquence, on passera à une porteuse de fréquence  $3f_0$  et l'excursion sera multipliée par 3. Cette technique est couramment utilisée par les radioamateurs.

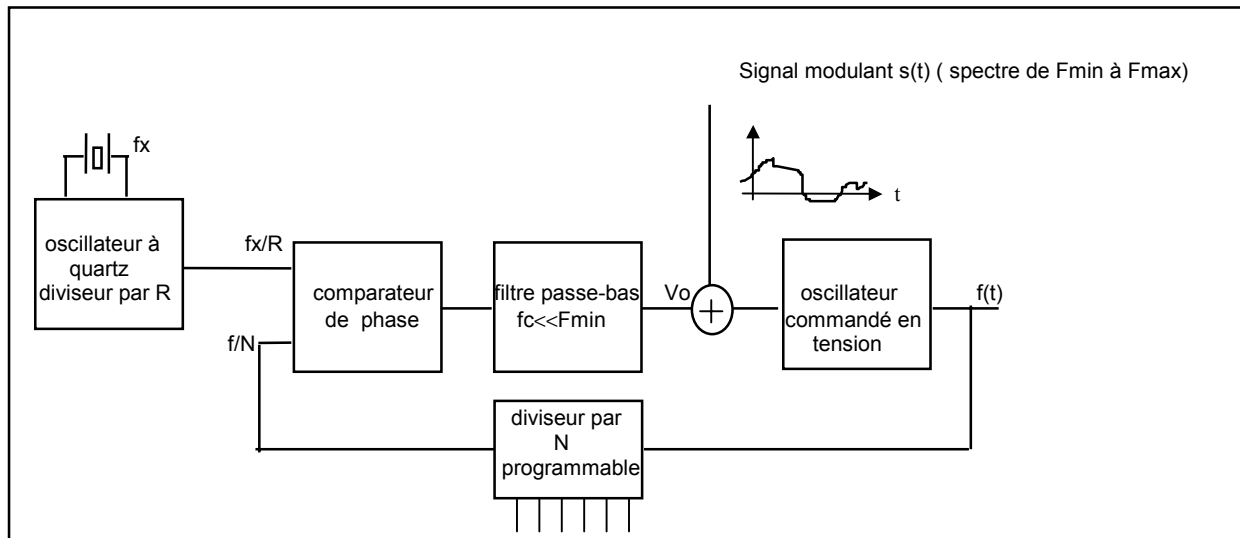
On trouvera aussi en annexe la description d'un émetteur FM à 49 MHz fonctionnant selon ce principe.

Pour concilier les exigences de stabilité de  $f_0$  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.

La structure est la suivante :

Figure 42.  
Production d'un  
signal FM par  
boucle à  
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 :  $f(t)/N = f_x/R$

⇒ en présence de signal modulant, la fréquence du VCO varie proportionnellement à  $s(t)$ .

Le filtre passe-bas de la boucle ayant une fréquence de coupure volontairement choisie très basse (par exemple 1Hz), la boucle à verrouillage de phase est incapable de réagir aux variations rapides de la fréquence de sortie  $f(t)$  liées au signal modulant. La PLL stabilise donc la fréquence centrale  $f_0$  du VCO, et son excursion est par contre libre :

$$f(t) = f_x.N/R + K_o s(t) \quad K_o \text{ étant la pente du VCO}$$

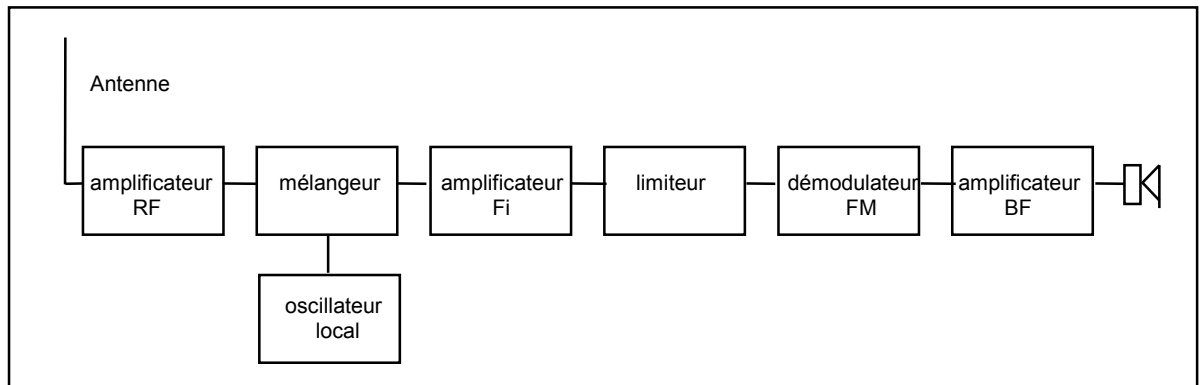
Cette fréquence pourra être changée facilement en jouant sur le rapport de division  $N$  du diviseur programmable et on passera ainsi d'un canal d'émission à un autre canal de la bande dans laquelle on veut émettre (CB, GSM...)

On trouvera cette technique mise en œuvre en Annexe H pour l'émetteur FM dans la bande de radiodiffusion.

## 5) 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.

Figure 43.  
Structure d'un récepteur FM

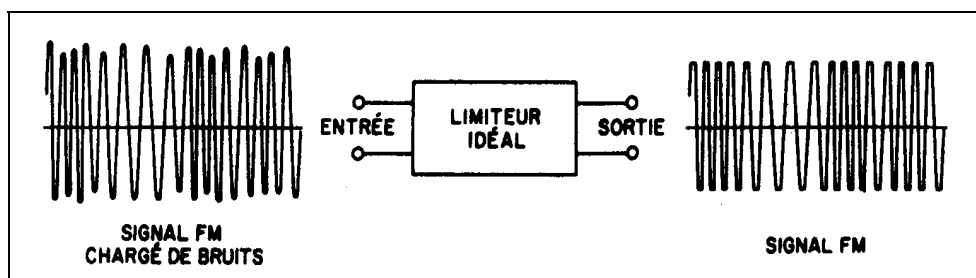


En radiodiffusion FM, la valeur standard de la fi est de 10,7 MHz. C'est cette valeur qu'on adopte chaque fois que c'est possible puisqu'on dispose de filtres céramiques performants et peu coûteux.

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.

Figure 44.  
Le rôle du limiteur en FM



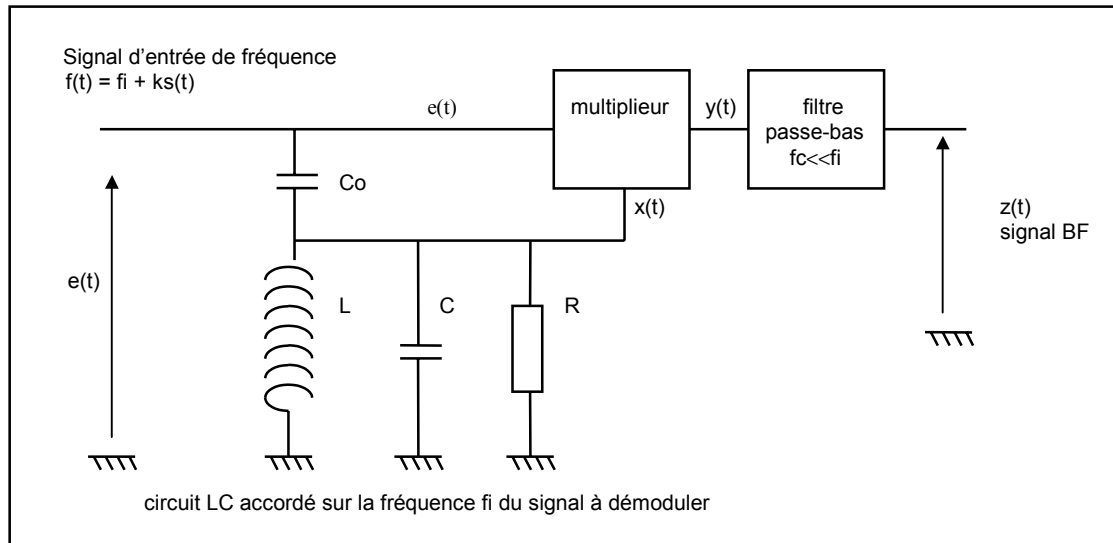
Les avantages apportés par ce limiteur sont nombreux :

- en écrêtant le signal fi on supprime une grande partie des parasites qui se sont introduits lors de la transmission : c'est une des raisons pour lesquelles la qualité est meilleure en FM qu'en AM
- tous les émetteurs, faibles ou puissants, se retrouvent avec un niveau fi identique, donc un volume sonore comparable dans le haut-parleur : le limiteur remplace donc ici le circuit de contrôle automatique de gain des récepteurs AM
- certains démodulateurs FM sont sensibles à l'amplitude du signal et démodulent les variations d'amplitude comme les variations de fréquence : il est donc indispensable dans ce cas de maintenir une amplitude constante à l'entrée du démodulateur.

Lorsque le signal modulé en fréquence est débarrassé des fluctuations parasites de son amplitude, il peut être démodulé par un discriminateur à quadrature ou un démodulateur à boucle à verrouillage de phase.

Le **discriminateur à quadrature** ( ou de phase ou à coïncidence ) est un type de démodulateur très utilisé en télécommunications. Il est construit autour d'un multiplieur analogique qui multiplie le signal à démoduler  $e(t)$  par le signal  $x(t)$  qui est le signal  $e(t)$  déphasé par un filtre constitué par C, Co, L et R.

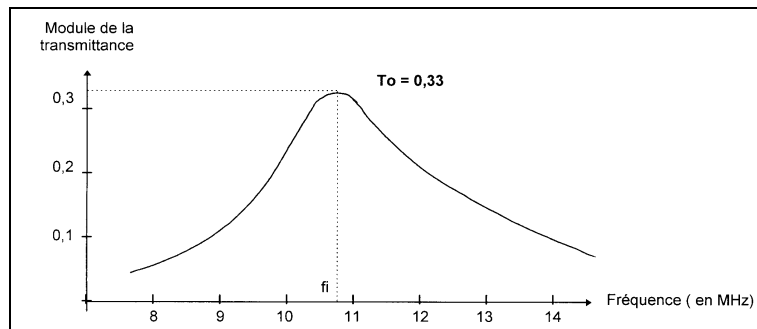
Figure 45.  
Structure du démodulateur à quadrature



Pour fonctionner à  $f_i = 10,7 \text{ MHz}$ , on pourra prendre  $C = 100 \text{ pF}$ ,  $C_o = 5 \text{ pF}$ ,  $L = 2,1 \mu\text{H}$  et  $R = 1 \text{ k}\Omega$ .

Avec ces valeurs, la courbe de gain du filtre déphaseur a l'allure suivante :

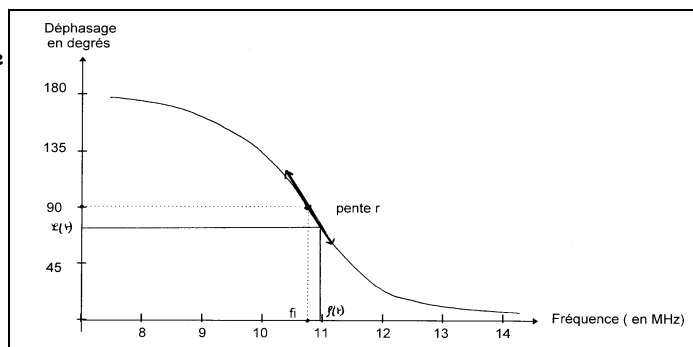
Figure 46.  
Courbe de gain du réseau déphaseur



Lorsque la fréquence varie légèrement autour de 10,7 MHz, on peut considérer que le module de la transmittance du filtre est constant et vaut sensiblement  $T_o = 0,33$ .

La courbe de phase a montre que ce filtre introduit un déphasage proportionnel à la déviation de fréquence par rapport à la fréquence centrale  $f_i$  :

Figure 47.  
Courbe de phase du réseau déphaseur



Au voisinage de la fréquence centrale  $f_i$ , le déphasage introduit par le filtre se calcule facilement en calculant la pente  $r$  de la courbe de phase :

- à la fréquence  $f_i$  le déphasage vaut  $\pi/2$
- à la fréquence  $f(t)$  le déphasage vaut  $\varphi(t)$

$$\text{soit : } r = \frac{\varphi(t) - \pi/2}{f(t) - f_i} \quad \text{et} \quad \varphi(t) = \pi/2 + r(f(t) - f_i) = \pi/2 + rks(t)$$

Le multiplieur reçoit donc les deux signaux suivants :

$$e(t) = E \cos(\theta(t)) \quad (\text{avec } \theta(t) = \int \omega(t) dt = \omega_i t + 2\pi k \int s(t) dt) \quad \text{et} \quad x(t) = T_o.E \cos(\theta(t) + \pi/2 + rks(t))$$

Le produit de ces deux signaux s'écrit après développement :

$$y(t) = 0,5.T_o.E^2 \cos(2\theta(t) + \pi/2 + rks(t)) + 0,5.T_o.E^2 \cos(\pi/2 + rks(t))$$

Le premier terme a une fréquence instantanée voisine de  $2f_i$  et sera éliminé par le filtre passe-bas. Seul subsiste en sortie du filtre le deuxième terme qui s'écrit plus simplement :

$$z(t) = 0,5.T_o.E^2 \cos(\pi/2 + rks(t)) = -0,5.T_o.E^2 \sin(rks(t))$$

L'excursion en fréquence étant petite par rapport à  $f_i$ , l'angle  $rks(t)$  reste petit par rapport à  $\pi/2$  et nous pouvons assimiler le sinus de l'angle à l'angle, soit :

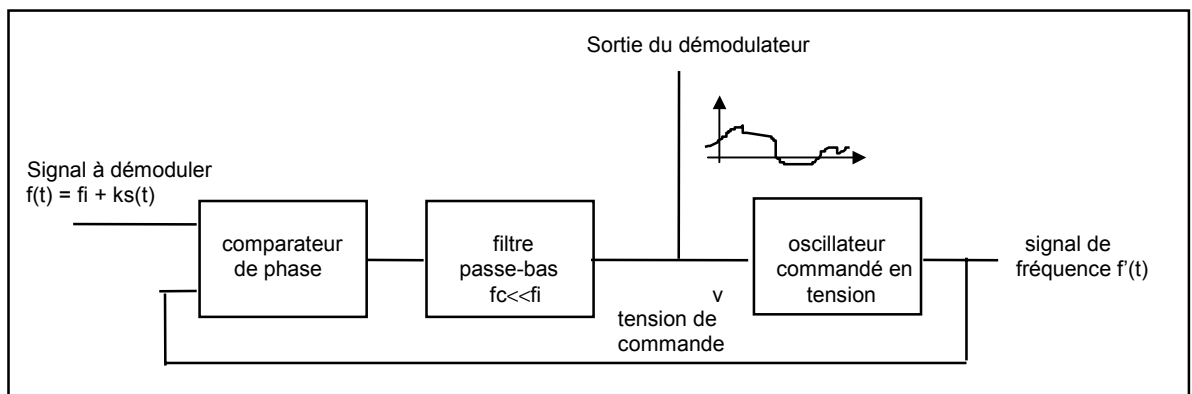
$$z(t) = -0,5.T_o.E^2 rks(t) = A.s(t) \quad \text{c'est le signal basse-fréquence}$$

Ce type de démodulateur FM est très utilisé dans les circuits intégrés puisqu'il utilise une structure courante : le multiplieur ( voir documentation du SO41P ou du NE604 ). Le filtre déphaseur est évidemment externe et peut-être constitué par un circuit LC de même type que celui utilisé dans les filtres de fréquence intermédiaire

Le signal de sortie dépend du carré de l'amplitude du signal à démoduler : il est donc important d'avoir une amplitude rigoureusement stable, ce qui justifie la présence du limiteur.

Le démodulateur à **boucle à verrouillage de phase (PLL : phase lock 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.

Figure 48. Structure du démodulateur à 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 :

$$f'(t) = f(t) = f_i + ks(t)$$

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

$$\text{d'où} \quad v(t) = f'(t)/K_o = f_i/K_o + ks(t)/K_o = V_o + A.s(t)$$

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

**6) Influence du bruit sur la démodulation**

On démontre que si le signal à démoduler n'est pas trop bruité, le rapport signal sur bruit après démodulation est amélioré d'un facteur qui dépend de l'indice de modulation :

$$(S/B)_{BF} = 3.m^2.(S/B)_p \quad \text{si } (S/B)_p > 10\text{dB}$$

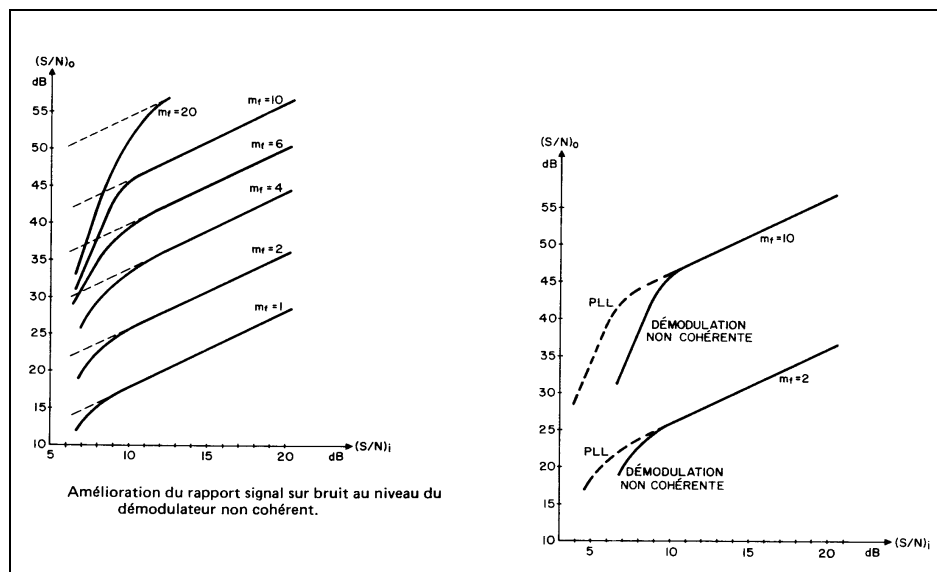
Cette formule est très intéressante , car elle montre qu'en modulation de fréquence il est toujours possible d'améliorer la qualité de la liaison en augmentant l'indice de modulation.

Le prix à payer est évidemment une augmentation de l'encombrement spectral de l'émetteur.

Cette relation explique aussi pourquoi les émissions en radiodiffusion commerciale se font avec une excursion en fréquence assez importante puisqu'elle vaut 75kHz.

Comme le montrent les courbes ci-dessous, le seuil de 10dB est abaissé à 5dB lorsqu'on utilise un démodulateur à PLL.

**Figure 49.**  
Influence de m et du type de démodulateur sur la qualité de la liaison



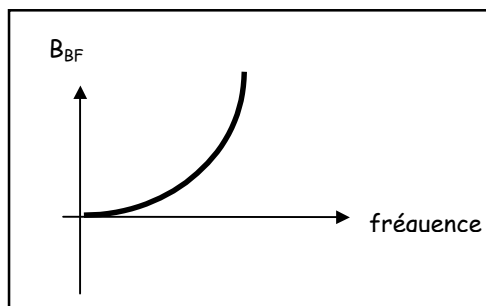
Pour une porteuse modulée caractérisée par un rapport (S/B)<sub>p</sub> donné et pour un signal basse-fréquence d'amplitude S<sub>BF</sub> donnée, on peut établir l'expression du bruit B<sub>BF</sub> en sortie du démodulateur :

$$B_{BF} = \frac{S_{BF} \cdot F^2}{3\Delta f^2 (S/B)_p}$$

Le bruit en sortie du démodulateur augmente donc avec la fréquence

Cela veut dire que le bruit en sortie du démodulateur a la répartition spectrale suivante :

**Figure 50.**  
Allure du spectre de bruit en sortie d'un démodulateur FM



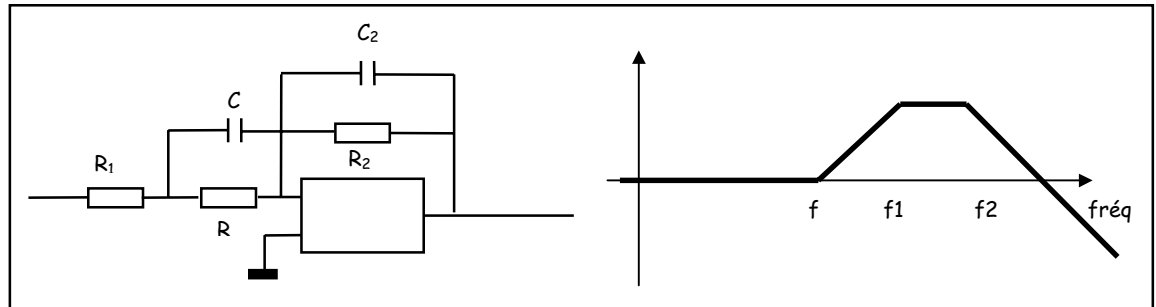
Le bruit est plus important aux fréquences élevées soit dans le haut du spectre audio en radiodiffusion et son TV FM ou dans le haut du spectre de chrominance en codage couleur SECAM.

Ce bruit est d'autant plus gênant et perceptible que le spectre du signal décroît rapidement pour les fréquences élevées.

C'est pour répondre à ce problème qu'en modulation de fréquence le signal à transmettre est systématiquement préaccentué à l'aide d'un filtre favorisant les fréquences élevées .

A la réception, un filtre inverse rabaisse les aiguës à leur niveau normal et diminue simultanément le niveau de bruit.

Figure 51.  
Exemple de  
filtre de  
préaccentuation



Les fréquences charnière sont :

$$f = 1/2\pi RC$$

$$f_1 = 1/2\pi(R//R_1)C$$

$$f_2 = 1/2\pi R_2 C_2$$

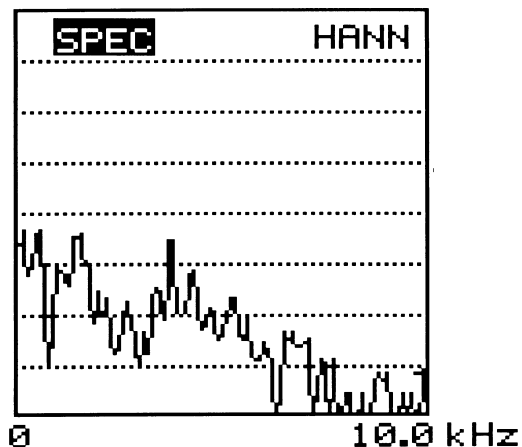
La plupart des circuits de préaccentuation audio travaillent avec une constante de temps :

- $RC = 50 \mu s$  soit  $f = 3,183 \text{ kHz}$  ou
- $RC = 75 \mu s$  soit  $f = 2,122 \text{ kHz}$

Ce type de filtre conduit à une accentuation des fréquences aiguës du spectre audio comprise entre 10 et 20 dB selon le choix de la constante de temps.

Le spectre de la voix montre que le niveau moyen des aiguës est assez faible. On peut donc augmenter le niveau des aiguës sans modifier le niveau moyen du signal.

Figure 52.  
Spectre moyen  
de la parole



Pour la musique le problème est plus délicat puisqu'on peut avoir instantanément des niveaux d'aiguës assez importants ( percussions par exemple) et ce type de préaccentuation conduit à une augmentation momentanée du niveau du signal assez sensible.

Ceci conduit en modulation de fréquence à une excursion instantanée importante et fatalement à un spectre plus large et par conséquent à un dépassement du canal.



**Annexe G - le NE604 ampli fi et démodulateur**

SA/NE604

Low Power FM I.F. System

**DESCRIPTION**

The SA/NE604 is a monolithic low power FM I.F. system incorporating two limiting intermediate frequency amplifiers, quadrature detector, logarithmic signal strength indicator, and voltage regulator. The SA/NE604 is available in a 16 lead dual-in-line plastic package and 16 lead SO (surface mounted miniature package).

**APPLICATIONS**

- Cellular Radio FM IF
- Communications receivers
- Intermediate frequency amplification and detection up to 10.7MHz
- RF level meter
- Spectrum analyzer

**FEATURES**

- Low power consumption: 2.3mA typical
- Logarithmic Received Signal Strength Indicator (RSSI) with a dynamic range in excess of 90dB
- Separate data output
- Audio output with muting
- Low external count; suitable for crystal resonators
- Excellent sensitivity: 1.5V across input (in 10:27V into 50 $\Omega$  matching network) for 12dB SINAD (Signal to Noise and Distortion ratio) at 455kHz

**CIRCUIT DESCRIPTION**

The SA/NE604's IF amplifier has a gain of 30dB, bandwidth of 15MHz, with an input impedance of 1.5K $\Omega$  and an output impedance of 1.0K $\Omega$ . The limiter has a gain of 60dB, bandwidth of 15MHz, and an input impedance of 1.5K $\Omega$ . An interstage filter between the IF Amplifier and Limiter is recommended to reduce wideband noise. The quadrature detector input (pin 8) impedance is 40K $\Omega$ .

The data (muted output) and audio (muted output) both have 50K $\Omega$  output impedance and their detected signals are 180 degrees out of phase with each other. The mute input (pin 3) has a very high impedance and is compatible with three and five volt CMOS and TTL levels. Little or no DC level shift occurs after muting when the quadrature detector is adjusted to the IF center frequency. Muting will attenuate the audio signal by more than 60dB and no voltage spikes will be generated by muting.

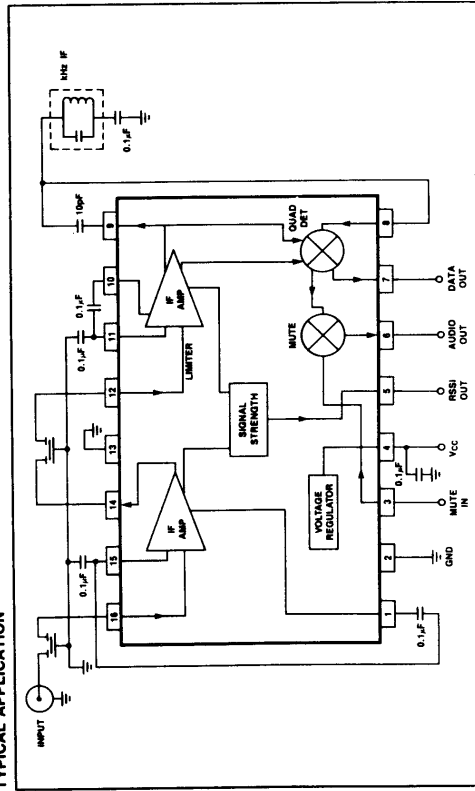
The logarithmic signal strength indicator is a current source output with maximum source current of 50 microamps. The signal strength indicator's transfer function is approximately 10 microamp per 20dB and is independent of IF frequency. The interstage filter must have a 6dB insertion loss to optimize slope linearity.

Pins 1, 16, 15, 14, 12, 11, 10, 9, and 6 do not need external bias and should not have a DC path.

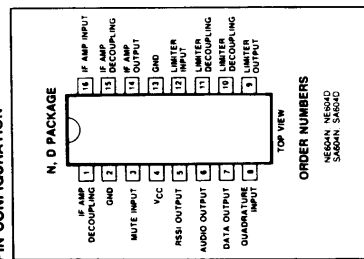
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = +6$  volts, unless otherwise stated.

SYMBOL AND PARAMETER	SA/NE604		UNITS	
	Min	Typ		Max
Power supply voltage range	4.5	-	8.0	V
D.C. current drain	-	2.3	2.7	mA
I.F. frequency	-	-	10.7	MHz
RSSI range	TBD	90	-	dB
RSSI accuracy	-	$\pm 1.5$	-	dB
I.F. input impedance	1.5	-	-	K $\Omega$
I.F. output impedance	1.0	-	-	K $\Omega$
Limiter input impedance	1.5	-	-	K $\Omega$
Quadrature detector data output impedance	50	-	-	K $\Omega$
Muted audio out impedance	-	50	-	K $\Omega$
Mute - switch input threshold (on)	1.7	-	1.0	V
Mute - switch input threshold (off)	-	-	-	V

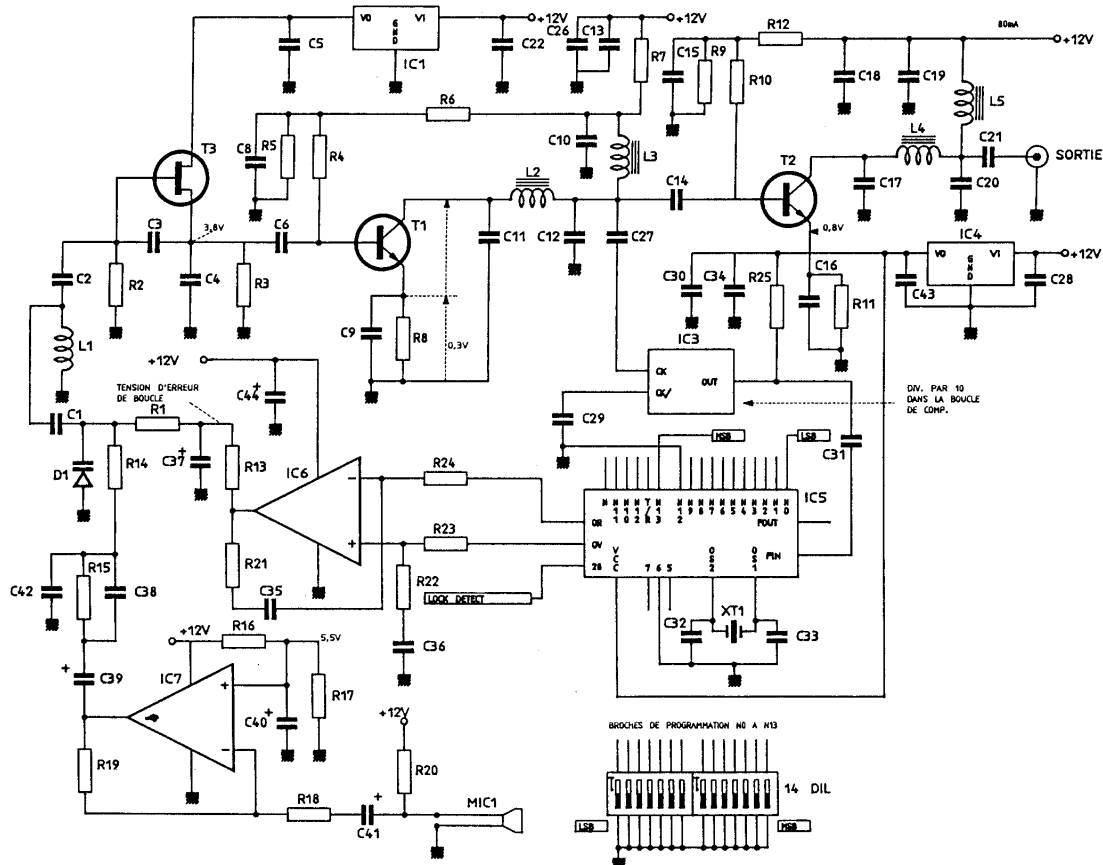
**TYPICAL APPLICATION**



**PIN CONFIGURATION**



## Annexe H - exemple d'émetteur pour la bande FM



Partant d'un oscillateur local à FET, asservi par la boucle, nous trouvons deux étages d'amplification portant la puissance de sortie aux environs de 23 à 24 dBm. Chaque étage comporte un transistor bipolaire, T1 et T2, polarisé en classe A et dont le collecteur se retrouve chargé par l'impédance d'un circuit passe bas du troisième ordre qui atténue les harmoniques avec une pente de 60 dB par décade. Cette structure, hormis le fait qu'elle stabilise le fonctionnement dynamique des transistors, assure une adaptation inter-étage quasi-idéale par le réglage des inductances L2 et L4. La fréquence de coupure à -3 dB de ces circuits se situe à 130 MHz, l'harmonique 3 se trouve atténué déjà de 53 dB au dessous de la

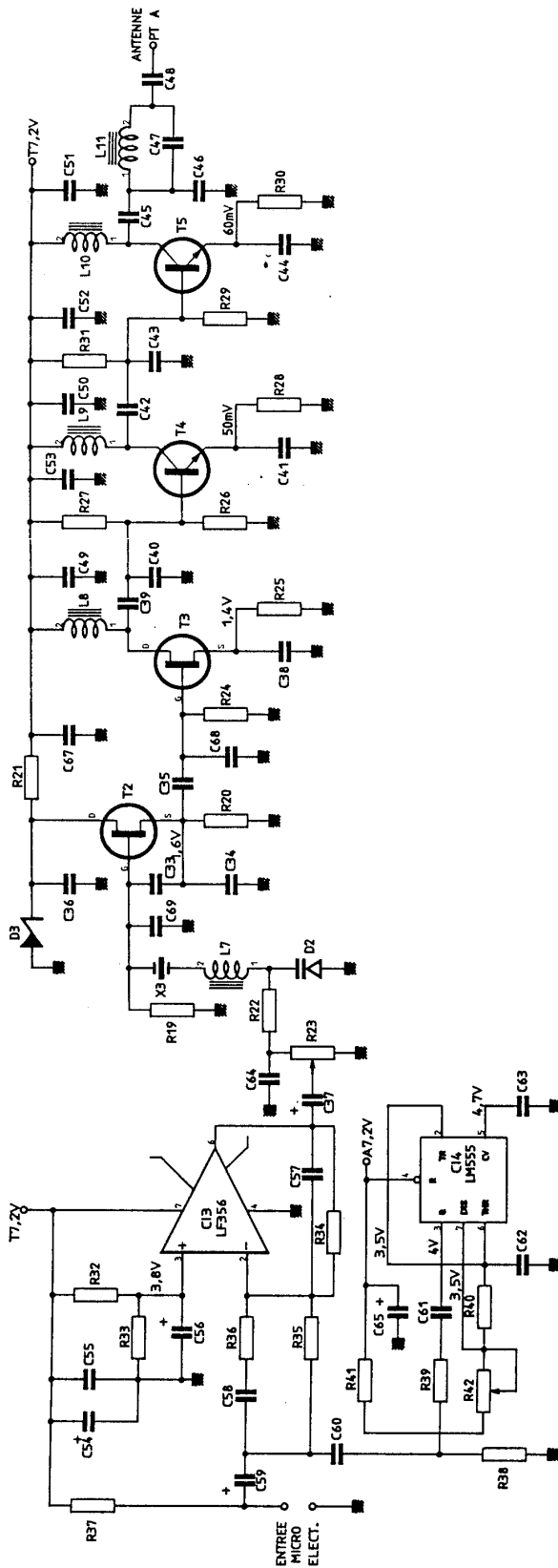
porteuse utile. La sortie s'effectue sur une charge "purement ohmique" de 50 Ω pour un fonctionnement optimum. Le couplage inter-étage est assuré par C14 et C21.

Le fonctionnement statique de cet émetteur, assuré par 3 régulateurs de tension lui permet de négliger les variations de tension d'alimentation. La modulation audio appliquée à la diode varicap, à l'extérieur de la boucle, permet d'obtenir avec les valeurs du schéma une excursion de  $\pm 70$  kHz. La préaccentuation qui assure le meilleur rapport signal sur bruit de la transmission, effectuée par R15 et C38 est fixée à 50  $\mu$ s, la résistance R14 découplée par C42 et C1 dans le domaine BF crée un filtre passe-bas avec un pôle à 8 kHz, ce qui

n'entrave nullement le fonctionnement du modulateur équipé de préférence d'un LF 356.

La résistance R20 permet d'alimenter un micro électret, l'utilisation d'un tel micro permet de retransmettre tous les sons d'une salle. Le rapport de R19 à R18 ajuste le gain de l'amplificateur BF ; Pour certaines applications on peut le réduire par l'augmentation de R18. Nous ne reviendrons pas sur le fonctionnement de l'asservissement de fréquence mettant en œuvre les composants IC3, IC5, IC6 et T3, mais voyons la réalisation pratique de cet émetteur.

**Annexe I - exemple d'émetteur FM pour la bande 49 MHz**



**L'émetteur 49 MHz**

La figure 10 représente son schéma. Un quartz résonnant sur 16,625 MHz équipe le modulateur de fréquence. L'accord exact s'obtient avec l'inductance L7 compensant la réactance capacitive de la diode D2 tel que  $J_{XL} - J_{XC} = 0$ . Autrement dit le quartz voit sa liaison de masse au travers de ce circuit série constitué par L7 et D2 accordées sur la fréquence de résonance.

L'oscillateur fournit une puissance faible pour garantir sa stabilité. Le transistor T3 sélectionne l'harmonique 3 du quartz, il limite également le signal pour atténuer la modulation d'amplitude engendrée par la modulation directe du quartz. Ce dernier se comporte comme un circuit accordé à très fort facteur de surtension et la moindre variation de fréquence engendre la variation du niveau de sortie. Par voie de conséquence il s'agit d'une modulation de l'amplitude de la porteuse modulée en fréquence. Le circuit accordé dans le drain de T3 permet d'obtenir facilement l'adaptation vers l'étage amplificateur suivant conçu autour de T4.

## Exercices d'application

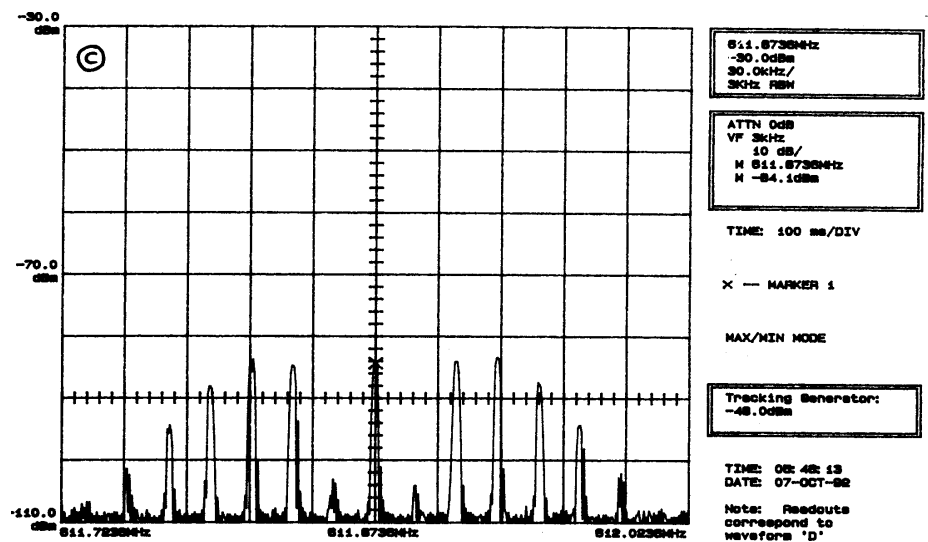
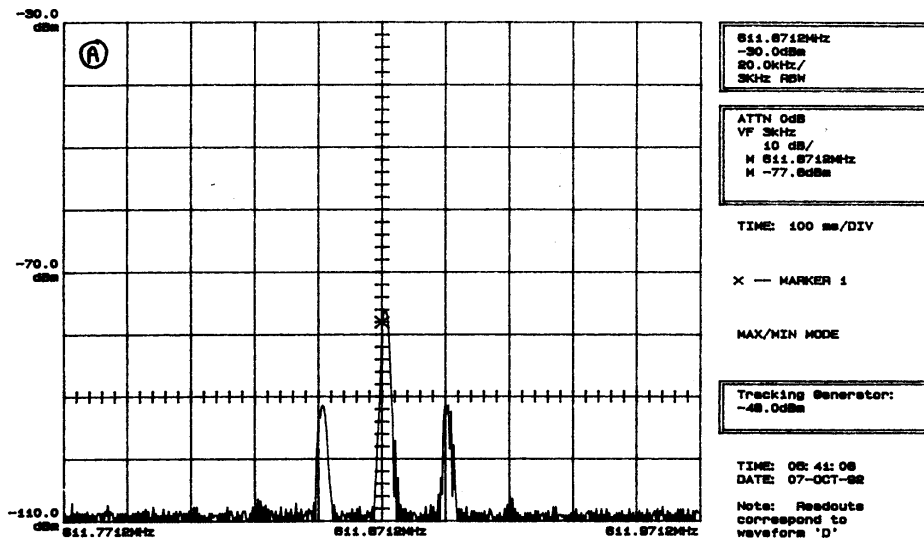
Un signal FM a une excursion en fréquence de  $\pm 150$  kHz et une fréquence modulante de 15 kHz. Quel est l'indice de modulation ? Quelle est la bande de fréquence occupée par ce signal ?

Quelles sont les composantes spectrales du signal  $e(t) = 10 \cos(2\pi 10^7 t + \sin(2\pi 10^3 t))$  ?

Les spectres de 2 signaux FM modulés par un signal sinusoïdal sont représentés ci-dessous :

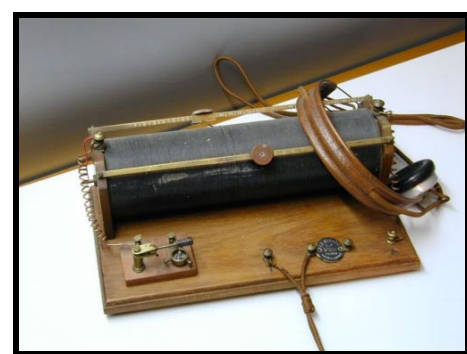
Dans chaque cas déterminer :

- les fréquences de la porteuse et de la BF
- l'indice de modulation
- la déviation en fréquence
- la largeur de la bande occupée





# Les modulations numériques



jean-philippe muller

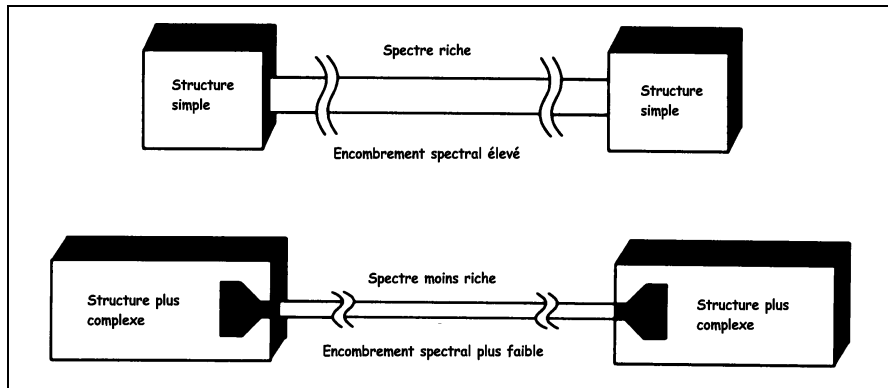
<b><u>Sommaire</u></b>	<b>page</b>
<b>Le compromis complexité matérielle/encombrement spectral</b>	<b>3</b>
<b>Principe du transport d'une information numérique par une porteuse</b>	
• principe général	5
• les paramètres du signal qu'il est possible de modifier	5
• visualisation simultanée de l'amplitude et de la phase	6
• modulation d'une porteuse suivant deux axes	7
• optimisation du spectre HF	8
<b>Traitement du signal numérique en bande de base</b>	
• spectre du signal numérique	10
• diagramme de l'oeil et interférence intersymbole	12
• filtre de Nyquist	13
• effet du filtrage sur la trajectoire de phase	15
<b>Les différents types de modulations numériques à porteuse unique</b>	
• modulation d'amplitude ASK	16
• modulation de fréquence FSK	18
• modulation de phase à 2 états BPSK	19
• modulation en quadrature à 4 états 4-QAM ou QPSK	20
• modulation GMSK	22
• modulations en quadrature à x états x-QAM	24
<b>La modulation à grand nombre de porteuse OFDM</b>	<b>28</b>
<b>Les différentes techniques de partage du canal : FDMA, TDMA, CDMA</b>	<b>30</b>
<b>Structure générale d'un système de communication numérique</b>	<b>32</b>
<b>Annexes :</b>	
A- les filtres de Nyquist	33
B- trajectoire de phase et encombrement spectral	35
C- structure d'un récepteur pour TV-satellite numérique	37
D- les différents standards utilisés dans le monde	39
E- glossaire français-anglais	41

## I) Le compromis complexité/encombrement spectral

Les systèmes de transmissions se répartissent pour la plupart entre trois catégories caractérisées par leur efficacité en bande passante, en puissance ou du point de vue des coûts.

L'efficacité en bande passante représente la capacité d'un procédé de modulation à transporter les données dans une **bande passante limitée**, tandis que l'efficacité en puissance décrit la capacité du système à transmettre les informations, en toute fiabilité, **à la puissance la plus faible possible**.

Figure 1.  
Compromis  
complexité -  
encombrement  
spectral



La plupart des systèmes actuels accordent la priorité à l'efficacité en bande passante, même si les critères de puissance et de coût suivent de près dans l'esprit du concepteur.

Le paramètre à optimiser dépend des exigences propres à chaque système.

Pour une **liaison hyperfréquence terrestre numérique**, par exemple, c'est l'efficacité en bande passante qui prime généralement, avec un faible taux d'erreur sur les bits. Le critère de la puissance est moins important, en raison de la disponibilité d'une alimentation en courant alternatif. De plus, comme ces appareils sont généralement construits en petites quantités, leur coût et leur complexité peuvent être relativement élevés.

Un **téléphone cellulaire** mobile doit au contraire privilégier l'efficacité en puissance, car il est alimenté par batterie. Son coût représente aussi un critère important, car les constructeurs et les opérateurs cherchent à étendre leur marché. Ces systèmes sacrifient donc une part de l'efficacité en bande passante au bénéfice des critères de puissance et de coût.

Chaque amélioration de l'un de ces paramètres d'efficacité (bande passante, puissance ou coût), entraîne une diminution d'un autre critère, une complexité accrue ou une réduction des performances dans les environnements défavorables.

Comme l'indique le diagramme ci-dessus, les systèmes simples sont de forts consommateurs de spectre, avec pour conséquence une limitation du nombre d'utilisateurs. A l'autre extrémité, les systèmes très économes en bande passante exigent des émetteurs et des récepteurs plus complexes pour pouvoir transporter le même volume d'informations sur une bande passante réduite.

En d'autres termes, plus l'efficacité spectrale des techniques de transmission est importante, plus les matériels deviennent complexes, ce qui les rend, chaque ingénieur le sait, plus difficiles à concevoir, à tester et à construire.

Nous sommes obligés de partager le spectre des radiofréquences, mais l'essor de la demande de services de transmissions fait que nous sommes chaque jour de plus en plus nombreux à vouloir l'utiliser.

La modulation numérique offre par rapport à la modulation analogique une capacité supérieure pour le transport de volumes d'information accrus, ce qui constitue de toute évidence une évolution majeure dans la concurrence pour l'espace spectral.

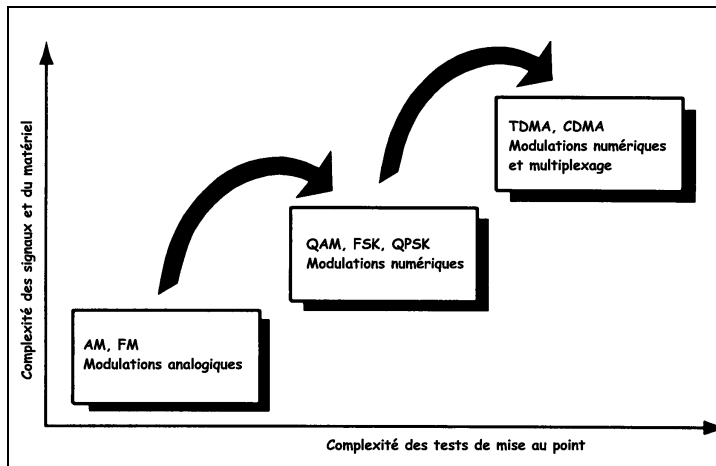
Les formats numériques sont également compatibles avec les services de données numériques, offrant une sécurité accrue des données, une meilleure qualité de transmission et une disponibilité plus immédiate des systèmes.

Nous avons assisté ces dernières années à une mutation majeure, passant de la modulation d'amplitude analogique simple (AM) et de la modulation de fréquence/phase (FM/PM) aux nouvelles techniques de modulation numérique.

On utilise couramment les formats courants :

- QPSK (Quadrature phase shift keying)
- FSK (Frequency shift keying)
- MSK (Minimum shift keying)
- QAM (Quadrature amplitude modulation)

Figure 2.  
Evolution des  
techniques de  
modulation



A cela vient s'ajouter dans de nombreux systèmes un autre facteur de complexité : le multiplexage, c'est-à-dire la technique qui permet de délivrer plusieurs signaux indépendants avec accès simultané à un système unique.

Les deux principaux types de multiplexage sont le TDMA (Time Division Multiple Access) et le CDMA (Code Division Multiple Access).

Cependant, en raison des arbitrages décrits plus haut, ces procédés efficaces en bande passante exigent des matériels plus complexes. La description ci après devrait faciliter la compréhension de la modulation numérique, en présentant le concept de base de la modulation.

## II) Transport d'une information numérique par une porteuse

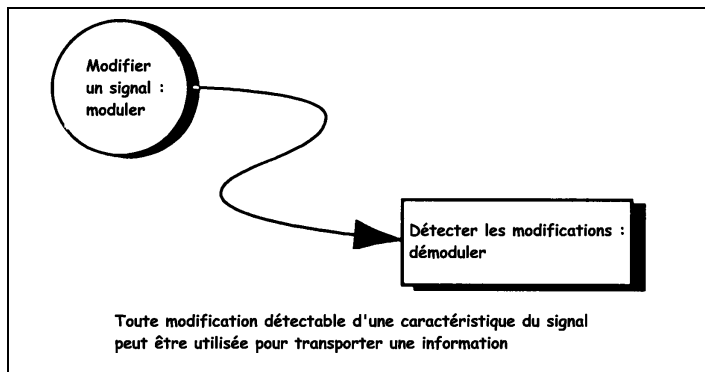
### 1) Principe général

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

Figure 3.  
Principe de la modulation

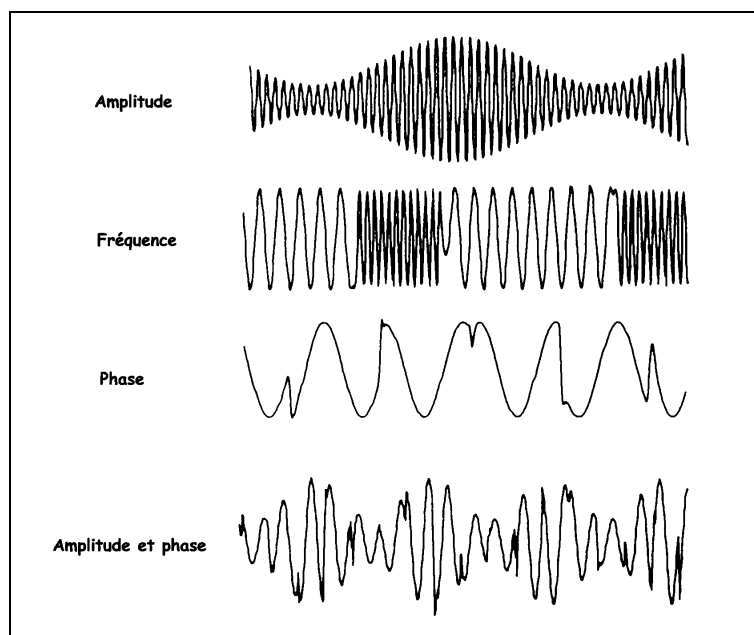


Ces informations ont à peine besoin d'être rappelées, mais elles mettent en évidence un concept important : toute variation détectable sans aucune ambiguïté des caractéristiques du signal peut servir à transporter des informations. Ces possibilités semblent infinies et elles militent pour la poursuite de la recherche sur de nouveaux formats de modulation.

### 2) Les paramètres du signal qu'il est possible de modifier

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).

Figure 4.  
Les différents types de modulation



En modulation d'amplitude (AM), c'est l'amplitude du signal d'une porteuse haute fréquence qui est modifiée, proportionnellement à l'amplitude instantanée du signal du message de modulation.

La modulation de fréquence (FM) est la technique de modulation analogique la plus utilisée dans les systèmes de transmissions mobiles. En FM, l'amplitude de la porteuse est maintenue à une valeur constante, tandis que sa fréquence est modifiée par le signal du message de modulation.

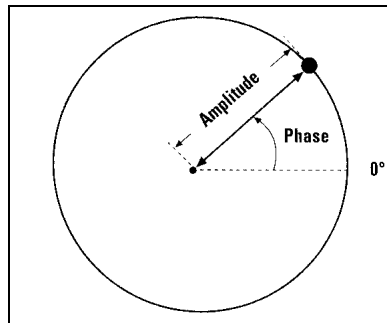
On peut moduler l'amplitude et la phase simultanément et séparément, mais ce procédé est difficile à générer et particulièrement difficile à détecter. Par conséquent, dans les systèmes réalisés en pratique, le signal est dissocié en une autre série de composantes indépendantes : I (phase) et Q (quadrature).

Ces composantes orthogonales (perpendiculaires entre elles) n'interfèrent pas entre elles. Nous y reviendrons par la suite.

### 3) Visualisation simultanée de l'amplitude et de la phase

Le diagramme polaire offre un moyen de visualisation simple de l'amplitude et de la phase.

Figure 5.  
Diagramme polaire d'une porteuse

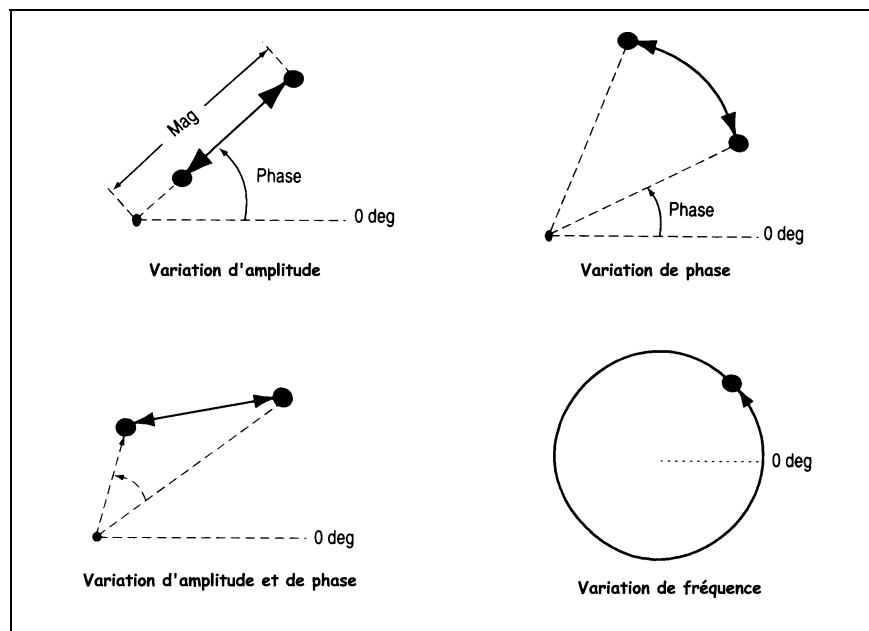


La porteuse devient la référence de fréquence et de phase, et le signal s'interprète par rapport à la porteuse.

La phase du signal est relative au signal de référence, c'est-à-dire la porteuse dans la plupart des systèmes de transmissions. L'amplitude est utilisée en modulation numérique, tant sous sa forme de valeur absolue que relative.

La Figure 6 illustre les différents types de modulation sous forme polaire. L'amplitude est représentée comme étant la distance au centre, l'angle représentant la phase.

Figure 6.  
Diagramme polaire des différentes modulations

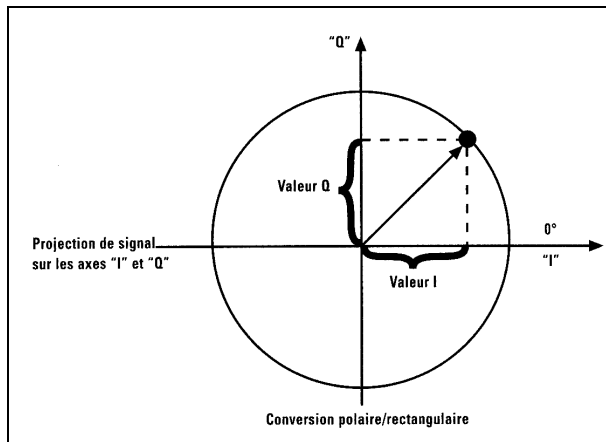


La modulation d'amplitude ne change évidemment que l'amplitude du signal et la modulation de phase ne modifie que sa phase. De plus, comme nous l'avons déjà dit, il est possible de modifier simultanément l'amplitude et la phase.

La modulation de fréquence ressemble à la modulation de phase à ceci près que c'est maintenant la fréquence et non plus la phase relative qui est le paramètre contrôlé.

En transmission numérique, la modulation s'exprime souvent en termes de I et de Q (Figure 5), une représentation rectangulaire du diagramme polaire. L'axe I est aligné sur la référence de phase 0°, tandis que l'axe Q subit une rotation de 90°.

Figure 7.  
Modulation  
d'une porteuse  
suivant deux  
axes



La modulation d'amplitude simple illustre bien les difficultés rencontrées par les ingénieurs RF. Générer une AM sans modulation angulaire associée devrait se traduire par une droite sur un écran polaire, allant de l'origine à un rayon de crête ou une valeur d'amplitude. Mais en pratique cette ligne n'est pas droite.

En effet, la modulation d'amplitude elle-même provoque souvent une légère modulation de phase involontaire, produisant une courbe. De plus, l'hystérésis de la fonction de transfert du système crée une boucle. Cette distorsion est en partie inévitable dans tout système de modulation d'amplitude.

#### 4) Modulation d'une porteuse suivant deux axes ( modulation en quadrature)

Une porteuse sinusoïdale d'amplitude  $E$  et de phase  $\phi$  repérée par rapport à une référence de phase donnée a pour expression :

$$e(t) = E \cos(\omega t + \phi)$$

Si nous développons cette expression, nous obtenons :

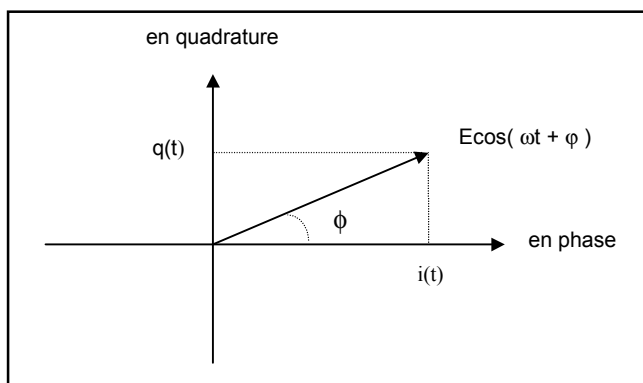
$$e(t) = E \cos(\phi) \cos(\omega t) - E \sin(\phi) \sin(\omega t) = i(t) \cdot \cos(\omega t) + q(t) \cdot \sin(\omega t)$$

On peut donc synthétiser une porteuse d'amplitude et de phase donnée de la façon suivante :

- l'oscillateur fournit le signal de référence  $\cos(\omega t)$  et le même signal déphasé de  $\pi/2$
- la composante  $\cos(\omega t)$  est multipliée par le signal  $i(t)$  (In phase)
- la composante  $\sin(\omega t)$  est multipliée par le signal  $q(t)$  (Quadrature)
- ces deux signaux sont additionnés pour donner  $e(t) = E \cos(\omega t + \phi)$

Cette porteuse peut se représenter dans le plan de Fresnel par un vecteur.

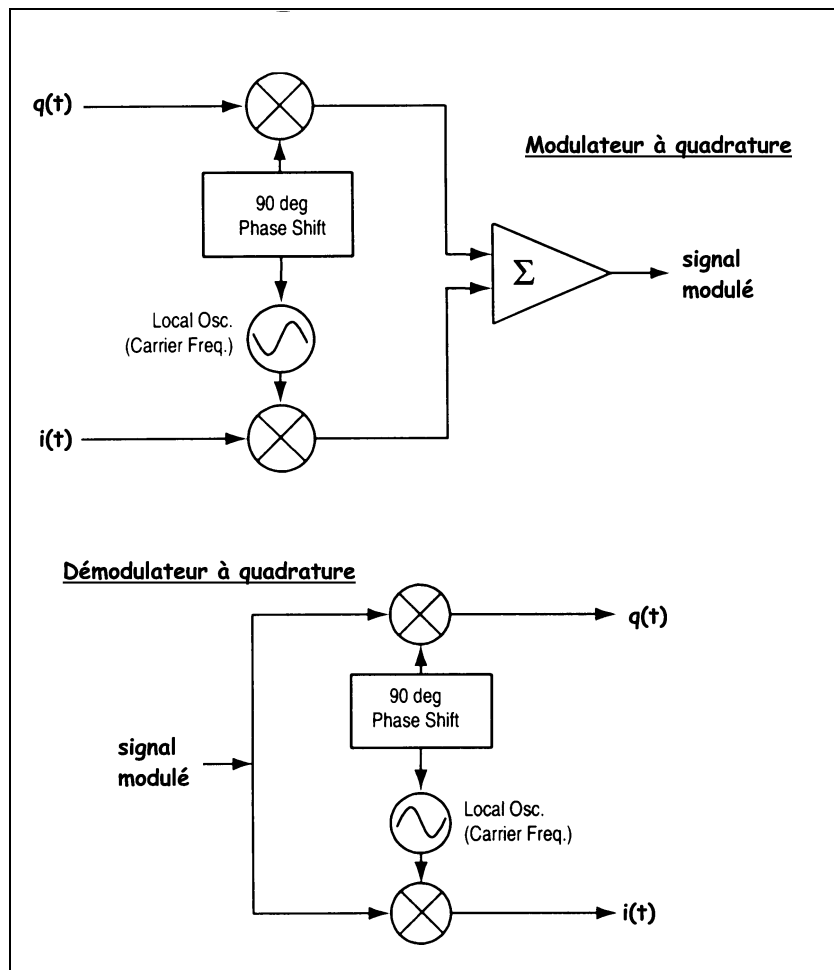
Figure 8.  
Composantes  
en phase et en  
quadrature  
d'une porteuse



Si les paramètres  $i(t)$  et  $q(t)$  varient au cours du temps, l'amplitude et la phase de la porteuse varient. Cette technique est utilisée telle quelle dans tous les systèmes de communications évolués actuels.

Le signal binaire à transmettre est séparé en deux signaux binaires  $i(t)$  et  $q(t)$  selon des règles qui seront précisées plus loin. Ces deux signaux multiplient la porteuse et la porteuse déphasée et sont additionnés :

Figure 9.  
Structure d'un  
modulateur et d'un  
démodulateur en  
quadrature



A la réception, le signal subit le traitement inverse pour obtenir les deux composantes en phase et en quadrature. Un processeur de signal pourra alors reconstituer le signal binaire d'origine.

### 5) Optimisation du spectre RF

Le tableau indique les formats de modulation les plus courants et leurs applications dans les domaines des transmissions sans fil et de la vidéo :

Format de modulation	Applications typiques
MSK, GMSK	GSM, CDPD
BPSK	Télémétrie astronomique, modems câble
QPSK, $\pi/4$ DQPSK	Satellite, CDMA, NADC, TETRA, PHS, LMDS, DVB-S, câble (voie retour), modems câbles, TSTS
OQPSK	CDMA, satellite
FSK, GFSK	DECT, "paging", données mobiles AM, AMPS, CT2, ERMES, mobiles terrestres, sécurité publique
8, 16 VSB	North American digital TV (ATV), câble hertzien
8PSK	Satellites, avions, pilotes de télémétrie pour surveillance des systèmes vidéo large bande
16 QAM	Radio numérique hyperfréquences, modems, DVB-C, DVB-T
32 QAM	Hyperfréquences terrestres, DVB-T
64 QAM	DVB-C, modems, décodeurs large bande, MMDS
256 QAM	Modems, DVB-C (Europe), vidéo numérique (US)

Pour mieux comprendre et comparer les efficacités de ces différents formats, il est important de comprendre la différence entre débit binaire et débit symbolique.

Le débit binaire est la fréquence du flux binaire dans le système examiné, tandis que le débit symbolique est la fréquence des états discrets réellement transportés sur le canal de transmission.

La bande passante requise par un format de modulation donné dépend du débit symbolique, et non du débit binaire :

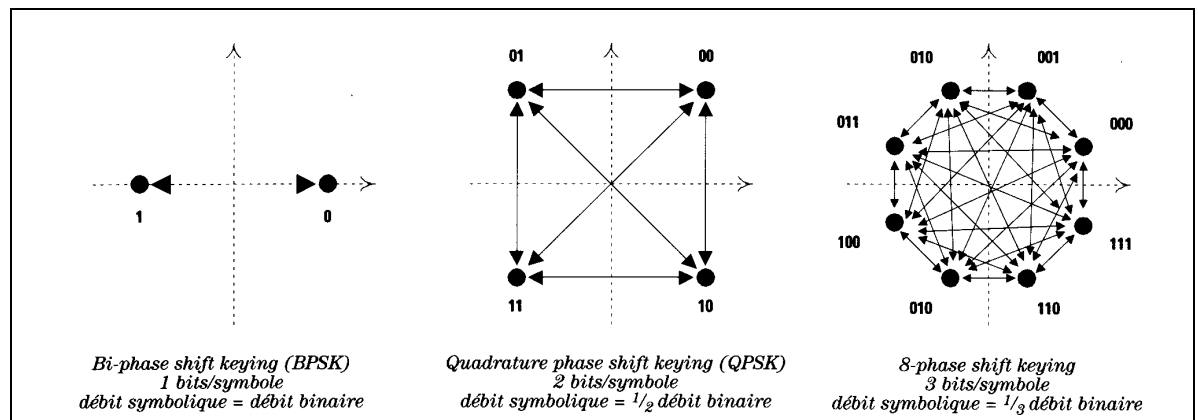
**Débit symbolique = débit binaire / nombre de bits transmis avec chaque symbole**

Pour calculer le débit binaire d'une radio avec un échantillonneur 8 bits-10 kHz, par exemple, on multiplie 8 bits par 10 Kéch. par seconde pour arriver à 80 Kbits/s (non compris les bits supplémentaires requis pour la synchronisation, la correction d'erreur, etc.).

- si on transmet un bit par symbole, le débit symbolique est égal au débit binaire de 80 Kbits/s.
- si on transmet deux bits par symbole, le débit symbolique est égal à la moitié du débit binaire, soit 40 Kbits/s.
- si on peut transmettre trois bits par symbole, le débit symbolique chute à un tiers du débit binaire, soit environ 27 Kbits/s.

La figure 11 ci-dessous représente les diagrammes I/Q (amplitude/phase) de ces trois formats.

Figure 11.  
Diagrammes polaires des principaux formats de modulation



En d'autres termes, plus on peut transmettre de bits avec chaque symbole, plus le spectre de transmission d'une quantité de données précise peut être étroit.

Pour revenir à un point essentiel présenté précédemment, les formats de modulation les plus complexes peuvent envoyer la même quantité d'information sur une portion réduite du spectre RF.

L'inconvénient étant, bien entendu, que les formats les plus complexes nécessitent des récepteurs et des émetteurs plus complexes.

### III) Traitement du signal numérique en bande de base

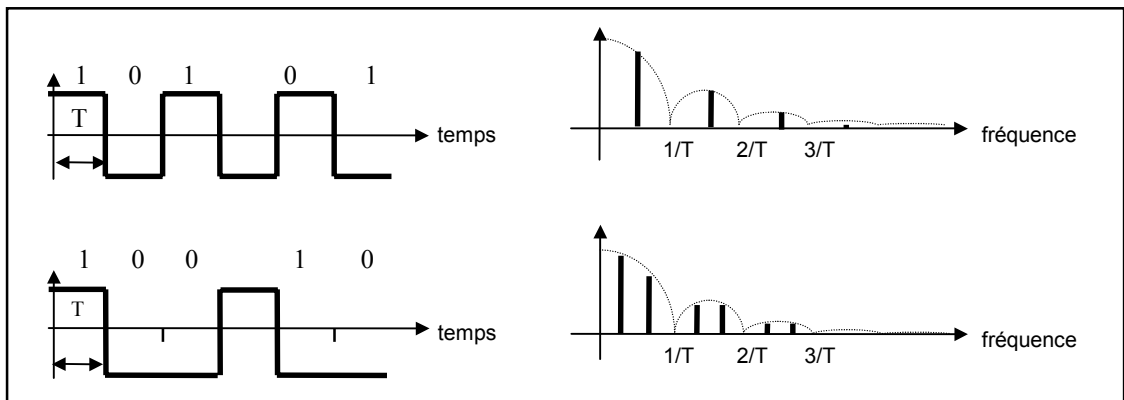
#### 1) Spectre du signal numérique

Le signal numérique  $x_n(t)$  qui module la porteuse lors d'une transmission numérique est constitué d'une succession aléatoire de « 0 » et de « 1 ». Pour avoir une valeur moyenne nulle, affectons au « 0 » la valeur  $-1V$  et au « 1 » la valeur  $+1V$ .

Appelons  $T$  la durée de l'un de ces symboles. Le spectre du signal binaire  $x_n(t)$  dépend de la forme du signal et change donc au cours du temps. Néanmoins certaines caractéristiques de ce spectre restent stables et nous donnent une bonne idée de l'encombrement spectral du signal en bande de base .

Prenons quelques exemples :

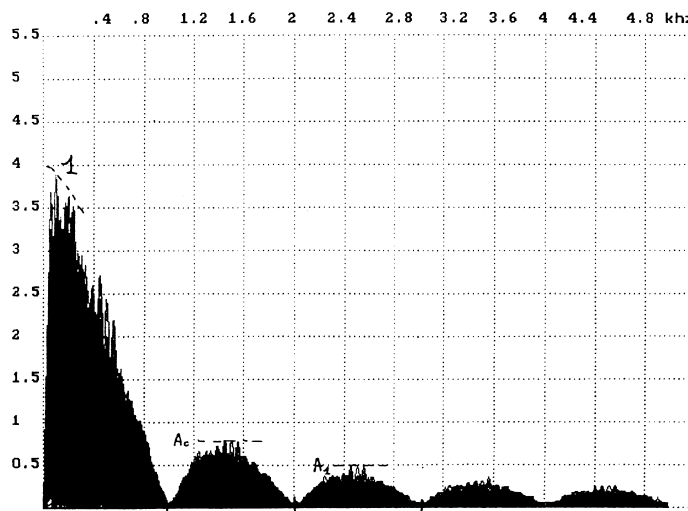
Figure 12.  
Spectres de 2  
séquences  
binaires



Quelque soit la séquence choisie, le spectre est borné par une fonction  $\sin(X)/X$  .

L'enregistrement suivant qui résulte de la superposition d'un grand nombre de spectres correspondant à des tranches différentes d'un signal aléatoire  $x_n(t)$  met bien en évidence ce résultat :

Figure 13.  
Spectre moyen  
d'un signal  
numérique



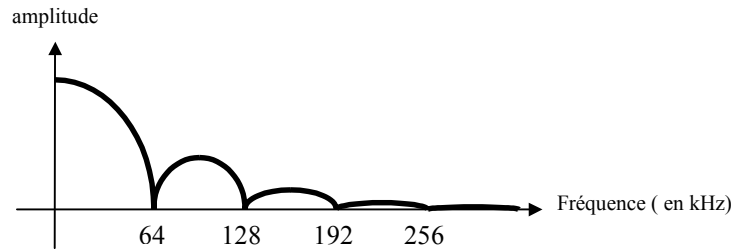
Le spectre d'un signal numérique a donc les caractéristiques suivantes :

- le spectre n'est pas borné vers les fréquences élevées
- son enveloppe est en  $\sin(x)/x$
- les zéros de l'enveloppe se trouvent aux fréquences  $f = 1/T, 2/T, 3/T \dots$  où  $T$  est la durée du bit
- l'essentiel de la puissance ( 91% pour être exact ) apparaît dans la bande  $0-1/T$

Prenons quelques exemples concrets :

Dans le cas du téléphone, le signal vocal est échantillonné à  $f_e = 8$  kHz et codé sur  $N = 8$  bits, ce qui nous donne un débit de  $D = N \cdot f_e = 64$  kbits/s.

La durée d'un bit est de  $T = 1/D = 15,6 \mu\text{s}$  et le spectre moyen pris sur un temps assez long a l'allure suivante :

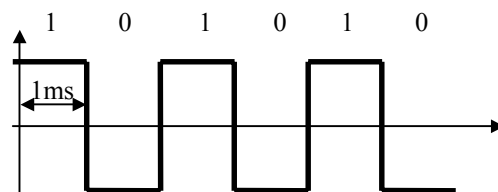


Il est clair que le système de transmission a une bande passante limitée. Par conséquent **le signal numérique ne pourra pas être transmis sans déformation.**

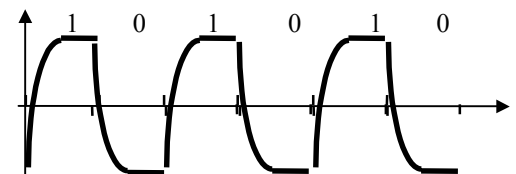
Mais tant que cette déformation est limitée, on pourra retrouver le signal numérique initial grâce à un circuit de remise en forme .

Si on transmet un signal numérique ayant un débit  $D = 1$  kbits/s avec un système ayant une coupure du premier ordre à  $f_c = 1$  kHz ( qui correspond à une constante de temps  $\tau = 1/2\pi f_c = 0,16$  ms ), les fronts seront dégradés de la manière suivante :

Signal émis  $x(t)$



Signal reçu  $y(t)$

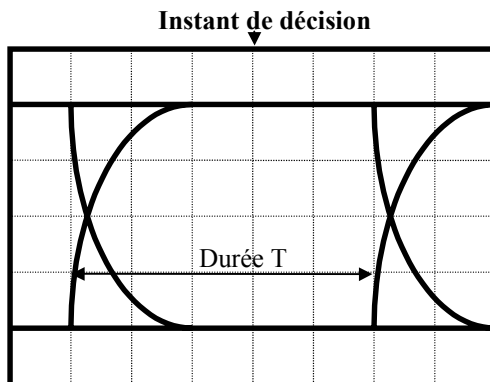


A l'aide d'un détecteur de passage par 0, on pourra facilement transformer le signal reçu  $y(t)$  en un signal numérique carré.

## 2) Diagramme de l'oeil et interférences intersymboles :

Si on visualise le signal reçu de l'exemple précédent sur un oscilloscope en synchronisant la base de temps avec l'horloge du signal numérique, on obtient la superposition des différentes configurations possibles qui s'appelle **diagramme de l'oeil** :

Figure 14.  
Diagramme de l'oeil d'un signal binaire filtré par un passe-bas

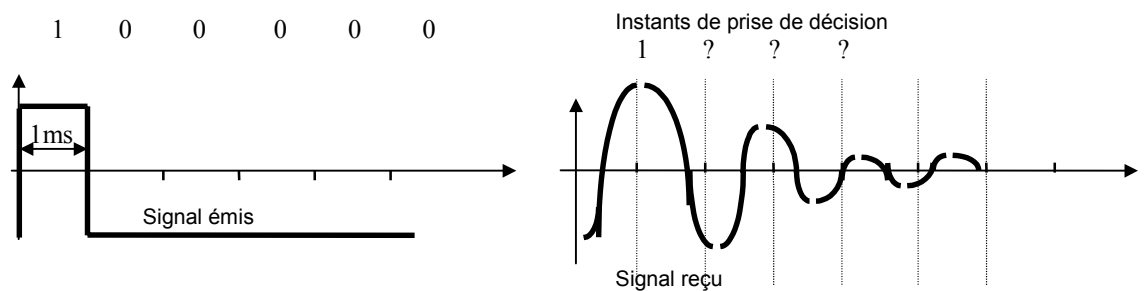


Pour la remise en forme, la décision se fera par exemple au milieu de l'intervalle de durée  $T$ . C'est la situation habituelle dans laquelle on se trouve pour les **transmissions à bas débit** pour lesquelles la bande passante du système de transmission est plus importante que le débit binaire.

Dans les cas de **transmissions à haut débit**, le système de transmission a une coupure d'ordre assez élevé au niveau de l'émetteur comme au niveau du récepteur et le signal à l'arrivée est bien plus déformé que ce que nous a montré l'exemple précédent.

La plupart du temps en effet le signal reçu est affecté d'oscillations qui dépassent la durée  $T$  du bit et viennent se superposer aux bits suivants, ce qui peut donner lieu à des prises de décision erronées sur la valeur du bit : c'est ce qu'on appelle **l'interférence intersymboles**.

Si par exemple le système de transmission se comporte comme une deuxième ordre peu amorti qui coupe à  $f_c = 1\text{kHz}$ , la réponse à un bit de durée  $T = 1\text{ms}$  aura l'allure suivante :



Il est clair que les oscillations du signal de sortie au delà de l'instant  $T$  vont s'ajouter au signal reçu lié aux symboles suivants et la remise en forme va être rendue difficile, voire impossible.

**Il est fondamental de bien réaliser que la déformation du signal à l'arrivée et donc les interférences intersymboles sont étroitement liés aux caractéristiques fréquentielles du canal de transmission.**

⇒ 1<sup>ère</sup> solution : transmettre le signal numérique tel quel. Sa forme à l'arrivée va dépendre :

- des limites de bande passante des circuits d'émission et de réception (filtres sélectifs, bande passante des amplis etc ...)
- de la caractéristique de transfert du canal, liée aux problèmes de propagation du signal RF (interférences, retards, échos etc ...)

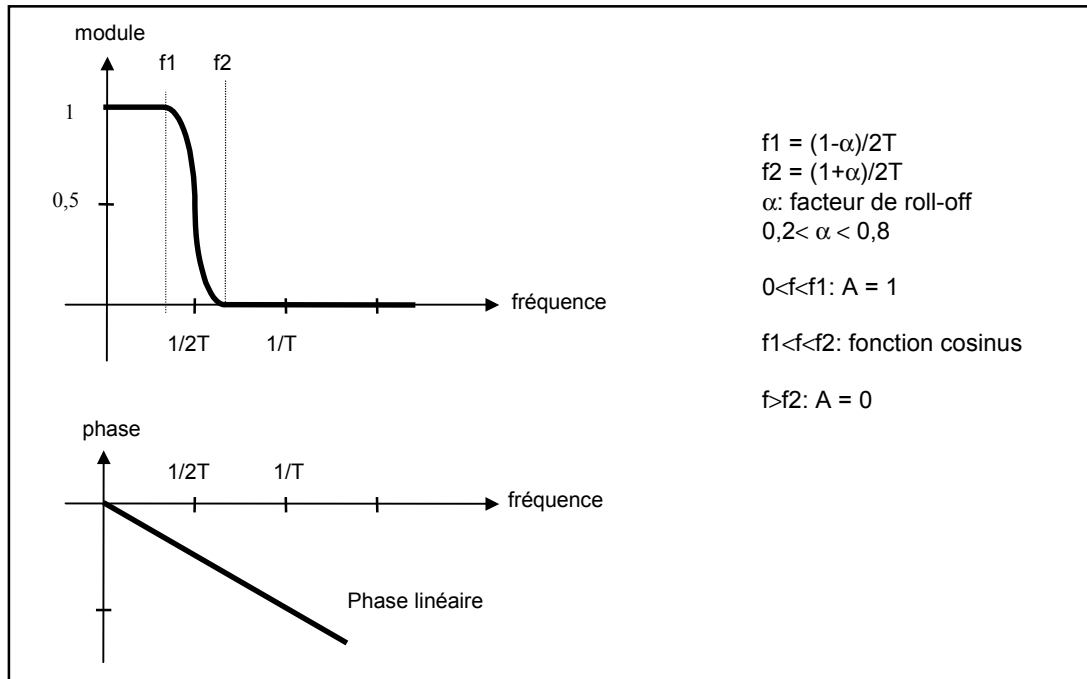
⇒ 2<sup>ème</sup> solution : filtrer le signal numérique avec un passe-bas imposant une coupure plus basse que le canal. La forme du signal à l'arrivée dépendra essentiellement des caractéristiques de ce filtre.

### 3) Filtre de Nyquist

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

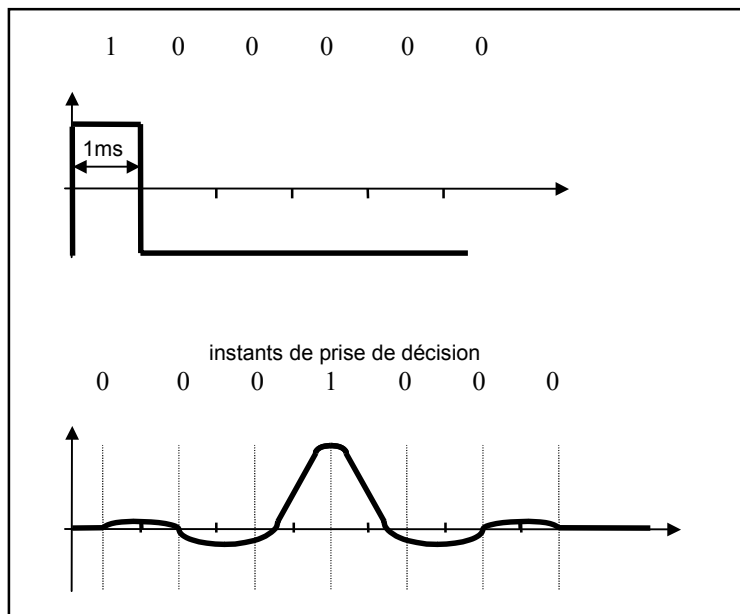
- c'est le filtre qui limite la bande du signal numérique ( la bande passante du canal sera supposée plus large que celle du filtre)
- sa réponse impulsionnelle est telle qu'il supprime le risque d'interférences intersymboles

Figure 15.  
Courbes de gain  
et de phase d'un  
filtre de Nyquist



Cette famille de filtres a la caractéristique intéressante de posséder une réponse temporelle particulière ( voir Annexe A ) présentant des zéros aux instants de décision précédant et suivant le bit courant.

Figure 16.  
Réponse  
impulsionnelle  
d'un filtre de  
Nyquist

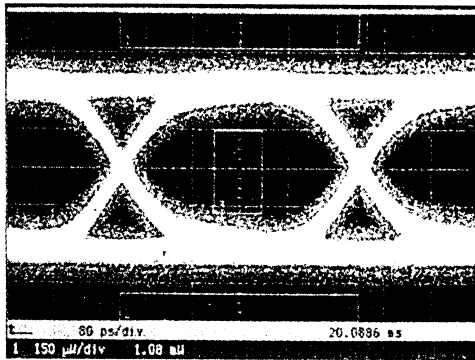


Ainsi aux instants de prise de décision l'influence des bits précédents est nulle.

**Remarque** : on peut utiliser d'autres filtres qui donnent des résultats analogues comme le filtre Gaussien dans le cas du téléphone GSM.

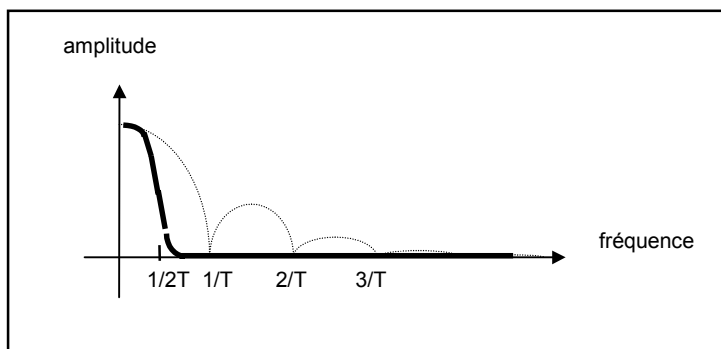
Le diagramme de l'oeil correspondant à un signal numérique filtré par un tel filtre de Nyquist montre bien que la décision est facile et aboutit à une liaison numérique caractérisée par un taux d'erreurs de transmission minimal:

Figure 17.  
Diagramme de l'œil réel d'un signal filtré



Le spectre du signal numérique est modifié de façon assez importante puisque la fréquence de coupure du filtre de Nyquist est inférieure à  $1/2T$ .

Figure 18.  
Spectre du signal numérique traité par un filtre de Nyquist



Dans la pratique la bande passante du signal est limitée à un peu plus de la moitié du lobe principal du spectre initial:

$$B = (1 + \alpha)/2T$$

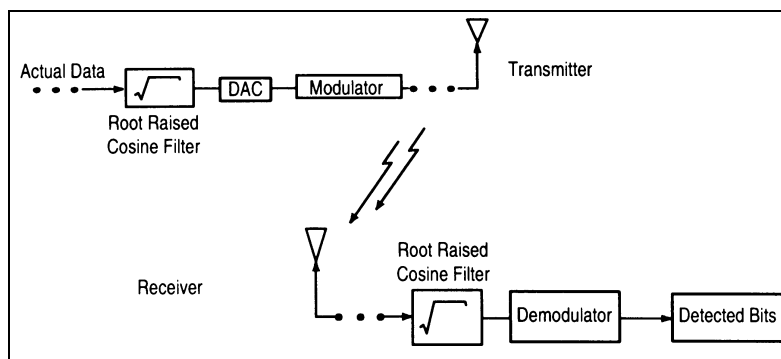
Par exemple si  $\alpha = 0,5$ , la bande vaut  $B = 0,75/T = 0,75D$ . Dans la pratique on utilise des filtre de Nyquist dont le facteur de roll-off varie entre 0,35 et 0,5.

Ce filtre de Nyquist est en principe placé sur le trajet du signal binaire à l'émission. Cependant dans de nombreux cas on souhaite aussi introduire un filtrage à la réception, ne serait ce que pour limiter le bruit de fond et les signaux parasites provenant des canaux voisins.

Il est important que l'action conjuguée de ces deux filtres soit celle d'un seul et unique filtre de Nyquist tel que défini précédemment.

Il est possible en pratique que l'émetteur et le récepteur soient fabriqués par deux constructeurs différents, et pour éviter les problèmes d'incompatibilité de matériel on intègre au niveau de l'émetteur un filtre appelé « racine carrée de cosinus » ou « demi-Nyquist » dont l'action est complétée par un filtre identique dans le récepteur.

Figure 19.  
Répartition du filtre sur l'émetteur et le récepteur



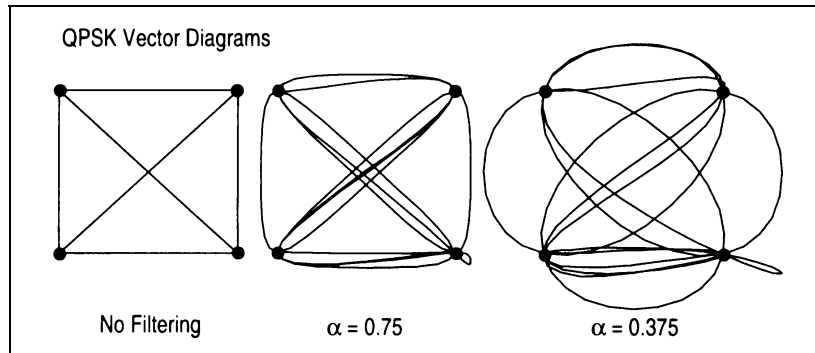
#### 4) Effets du filtrage sur la trajectoire de phase

Le filtrage du signal permet de maîtriser la déformation du signal binaire à l'arrivée et donc les interférences intersymboles.

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 figure ci-dessous :

Figure 20.  
Modifications de  
la trajectoire de  
phase liée au  
filtrage



La transmission du signal sans filtrage nécessite une bande passante infinie. Plus le filtrage est énergétique, plus les transitions entre états sont douces et le spectre limité.

## IV) Les différents types de modulations numériques à porteuse unique

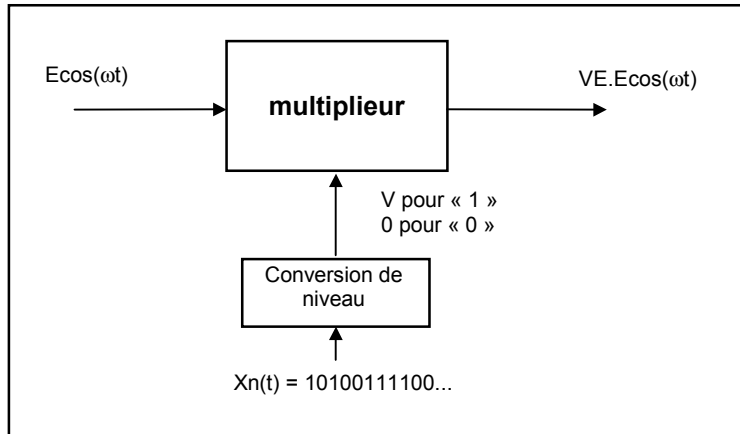
### 1) La modulation d'amplitude ASK ( Amplitude Shift Keying) :

C'est la technique la plus simple et la plus naturelle pour moduler une porteuse sinusoïdale  $e(t) = E \cos(\omega t)$  par un signal numérique .

L'indice de modulation est en général de 100%, ce qui explique que ce type de modulation s'appelle aussi modulation en tout ou rien.

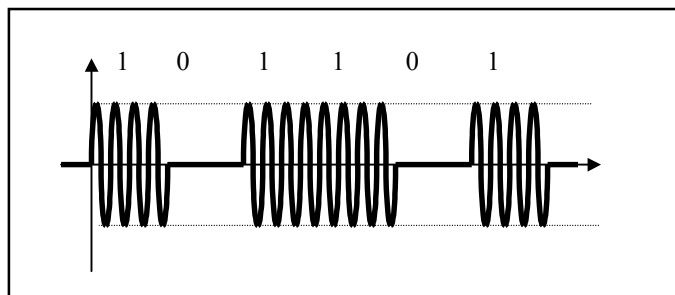
La porteuse est simplement multipliée par le signal numérique  $x_n$  :

Figure 21.  
Production d'un  
signal ASK



Le signal modulé ASK a l'allure suivante :

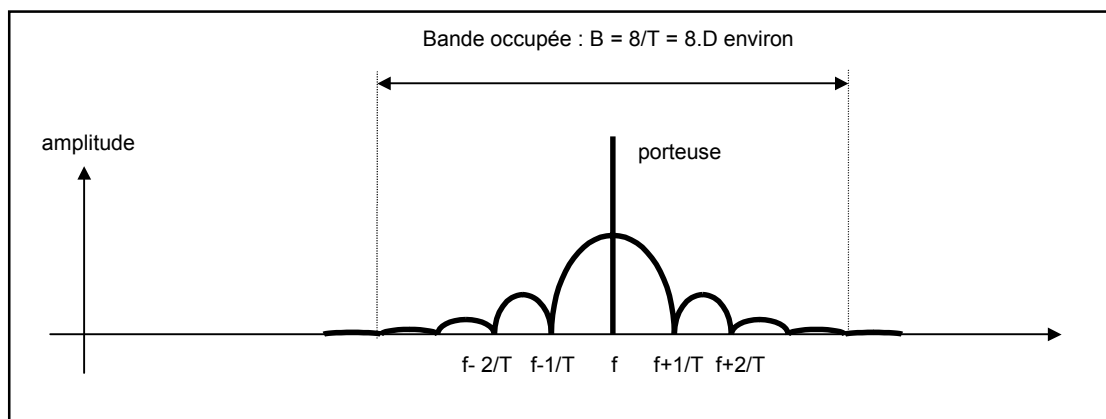
Figure 22.  
Allure temporelle  
d'un signal ASK



En modulation d'amplitude, le spectre du signal modulé est symétrique par rapport à la raie de la porteuse et les deux bandes latérales ont la même forme que le signal BF.

Voici quelques exemples d'allures de spectres ASK :

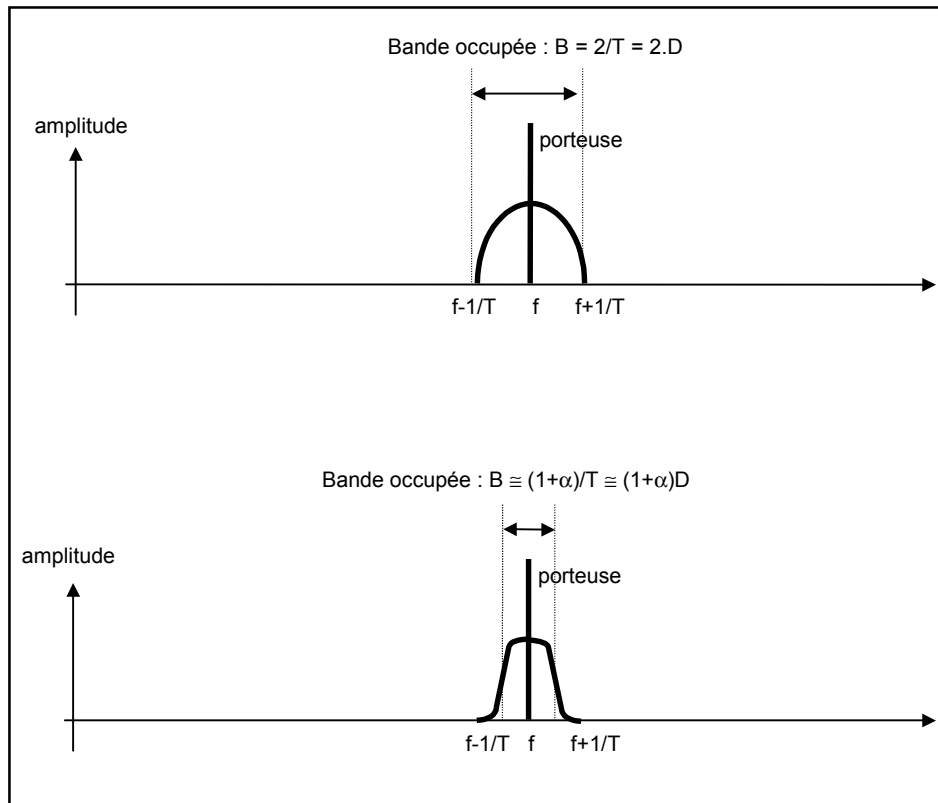
Figure 23.  
Spectre d'un  
signal ASK  
modulé par un  
signal numérique  
non filtré



Lorsque le signal numérique n'est pas filtré, le signal modulé ASK occupe en théorie une bande infinie, ce qui est inacceptable dans la pratique.

On est donc amené dans la pratique à limiter la bande du signal numérique par un filtre passe-bas, simple ou de Nyquist.

**Figure 24.**  
Spectres de signaux modulés ASK  
- signal numérique filtré au lobe principal  
- signal numérique limité au maximum par un filtre de Nyquist



C'est dans le cas du filtrage de Nyquist que l'encombrement spectral est minimal et simplement égal au débit numérique du signal modulant.

Dans un système simple, si on veut éviter l'utilisation d'un filtre de Nyquist, il faudra prévoir pour le système une bande passante au moins égale au double du débit numérique.

On désire transmettre des informations numériques à l'aide d'un ensemble émetteur récepteur à 27 MHz.

A ces fréquences, la récepteur à changement de fréquence a une valeur standard de  $f_i=455$  kHz. Or la largeur des filtres  $f_i$  céramique est de 9 kHz.

Le spectre du signal transmis sera donc limité à une bande de largeur 9 kHz, ce qui limite le débit numérique à  $D = 4,5$  kbits/s.

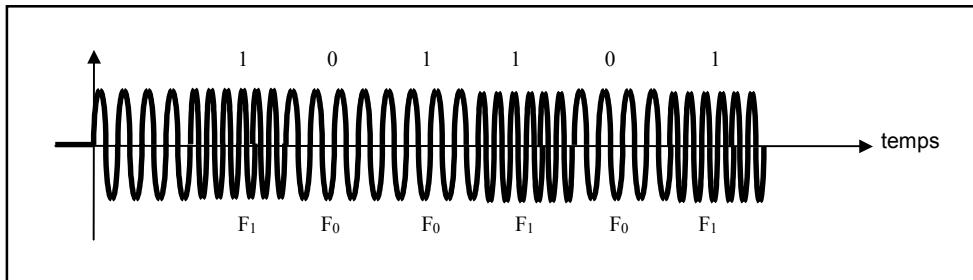
Si on travaille à 433,92 MHz, on pourra utiliser des filtres standards à  $f_i = 10,7$  MHz de largeur 300 kHz, ce qui nous permettra un débit de 150 kbits/s.

2) Modulation de fréquence ( Frequency Shift Keying ) :

La porteuse est modulée en fréquence par le signal numérique, c'est à dire qu'elle saute d'une fréquence  $F_0$  ( pour le « 0 » ) à une fréquence  $F_1$  ( pour le « 1 » ).

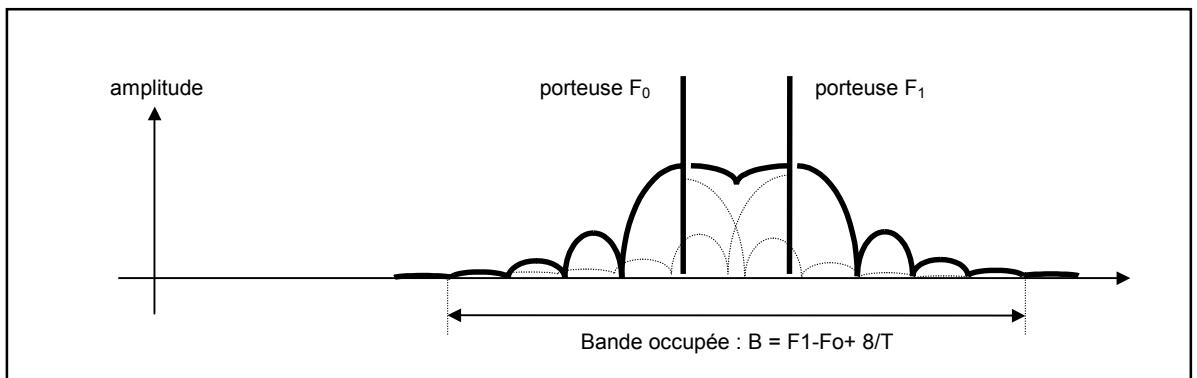
L'allure est la suivante :

Figure 25.  
Allure temporelle d'un signal modulé FSK



On démontre que le spectre de ce signal modulé est en  $\sin(X)/X$  autour des deux fréquences  $F_0$  et  $F_1$ :

Figure 26.  
Spectre d'un signal FSK modulé par un signal numérique non filtré

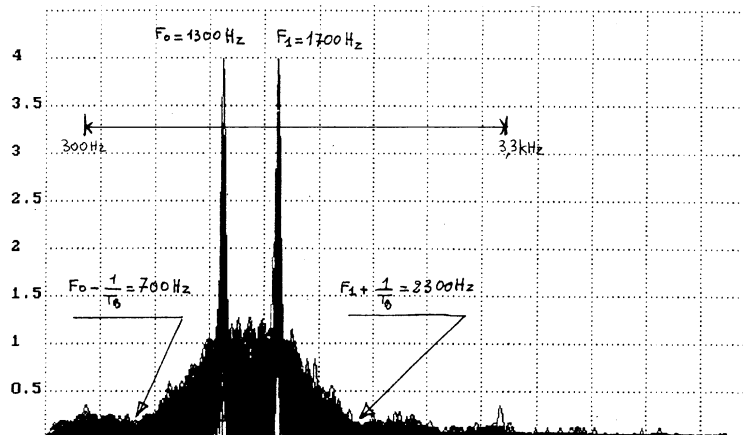


Si on filtre le signal numérique pour limiter son spectre au lobe principal , la bande passante nécessaire à la transmission du signal se limitera évidemment à l'intervalle  $(F_0 - 1/T, F_1 + 1/T)$ .

La modulation FSK est effectivement utilisée dans les modems à moyen débit comme celui du Minitel (standard V23) caractérisé par :

- canal direct : modulation FSK avec un débit numérique  $D = 1200$  bits/s  
porteuse à 1200 Hz pour le « 1 » et à 2200 Hz pour le « 0 »  
bande occupée de 0 à 3400 Hz
- canal retour : porteuse à 387 Hz modulée en ASK avec un débit de 75 bits/s  
bande occupée de 312 à 462 Hz

Figure 27.  
Relevé du spectre d'un signal FSK avec :  
 $F_0 = 1300$  Hz  
 $F_1 = 1700$  Hz  
 $D = 600$  bits/s  
 $T = 1,66$  ms



En conclusion, on constate que la modulation FSK conduit à un encombrement spectral supérieur à celui de la ASK.

Ce type de modulation est cependant très utilisé pour des débits moyens à cause de sa bonne immunité aux parasites qui caractérise tous les systèmes fonctionnant en modulation de fréquence.

Mais la modulation FSK, comme d'ailleurs la modulation ASK, ne convient plus si on désire faire transiter des informations numériques avec un débit élevé sur un canal de largeur limitée.

Un son en stéréo de qualité CD est échantillonné à 44,1 kHz et codé sur 16 bits, ce qui donne un débit  $D = 44100 \cdot 16 \cdot 2 = 1,41$  Mbits/s.

Le signal numérique est simplement filtré par un passe-bas de fréquence de coupure  $f_c = 1,41$  MHz conservant le lobe principal.

L'excursion en fréquence est de  $\pm 100$  kHz autour de la porteuse  $f_0$ . Alors le spectre s'étend de  $f_0 - 100$  kHz - 1,41 MHz à  $f_0 + 100$  kHz + 1,41 MHz.

La porteuse modulée en numérique occupe donc une bande  $B = 3,02$  MHz.

Dans la bande FM actuelle qui va de 88 à 108 MHz on pourrait donc loger seulement 6 émetteurs numériques de ce type.

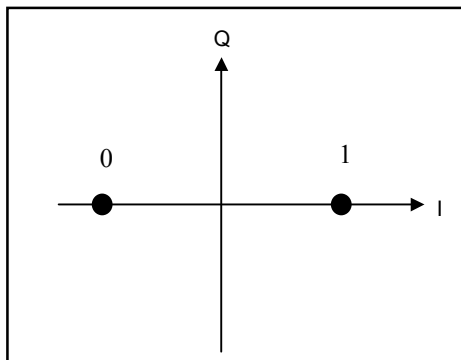
Si on veut rajouter le son numérique à un émetteur TV analogique, on dispose entre le haut du spectre de chrominance et la sous-porteuse son d'un intervalle de 500 kHz environ, insuffisant pour placer la porteuse numérique définie précédemment.

### 3) La modulation de phase à 2 états BPSK (Binary Phase Shift Keying)

L'une des formes les plus simples de modulation numérique est le binaire, ou bi-phase shift keying (BPSK). La phase d'un signal de porteuse d'amplitude constante évolue de 0 à 180°.

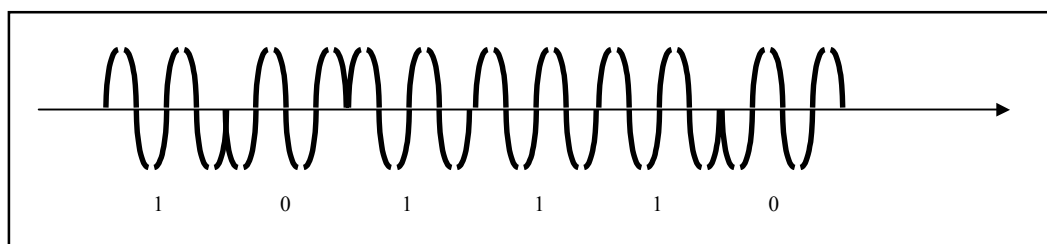
Sur un diagramme I/Q, l'état 1 a deux valeurs différentes. Sur un diagramme d'état, les deux emplacements signifient qu'il est possible d'envoyer un 0 ou un 1 binaire.

Figure 28.  
Diagramme polaire de la modulation BPSK



Ce type de modulation donne une porteuse présentant des sauts de phase de  $\pi$  à chaque changement de l'information binaire.

Figure 29.  
Allure temporelle d'un signal BPSK



Ce type de modulation, extrêmement robuste vis-à-vis des perturbations, est utilisé pour les communications spatiales lointaines.

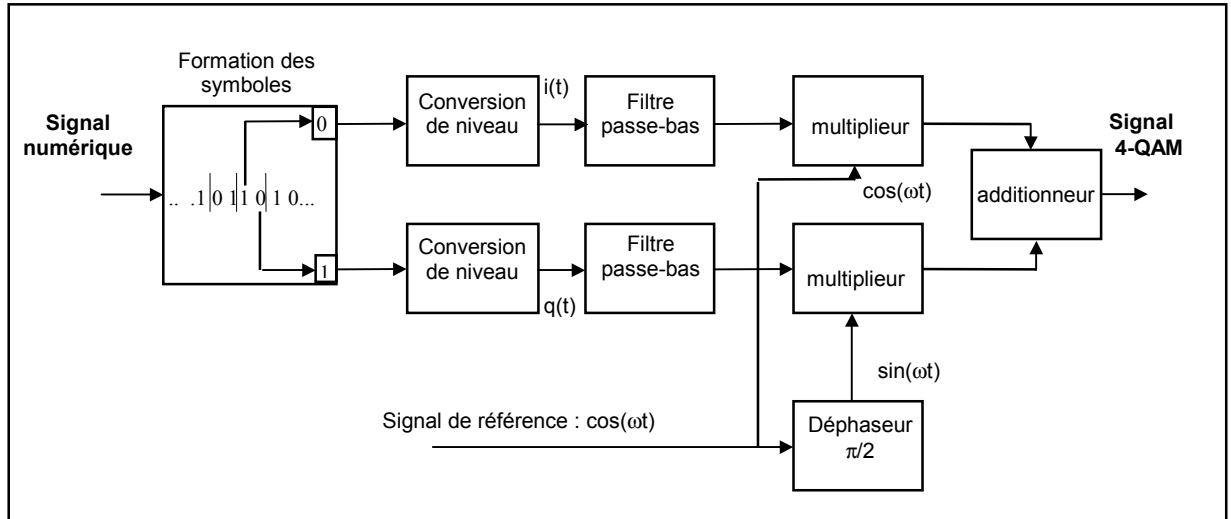
4) La modulation en quadrature à 4 états ( 4-Quadrature Amplitude Modulation) :

Dans le cas des modulations numériques, les variables  $i(t)$  et  $q(t)$  peuvent prendre un certain nombre de valeurs discrètes, et le vecteur correspondant un certain nombre de positions dans le plan.

Pour réaliser concrètement une modulation numérique de ce type, le signal  $x_n(t)$  à transmettre est décomposé en symboles de 2 éléments binaires successifs ( dibits ).

Le signal  $i(t)$  est formé à partir du premier élément des dibits et  $q(t)$  à partir du deuxième élément . Les signaux  $i(t)$  et  $q(t)$  auront donc un **débit deux fois plus faible que le signal numérique initial**.

Figure 30. Structure d'un modulateur 4-QAM

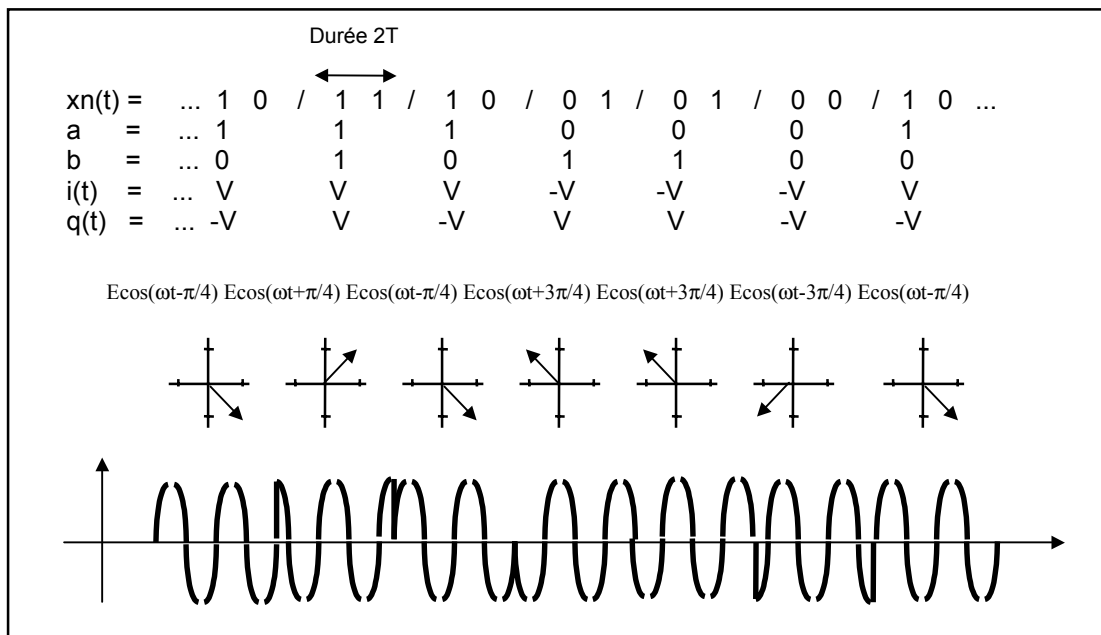


Le circuit de formation des symboles aiguille le premier bit sur la sortie « en phase » et le second sur la sortie « en quadrature ».

L'étage de conversion de niveau transforme les niveaux logiques «0 » et « 1 » en niveau de tension  $i(t) = +V$  ou  $i(t) = -V$  et de même pour  $q(t)$ .

Ces signaux  $i(t)$  et  $q(t)$  sont souvent filtrés dans le but de limiter le spectre du signal modulé 4-QAM. On utilise des filtres du même genre que ceux utilisés pour les modulations ASK et FSK, à savoir soit deux filtres passe-bas limitant le spectre des signaux  $i(t)$  et  $q(t)$  au lobe principal, soit deux filtres de Nyquist.

Figure 31. Expression et allure d'une porteuse modulée 4-QAM ou QPSK



Toutes les 2T secondes, la phase de la porteuse fait un saut de  $0, \pi/2, \pi$  ou  $3\pi/2$ .

On voit que c'est essentiellement la phase de la porteuse qui change au cours du temps. C'est la raison pour laquelle la modulation d'amplitude en quadrature à 4 états 4-QAM s'appelle aussi QPSK (Quadrature Phase Shift Keying).

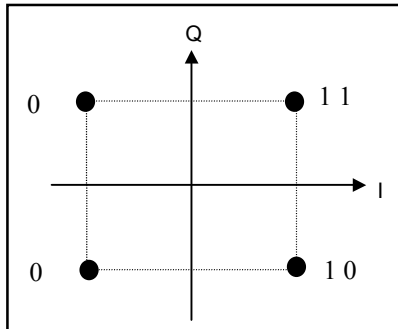
Cette modulation 4-QAM est très robuste vis à vis des perturbations et donne d'excellents résultats lorsque le signal reçu est très faible, et donc bruité.

La modulation 4-QAM est par conséquent utilisée pour les émissions de TV numérique par satellite, pour le son Nicam en TV analogique et sous une forme améliorée pour le téléphone GSM .

Les 4 états de la porteuse sont représentés sur un diagramme appelé **constellation des états** .

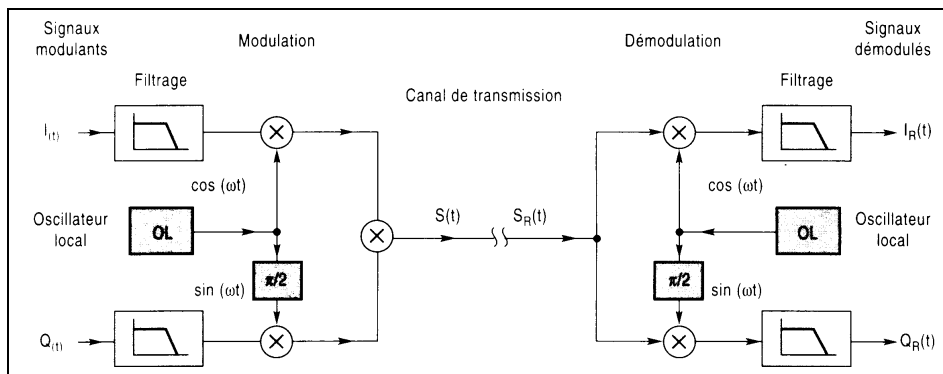
Ces 4 états de la porteuse sont très bien définis lors de la modulation. Au niveau du récepteur par contre, le signal reçu est souvent faible et fortement bruité, et la constellation des états en sortie du démodulateur est nettement moins belle. Les 4 points sont alors devenus 4 nuages de points.

Figure 32. Constellation des 4 états à l'émission



La structure du démodulateur 4-QAM est tout à fait symétrique de celle du modulateur puisqu'il s'agit d'un démodulateur synchrone pour les 2 composantes en phase et en quadrature :

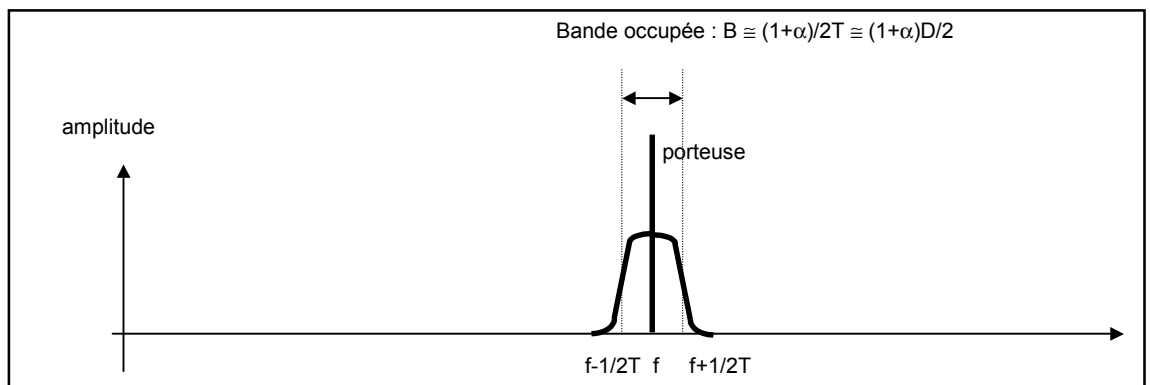
Figure 33. Le modulateur et le démodulateur 4-QAM



La porteuse est modulée par les signaux  $i(t)$  et  $q(t)$  qui ont un débit deux fois plus faible que le signal initial.

Si ces deux signaux sont filtrés par deux filtres de Nyquist limitant leur spectre au minimum, la porteuse modulée aura un spectre du même type qu'en ASK, mais de largeur deux fois plus faible :

Figure 34. Spectre d'une porteuse 4-QAM modulée par un signal numérique filtré par un filtre de Nyquist



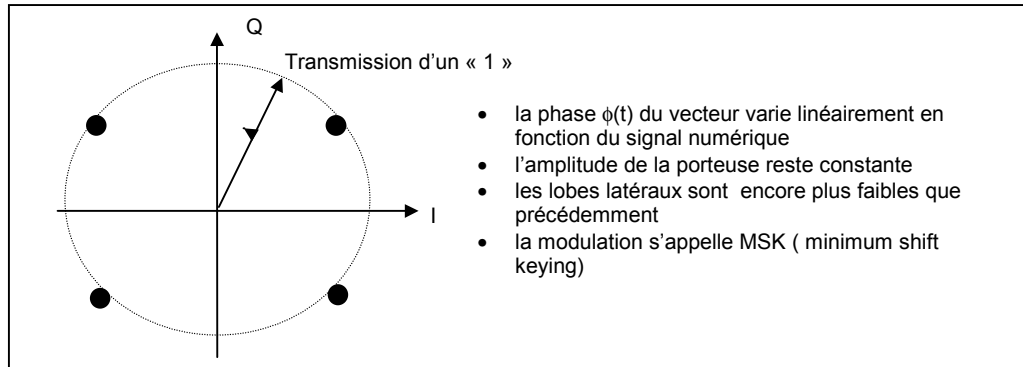
**5) La modulation GMSK du téléphone GSM :**

On utilise pour le téléphone GSM un type particulier de modulation à 4 états : la modulation MSK (minimum shift keying).

Un décalage en phase de  $+90^\circ$  représente un bit de données égal à 1, tandis que  $-90^\circ$  représente un 0. Le décalage de fréquence crête à crête d'un signal MSK est égal à la moitié du débit binaire.

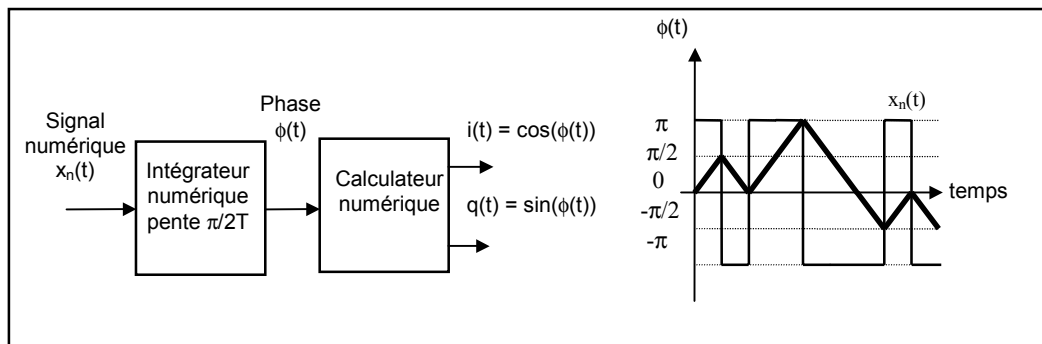
Le vecteur passe d'un point à un autre avec une vitesse et un module constant :

**Figure 35.**  
Principe de la modulation MSK



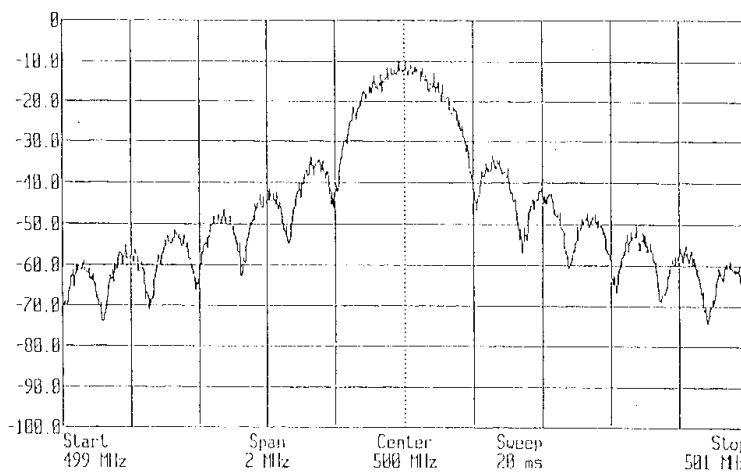
Pour obtenir une variation de phase régulière à partir du signal numérique  $x_n(t)$ , on fabrique les signaux  $i(t)$  et  $q(t)$  de la manière suivante :

**Figure 36.**  
Structure du modulateur MSK



Le spectre d'un signal MSK de débit 270833 bits/s a l'allure suivante :

**Figure 37.**  
Exemple de spectre d'un signal MSK

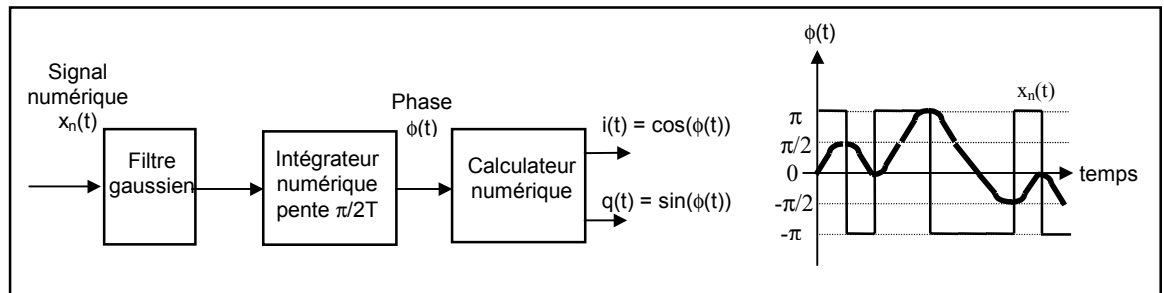


Les lobes latéraux sont à 25 dB en-dessous de la porteuse et la bande occupée est de 400 kHz.

On améliore la modulation MSK en filtrant le signal numérique avant l'intégrateur à l'aide d'un filtre à réponse impulsionnelle gaussienne : on parle alors de GMSK ( Gaussian minimum shift keying)

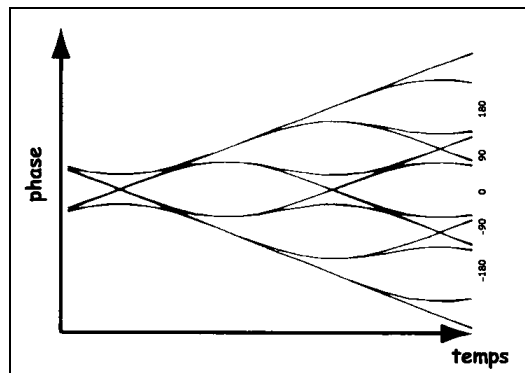
Les points anguleux de la courbe de phase disparaissent alors, et le spectre est particulièrement intéressant puisqu'on constate la quasi disparition des lobes secondaires.

Figure 38.  
Structure du  
modulateur  
GMSK



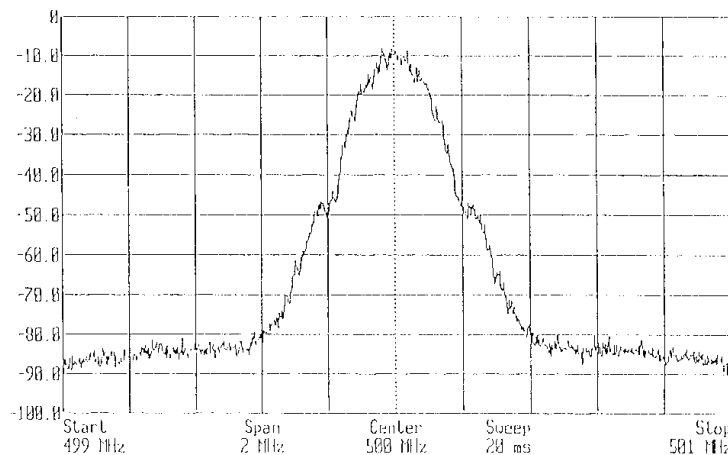
Le diagramme de phase appelé aussi treillis met en évidence ces variations de phase de  $\pm 90^\circ$  à chaque transmission de symbole.

Figure 39.  
Spectre du  
signal GMSK  
d'un téléphone  
GSM



Le spectre d'un signal modulé GMSK avec un débit de 270833 bits/s utilisé pour le GSM est le suivant :

Figure 40.  
Spectre du  
signal GMSK  
d'un téléphone  
GSM



Les lobes secondaires sont pratiquement inexistants. La bande occupée par un poste téléphonique GSM est de l'ordre de 250 kHz, elle déborde donc légèrement du canal de 200 kHz attribué.

La nature du FSK et du MSK les rend particulièrement utiles lorsqu'il est important d'exploiter l'efficacité en puissance.

Les deux formats produisent des signaux de porteuse à enveloppe constante, d'où l'absence de variations d'amplitude dans le signal modulé. Sans variation d'amplitude pour exciter les erreurs de linéarité de l'amplificateur de l'émetteur, la distorsion non linéaire n'a pas d'importance majeure.

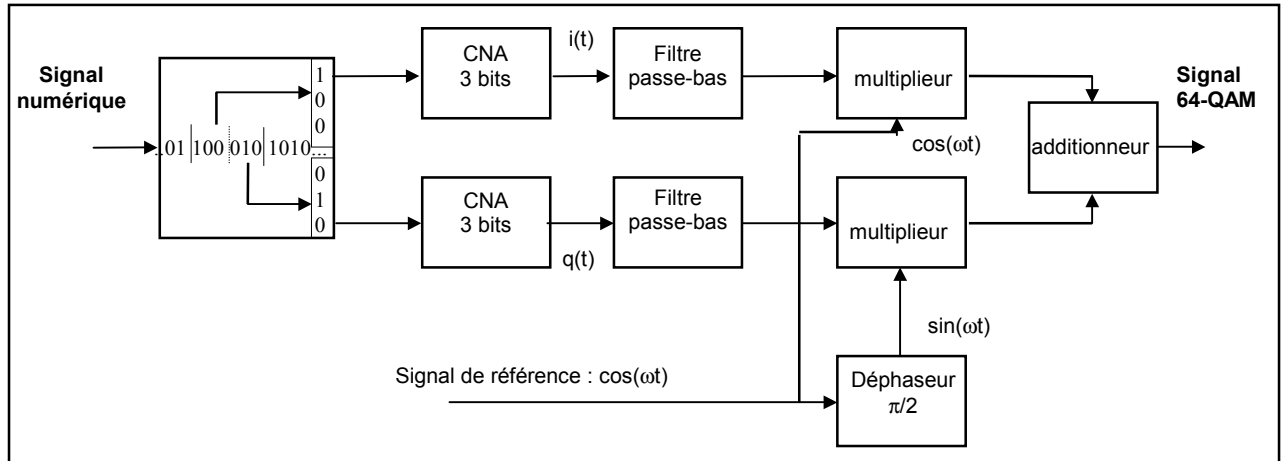
L'amplificateur tend à offrir un compromis entre linéarité et efficacité, et on peut choisir un amplificateur plus efficace ( en classe C) sans que sa linéarité constitue un souci majeur.

**6) La modulation en quadrature à x états ( x-QAM ) :**

Ce type de modulation, qui est la généralisation de la modulation 4-QAM, a été développé pour les modems rapides, puisqu'elle permet d'augmenter le débit numérique sans élargir la bande passante du signal modulé.

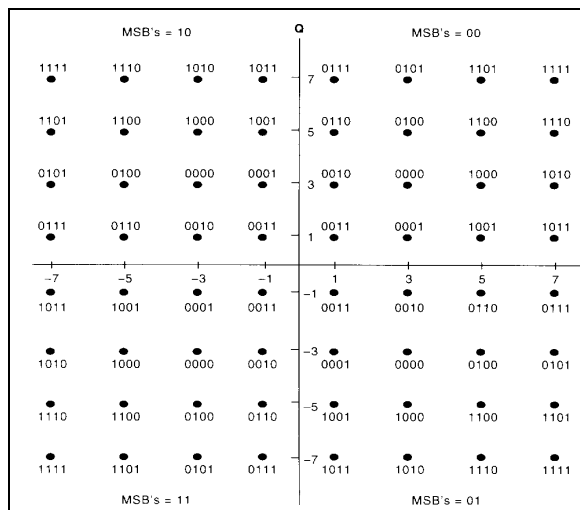
Le signal numérique est découpé en symboles de 3,4, ... n bits, la porteuse modulée e(t) aura  $x = 2^n$  états possibles.

Figure 41. Structure du modulateur 64-QAM



La constellation correspondante est la suivante :

Figure 42. Constellation des états pour une modulation 64-QAM



Comme les signaux i(t) et q(t) sont n fois plus lents que le signal numérique, le spectre du signal modulé, en supposant qu'on utilise un filtre de Nyquist, aura une largeur n fois plus faible que le même signal en modulation ASK .

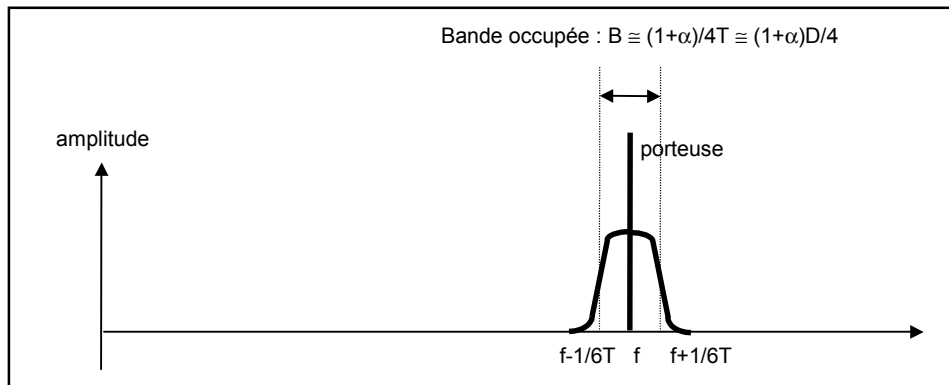
Voici les occupations spectrales correspondant aux différentes modulations avec filtrage de Nyquist :

- 4-QAM                      symbole de 2 bits porteuse à 4 états                       $B = (1 + \alpha) \cdot D/2$
- 16-QAM                    symbole de 4 bits porteuse à 16 états                      $B = (1 + \alpha) \cdot D/4$
- 64-QAM                    symbole de 6 bits porteuse à 64 états                      $B = (1 + \alpha) \cdot D/6$
- 128-QAM                  symbole de 7 bits porteuse à 128 états                     $B = (1 + \alpha) \cdot D/7$
- 256-QAM                  symbole de 8 bits porteuse à 256 états                     $B = (1 + \alpha) \cdot D/8$

Les modulations à x-états sont donc idéales chaque fois qu'on doit transmettre des données numériques avec un débit élevé dans un canal de largeur limitée comme le canal téléphonique (largeur 8 kHz) ou le canal TV satellite (largeur 35 MHz).

Dans le cas d'une modulation 16-QAM (  $n = 4$  ), le spectre a l'allure suivante :

Figure 43.  
Spectre d'un  
signal modulé  
16-QAM avec  
filtrage de  
Nyquist



Dans la QAM à 16 états (16QAM), les quatre valeurs I et les quatre valeurs Q produisent 16 états possibles pour le signal. Le signal peut passer de tout état à tout autre état à chaque temps symbolique. Le débit symbolique étant égal au quart du débit binaire, ce format de modulation produit une transmission plus efficace du point de vue du spectre que le BPSK, le QPSK, voire le 8PSK.

On désire transmettre sur une ligne téléphonique un signal numérique avec un débit  $D=14400$  bits/s ( standard V23 ).

La porteuse audiofréquence est modulée en 128-QAM , avec filtrage de Nyquist ( $\alpha=0,5$ ). Elle occupe donc une bande de largeur  $B = 1,5D/8 = 2700$  Hz, ce qui est compatible avec la largeur du canal téléphonique.

Suivant le type de transmission utilisée ( satellite, câble, hertzien terrestre ), on dispose d'une largeur de bande déterminée par des considérations à la fois techniques et administratives.

Les conditions techniques - rapport signal/bruit et échos principalement - sont en effet très différentes entre la réception de signaux provenant :

- de **satellites**
  - stables et sans écho
  - faibles avec un rapport Porteuse/Bruit = 8 à 10 dB
- d'un **câble**
  - échos rapides dus aux désadaptations en bout de ligne
  - rapport P/B élevé, souvent supérieur à 30 dB
- de **liaison hertzienne**
  - échos importants, surtout en mobile et en agglomérations
  - variations de niveau reçu importantes

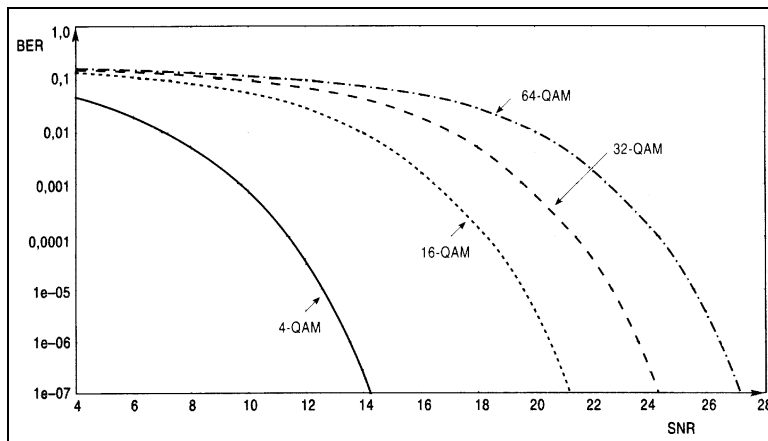
En TV terrestre analogique, la largeur d'un canal est de 8 MHz, en raison de l'utilisation de la modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle.

En TV analogique par satellites, la porteuse est modulée en fréquence par le signal vidéo composite, ce qui donne une bande occupée et donc une largeur de canal variant entre 27 MHz (Astra) et 36 MHz (Télécom) .

Les émissions numériques héritent de cette situation et devront en général utiliser les mêmes largeurs de canaux que leurs homologues analogiques en raison de la coexistence possible des deux types d'émissions sur un même satellite et pour maintenir une certaine compatibilité avec les matériels d'émission et de distribution existant.

La courbe suivante montre l'évolution du taux d'erreurs ( BER : Bit Errors Rate ) en fonction du rapport Porteuse/Bruit ( SNR : Signal to Noise Ratio ) pour les différents types de modulations en quadrature :

**Figure 44.**  
Taux  
d'erreurs  
associés aux  
différents  
types de  
modulation



Compte tenu des rapports Porteuse/Bruit obtenus à la réception d'un signal provenant d'un satellite, la modulation 4-QAM ( aussi appelée QPSK ) est le meilleur choix. Le standard actuel prévoit un facteur de roll-off  $\alpha = 0,35$ .

Pour un canal satellite de largeur 36 MHz et  $\alpha = 0,35$  on peut calculer le débit numérique maximal :

$$B = (1 + \alpha)/2T = (1 + \alpha)D/2 \quad \text{d'où} \quad D = 2B/(1 + \alpha) = 53,3 \text{ Mbits/s}$$

Une image couleur issue d'une caméra numérique professionnelle est caractérisée par un débit élevé :

- la luminance est échantillonnée à 13,5 MHz et codée sur 8 bits
- les deux signaux de chrominance sont échantillonnés à 6,75 MHz

Il en résulte un débit brut  $D = 8.13,5 + 2.8.6,75 = 216 \text{ Mbits/s}$  supérieur à la capacité d'un canal.

Grâce à la compression MPEG2, le débit peut être ramené à des valeurs comprises entre 4 Mbits/s ( qualité équivalente à une image PAL ou SECAM ) et 9 Mbits/s ( qualité voisine d'une image de studio ).

On pourra donc dans un canal satellite de 36 MHz transmettre en modulation QPSK entre 13 chaînes de qualité satisfaisante et 6 de qualité excellente.

Pour une transmission numérique par câble, la modulation 64-QAM ( voire la 256-QAM dans certaines applications) permettra une transmission correcte avec un débit élevé.

Le réseau téléphonique impose les 3,3 kHz de bande passante par la présence de filtre adéquats à chacun de ses points d'entrée.

Si on peut compter sur un rapport Porteuse/Bruit minimal à l'arrivée de  $P/B = 30\text{dB}$  et si on s'impose un taux maximal d'erreurs  $BER = 10^{-6}$ , on ne pourra pas aller au-delà de 256 niveaux pour la modulation, soit 16 niveaux pour  $i(t)$  et  $q(t)$ .

Ceci correspond à un découpage du signal numérique en symboles de  $n = 8$  bits et donc une bande occupée de :

$$B = (1 + \alpha) D/8 \quad \text{soit} \quad D = 8.B/(1 + \alpha) = 19555 \text{ bits/s}$$

Si on consent à déborder un peu du canal et avec un roll-off de 0,2 on pourra monter jusqu'à 28800 bits/s, qui correspond à une bande passante :

$$B = 1,2.28800/8 = 4320 \text{ Hz}$$

L'avantage de ce type de modulation est de réduire considérablement le débit pour l'adapter aux possibilités d'une ligne téléphonique ou un canal radio, mais la modulation x-QAM nécessite une linéarité suffisante pour permettre une reconnaissance des caractères à la réception.

Un signal 256QAM qui peut envoyer huit bits par symbole, est huit fois plus efficace qu'un simple BPSK. Le 256QAM ne nécessite qu'une bande passante de 10 Kbits/s pour transporter le signal 80 Kbits/s évoqué plus haut, par exemple.

Bien que des considérations pratiques limitent actuellement l'approche du 256QAM, des travaux sont en cours pour étendre le QAM à 512, voire 1024 états.

La complexité de la radio s'accroît en même temps qu'elle devient plus sensible aux erreurs provoquées par le bruit et la distorsion.

Le signal peut devoir être transmis à une puissance supérieure, pour étaler effectivement les symboles, ce qui réduit naturellement l'efficacité en puissance.

Comme le bruit et la distorsion peuvent affecter l'amplitude et la phase du signal de porteuse, ils peuvent décaler l'emplacement des symboles que vous essayez d'émettre.

De graves problèmes de bruit et de distorsion peuvent déplacer un symbole sur l'emplacement d'un symbole adjacent, entraînant une erreur de lecture du démodulateur. Plus le décalage est important, plus le taux d'erreur sur les binaires (BER) est élevé.

Si le signal d'entrée est fortement déformé ou atténué, le récepteur finit par perdre totalement le verrouillage des symboles. S'il ne peut plus extraire la fréquence d'horloge des symboles (c'est à dire la fréquence et le moment exact où chaque symbole individuel est transmis), il ne peut pas démoduler le signal ni récupérer l'information.

Par conséquent, outre le compromis entre l'efficacité spectrale et la complexité du système, il faut aussi prendre en compte le compromis entre l'efficacité spectrale et la tolérance au bruit.

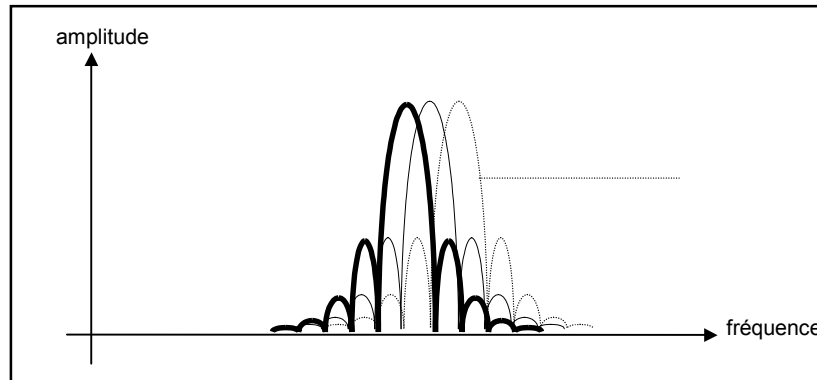
Bien qu'ils ne présentent généralement pas d'efficacité spectrale, des systèmes comme le QPSK, où les états sont beaucoup plus séparés, peuvent présenter une tolérance au bruit bien supérieure, avant la dégradation des symboles.

## V) Modulation à grand nombre de porteuses :

Ce type de modulation, appelé aussi OFDM ( Orthogonal Frequency Division Multiplexing ), consiste à moduler en x-QAM ( x étant choisi en fonction du compromis robustesse-débit recherché ) un grand nombre N de porteuses par des symboles de durée  $T_s$ , l'écart entre deux porteuses étant de  $1/T_s$ .

Le signal binaire initial  $x_n(t)$  à haut débit  $D = 1/T$  sera donc réparti sur N porteuses modulées par des signaux  $x_i(t)$  de débit N fois plus faible, soit par des bits de durée  $T_s$  N fois plus longue :  $T_s = NT$ .

Figure 45.  
Construction  
du spectre  
d'un signal  
modulé avec  
plusieurs  
porteuses

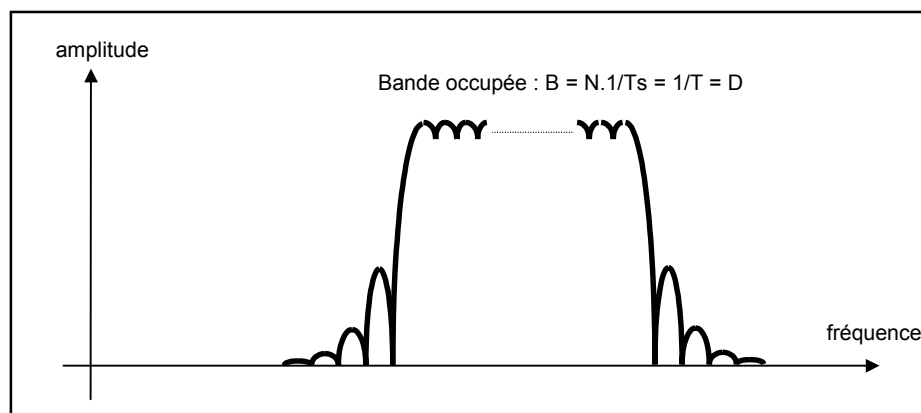


Il est caractérisé par :

- le spectre d'une porteuse en  $\sin(x)/x$
- le spectre passe par 0 à  $1/T_s, 2/T_s \dots$  de la porteuse
- les différentes porteuses sont espacées de  $1/T_s$
- à la fréquence d'une porteuse, les autres spectres passent par 0

Le spectre résultant est quasi rectangulaire et occupe donc de façon optimale le canal alloué :

Figure 46.  
Spectre d'un  
signal OFDM



La modulation à porteuses multiples va se développer dans les années à venir puisqu'elle a été choisie pour les émissions de radio et de TV numérique terrestre.

On la trouvera aussi dans une nouvelle génération de Modems ( modems ADSL ) qui va s'affranchir de la limitation à 3,3 kHz imposée par des filtres placés aux points d'entrée du réseau téléphonique et utiliser la totalité de la bande passante ( de l'ordre du MHz ) de la liaison bifilaire reliant le particulier au central.

Le principal avantage de ce type de modulation est son excellent comportement en cas de réceptions à trajets multiples, ce qui est fréquent lors de la réception terrestre ou portable.

En effet, tant que le retard introduit par les trajets multiples reste inférieur à la durée d'un bit  $T_s$ , la réception n'est pas perturbée. Comme la durée  $T_s = N.T$  est relativement grande du fait du grand nombre de porteuse utilisées, cette modulation est insensible à des différences de trajets importantes ou à des échos très longs.

Ceci permet aussi de faire travailler différents émetteurs diffusant le même programme sur la même fréquence, ce qui est un avantage considérable et permettrait de loger dans la bande TV-UHF actuelle pas moins de 50 chaînes différentes.

Pour la future TV numérique terrestre, on a choisi une modulation OFDM 8K, soit  $N = 8.1024 = 8192$  porteuses, dont 6818 effectivement utilisées.

L'espacement entre les porteuses est de 1116 Hz et la durée du bit  $T_s = 1/1116 = 896 \mu\text{s}$

La bande totale occupée est de :  $B = 6818.1116 = 7,61 \text{ MHz}$

La différence de trajet maximale L correspondant à la durée d'un bit s'écrit :

$$L = c.T_s + 300000.0,000896 = 270 \text{ km}$$

La modulation OFDM 8K permet donc d'émettre le même programme dans les même canal à condition que les différents émetteurs que peut capter un récepteur donné se trouvent à moins de 200 km.

Cette condition est largement vérifiée dans la bande UHF analogique actuelle à cause de la portée limitée des émetteurs liée à la courbure de la Terre.

## VI) Les techniques de partage de la bande : FDMA, TDMA, CDMA

Le spectre RF a une taille limitée, bien que l'évolution de la technologie permette de reculer chaque année sa limite supérieure.

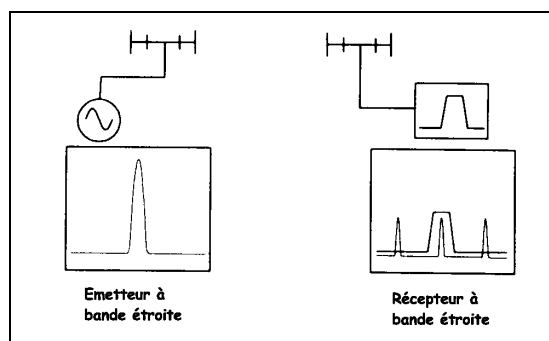
On est donc obligé de partager ce spectre de façon optimale entre les différents utilisateurs et des organismes internationaux se chargent de définir les bandes de fréquences allouées à chaque application.

A l'intérieur de l'une de ces bandes, on se partage l'espace en utilisant différentes techniques de multiplexages qui peuvent être de 4 types : fréquentiel, temporel, par code et géographique.

Le **multiplexage fréquentiel** ( FDMA : Frequency Division Multiple Acces ) sépare la bande en canaux juxtaposés. Chaque ensemble émetteur-récepteur utilise un canal et donc une fréquence de porteuse différents.

C'est historiquement la première technique de multiplexage utilisée et elle est encore bien utilisée aujourd'hui : radiodiffusion et télévision analogique terrestres et par satellite, CB, radioamateurs etc ...

Figure 47.  
Multiplexage  
fréquentiel



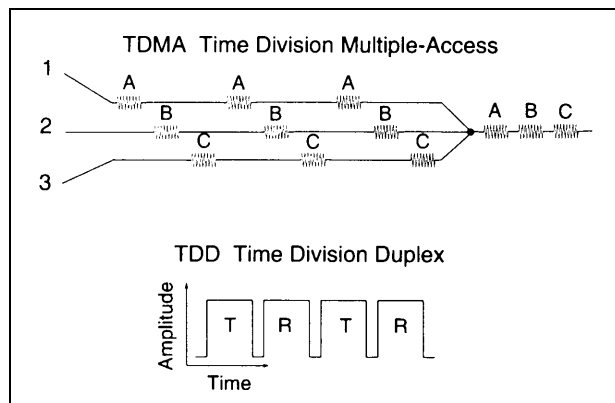
L'émetteur émet une porteuse modulée qui reste à l'intérieur du canal et le récepteur est muni d'un filtre sélectif dont la bande passante correspond à la largeur du canal. Ainsi le récepteur peut isoler le signal de l'émetteur correspondant et supprimer les signaux reçus des émetteurs adjacents.

Le **multiplexage temporel** ( TDMA : Time Division Multiple Acces ) permet de travailler à plusieurs émetteurs sur la même fréquence. Chaque émetteur émet successivement son signal et nécessite une bonne gestion des périodes d'émission.

Ce type de multiplexage est utilisé depuis longtemps sous une forme rudimentaire dans des systèmes simples comme les talkies-walkies où on appuie sur le bouton pour émettre et on relâche pour recevoir.

Le multiplexage temporel est beaucoup utilisé aujourd'hui dans les communications numériques (téléphone numérique d'intérieur DECT, téléphone portable GSM ...) conjointement avec des techniques de compression de débit.

Figure 48.  
Multiplexage  
temporel

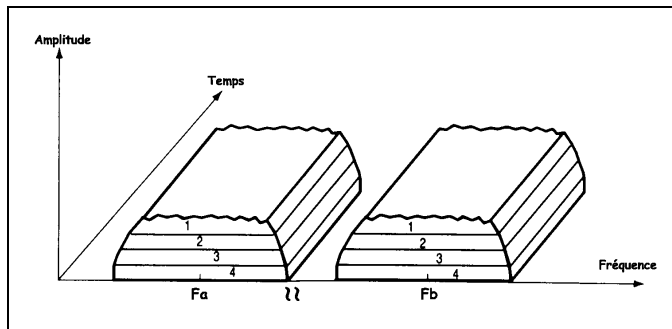


Dans le cas du téléphone GSM, on met à profit les silences du message vocal et des techniques de compression de débit pour émettre le signal par trames à un débit assez rapide de 270 kbits/s et ainsi loger 8 téléphones sur la même fréquence.

Le **multiplexage par code** ( CDMA : Code Division Multiple Acces ) permet à plusieurs utilisateurs de travailler simultanément sur la même fréquence.

La bande disponible est divisée en canaux (FDMA) assez larges ( typiquement de 1,23 MHz dans les téléphones portables US ) et à l'intérieur de ce canal plusieurs utilisateurs peuvent travailler simultanément.

Figure 49.  
Multiplexage  
par code



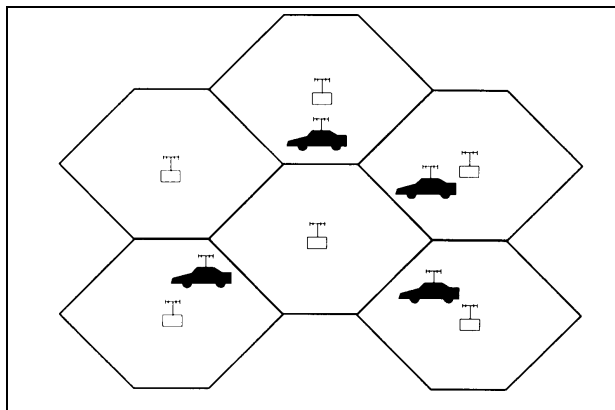
Le signal à transmettre est mélangé à un code binaire au débit beaucoup plus rapide , ce qui donne une émission à spectre relativement large. A chaque émission est associé un code différent, ce qui permet à la réception de récupérer le signal à condition de connaître le code utilisé à l'émission.

Il est ainsi possible actuellement de faire travailler jusqu'à 64 émetteur différents simultanément sur la même fréquence.

Le **multiplexage géographique** est à la base des réseaux cellulaires. Si deux émetteurs-récepteurs sont suffisamment éloignés l'un de l'autre, ils peuvent travailler sur la même fréquence sans se brouiller mutuellement. La courbure de la Terre intervient pour une large part dans cette protection.

Très peu de systèmes ne mettent pas à profit sous une forme ou une autre le multiplexage géographique : les émissions de radiodiffusion internationales en ondes courtes, les radioamateurs qui trafiquent avec le monde entier et quelques applications militaires.

Figure 50.  
Multiplexage  
géographique



Ce multiplexage géographique est utilisé dans les transmission analogiques ( bande FM, télévision VHF et UHF) et de façon systématique dans les communications numériques de proximité ( réseaux locaux, téléphone cellulaire GSM ...)

La plupart des systèmes de communication numérique actuels mettent en oeuvre une combinaison de ces techniques de multiplexage.

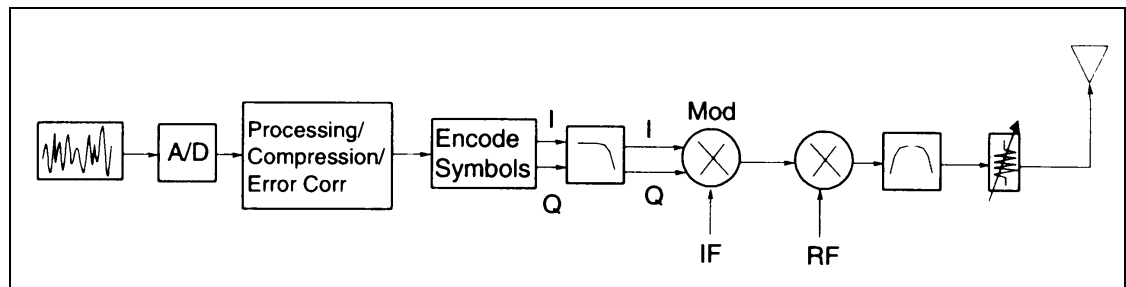
Par exemple le téléphone portable GSM utilise :

- le multiplexage fréquentiel      125 canaux à l'émission dans la bande 890-915 MHz  
125 canaux à la réception dans la bande 935-960 MHz
- le multiplexage temporel      8 tranches (time-slot) de durée 577  $\mu$ s dans un canal
- le multiplexage géographique    cellules dont le rayon varie entre 200 m et 30 km

## VII) Structure générale d'un système de communication numérique

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

Figure 51.  
Structure de  
l'émetteur

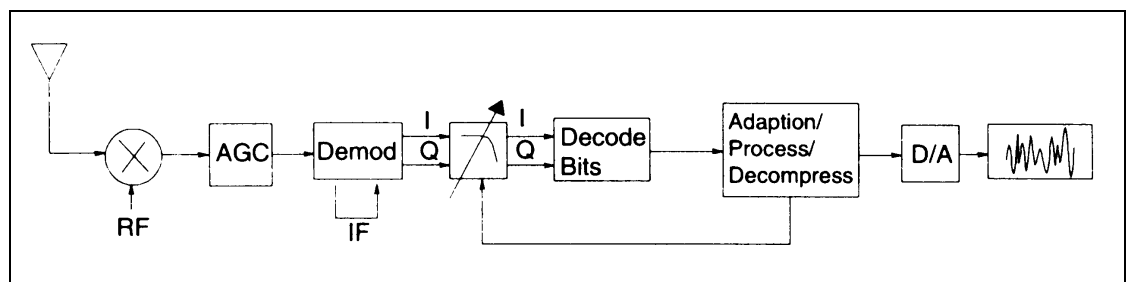


Dans le traitement du signal, on peut distinguer les étapes suivantes :

- 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 des 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
- l'amplification et le filtrage de la porteuse modulée qui sera envoyée sur l'antenne

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

Figure 52.  
Structure du  
récepteur



On distingue les étages suivants :

- la réception du signal RF ( préampli RF, changement de fréquence, filtrage  $f_i$ , CAG)
- 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
- 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.

## Annexe A - les filtres de Nyquist

Les signaux numériques sont des suites d'impulsions rectangulaires représentant des 0 et des 1.

Selon les caractéristiques du canal, plusieurs bits peuvent être combinés pour former des symboles afin d'augmenter l'efficacité spectrale de la modulation.

Toutefois, sans filtrage, le spectre des signaux numériques est infini, impliquant théoriquement une bande passante infinie pour leur transmission, ce qui n'est bien sûr pas envisageable.

De ce fait, il convient de leur appliquer un filtrage pour limiter cette bande passante - ce filtrage devra être choisi de manière à optimiser les performances de la chaîne de transmission.

La limitation de bande passante se traduit en effet par un allongement théoriquement infini de la réponse temporelle, ce qui, sans précaution particulière, peut se traduire par des chevauchements entre symboles successifs, donc des erreurs de démodulation : c'est ce que l'on appelle l'interférence intersymbole.

Pour éviter ce problème, le filtrage doit satisfaire le premier critère de Nyquist, de sorte que la réponse temporelle présente des zéros aux temps multiples de la période de symbole.

Le filtre le plus communément utilisé est dit en cosinus surélevé (raised cosine filter) plus connu sous le simple nom de filtre de Nyquist.

Afin d'optimiser l'occupation de bande et le rapport signal/bruit, le filtrage est souvent réparti également entre l'émetteur et le récepteur, chacun comportant un filtre demi-Nyquist (square root raised cosine filter).

Ce filtrage est caractérisé par son facteur de roll-off  $\alpha$ , qui détermine la raideur du filtre.

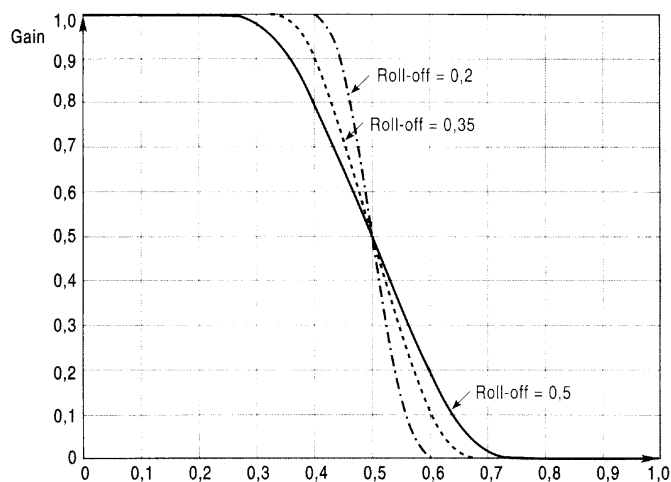
Sa réponse en fréquence normalisée à la fréquence de symbole (symbolrate)  $1/T$  est la suivante :

- $0 < f < 0,5(1 - \alpha)$   $T = 1$
- $0,5(1 - \alpha) < f < 0,5(1 + \alpha)$   $T = 0,5[1 + \sin(\pi T(0,5-f)/\alpha T)]$
- $0,5(1 + \alpha) < f < \infty$   $T = 0$

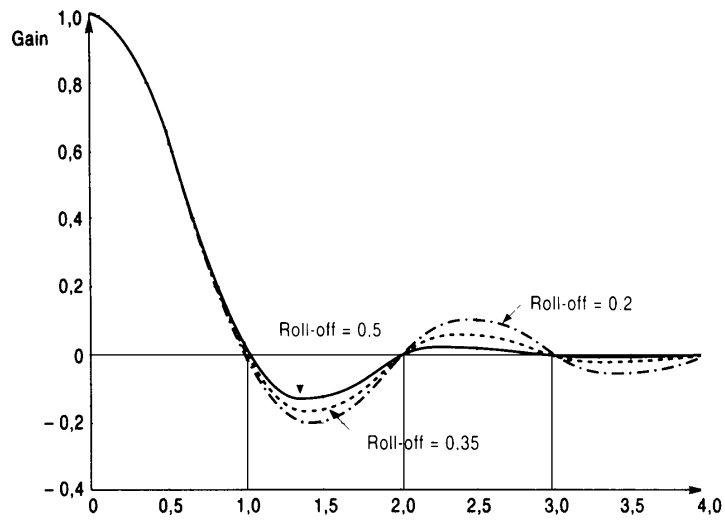
Pour un signal de période de symbole  $T$ , la bande passante  $B$  occupée après filtrage, est donc liée à la fréquence de symbole et au facteur de roll-off  $\alpha$  par la relation :

$$B = (1 + \alpha) \cdot 1/2T$$

La figure ci-dessous montre la courbe de réponse en fréquence du filtrage de Nyquist (normalisée à la fréquence de symbole  $1/T$ ) pour trois valeurs de facteurs de roll-off (0,2 ; 0,35 ; 0,5).



La réponse temporelle de ces filtres est la suivante :



La réponse temporelle fait bien apparaître des zéros situés à des multiples de la période de symbole : pour réduire l'interférence intersymbole à son minimum, il conviendra d'échantillonner le signal à ces instants (avec d'autant plus de précision que le facteur de roll-off sera faible).

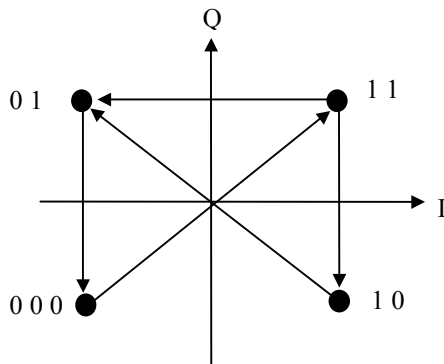
## Annexe B : trajectoire de phase et encombrement spectral

Au cours de la transmission, les signaux  $i(t)$  et  $q(t)$  varient et le vecteur représentant la porteuse se déplace d'un point de la constellation des états à un autre point.

La manière dont s'opère ce déplacement a une influence directe sur le spectre du signal modulé. De nombreuses techniques ont donc été développées pour aboutir à une maîtrise spectrale de la porteuse modulée.

Les figures ci-dessous visualisent le déplacement du vecteur en fonction de quelques changements d'états des signaux  $i(t)$  et  $q(t)$  :

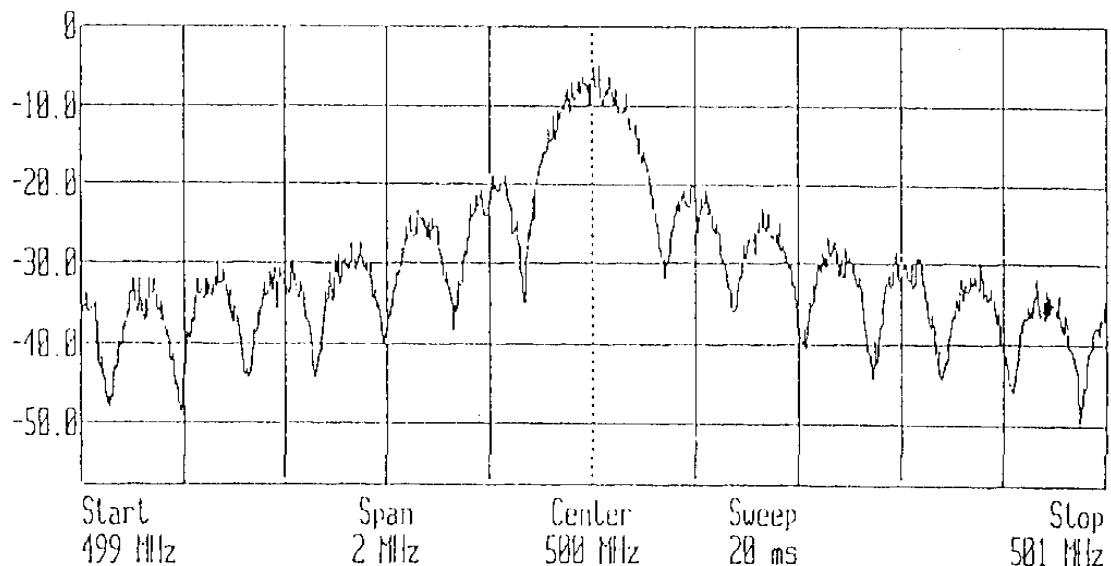
- la porteuse saute rapidement d'un point de la constellation à l'autre :



- $i(t)$  et  $q(t)$  sont des signaux numériques non filtrés
- le spectre est alors étendu puisqu'en  $\sin(x)/x$  de part et d'autre de la porteuse

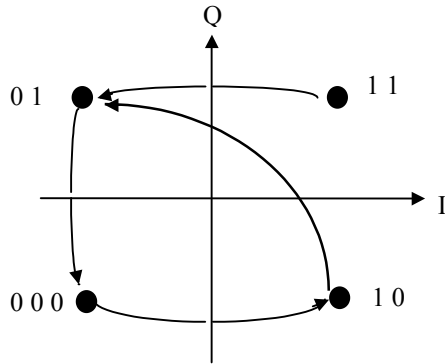
Allure du spectre d'un signal modulé en quadrature :

- $i(t)$  et  $q(t)$  non filtrés
- débit numérique  $D = 270\,833$  bits/s



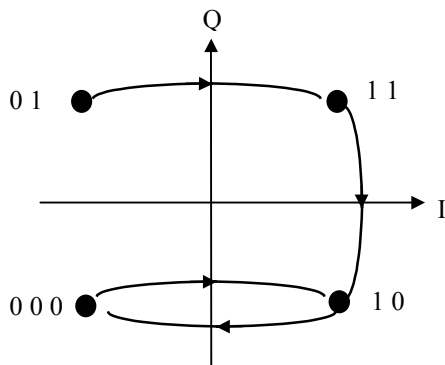
On peut remarquer que les premiers lobes secondaires se trouvent à 13 dB en-dessous de la porteuse.

- le vecteur passe progressivement d'un point à un autre :



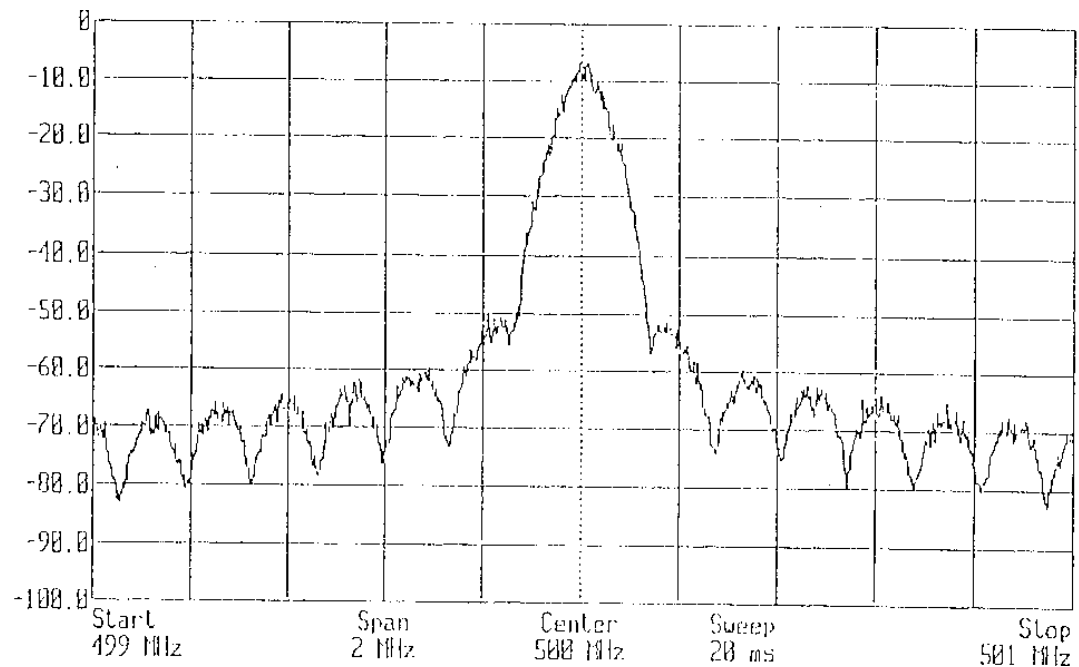
- $i(t)$  et  $q(t)$  sont filtrés par un passe-bas
- les lobes secondaires du spectre sont atténués
- l'amplitude de la porteuse n'est pas constante au cours du temps .
- lors du passage de « 11 » à « 00 », l'amplitude passe par une valeur assez faible

- le vecteur passe progressivement d'un point à un autre sans déplacement en diagonale :



- $i(t)$  et  $q(t)$  sont décalés de  $T/4$  et filtrés
- $i(t)$  et  $q(t)$  ne changent jamais de valeur simultanément
- on s'interdit donc les transitions en diagonale
- l'amplitude de la porteuse n'est pas constante
- elle varie entre  $E$  et  $0,707E$
- elle ne s'annule jamais
- les lobes latéraux du spectre sont plus faibles que précédemment

Allure du spectre d'un signal modulé suivant cette technique :

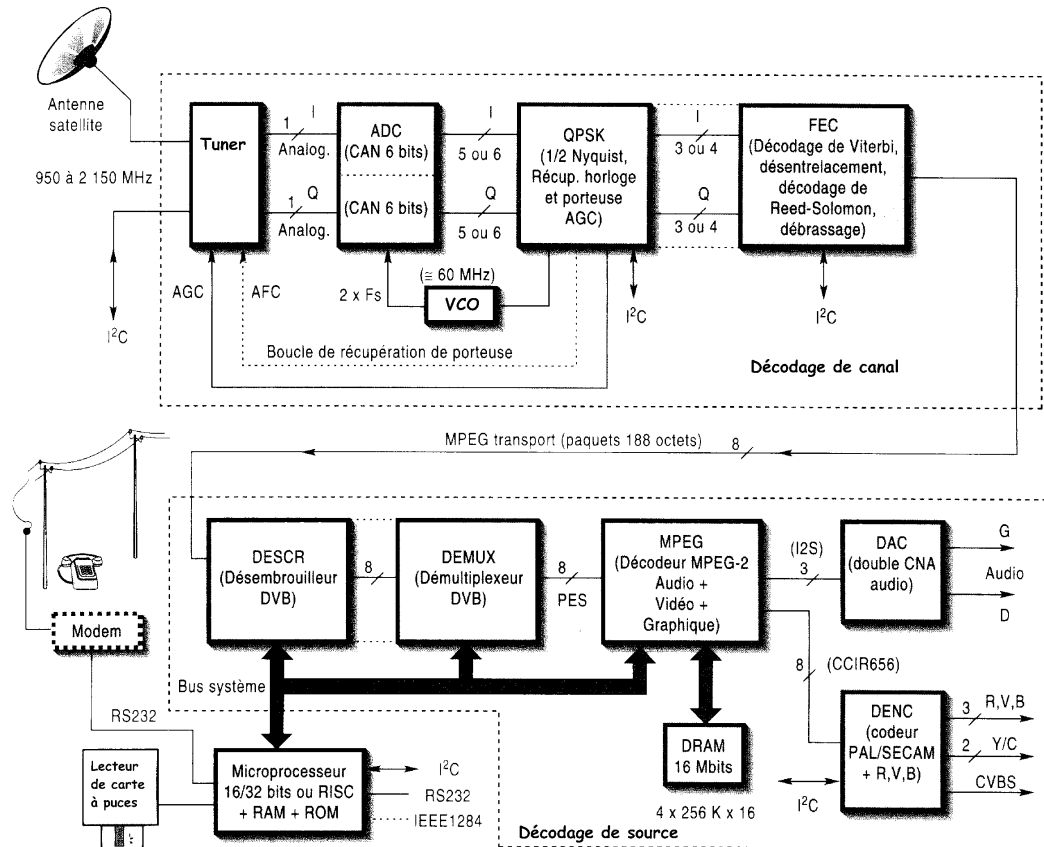


On constate que les lobes latéraux sont très atténués et à 45 dB en-dessous de la porteuse. La bande occupée est de l'ordre de 200 kHz.

## Annexe C- structure d'un récepteur pour TV-satellite numérique

Le schéma bloc ci-dessous représente les blocs fonctionnels d'un récepteur TV- satellite

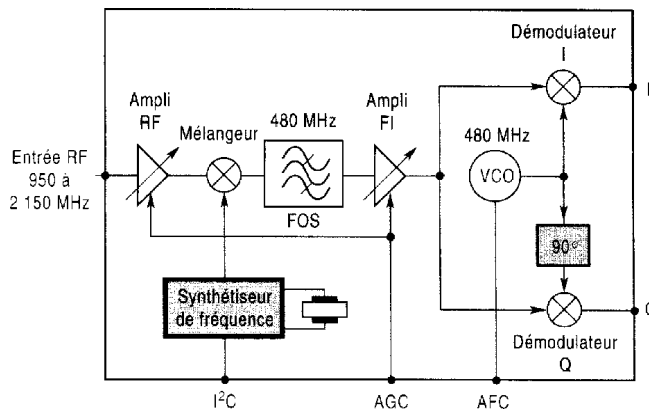
Les signaux en provenance du satellite (bande 10,7-12,75 GHz) sont amplifiés et convertis dans la gamme 950-2150 MHz (en deux bandes) par le convertisseur à faible bruit LNC (Low Noise Converter) situé au foyer de la parabole, puis appliqués à l'entrée antenne du récepteur.



- Le tuner (ou front-end), le plus souvent commandé par un bus I2c, sélectionne le canal désiré dans la gamme 950-2150 MHz, le transpose à une valeur FI de 480 MHz et effectue la sélectivité requise au moyen d'un filtre à onde de surface (FOS); le signal amplifié est démodulé de façon cohérente selon les axes 0 et 90° pour fournir les signaux I et Q analogiques en sortie. La récupération de la phase de la porteuse, nécessaire à une démodulation correcte, se fait en coopération avec les étages suivants qui asservissent par une boucle la fréquence et la phase de l'oscillateur du démodulateur (carrier recovery loop).
- Les signaux I et Q sont appliqués chacun à un convertisseur analogique/numérique (ADC) fonctionnant au double de la fréquence symbole (de l'ordre de 30 MHz en Europe). Il s'agit le plus souvent d'un double convertisseur d'une résolution de six bits, capable d'échantillonner le signal à plus de 60 MHz. Là encore, la fréquence d'échantillonnage est asservie à la fréquence symbole au moyen d'une boucle à verrouillage de phase.
- Le bloc QPSK, outre les fonctions de récupération d'horloge et de porteuse (boucles de verrouillage de phase, mentionnées précédemment), réalise le filtrage demi-Nyquist complémentaire de celui appliqué à l'émission sur les signaux I et Q.
- Le bloc FEC distingue au moyen d'une logique majoritaire les 0 des 1 puis effectue l'ensemble de la correction d'erreurs, c'est-à-dire le décodage de Viterbi du code convolutif de l'émission, le désentrelacement, le décodage de Reed-Solomon et le débrassage.

- Les paquets transport attaquent le bloc DESCR (désembrouilleur) qui communique avec le processeur principal par un bus parallèle permettant le transfert rapide de données, Il assure la sélection et le désembrouillage des paquets du programme choisi, sous le contrôle du dispositif de contrôle d'accès.
- Le bloc DEMUX (démultiplexeur) permet la sélection au moyen de filtres des paquets de données correspondant au programme choisi par l'utilisateur.
- Ces paquets audio et vidéo issus du démultiplexeur sont ensuite appliqués au bloc MPEG, généralement un décodeur combiné audio/vidéo, qui assure également les fonctions de générateur d'écran graphique nécessaire au guide de programmes (EPG).
- Les signaux vidéo issus du décodeur MPEG2 (de forme YUV numérique au format CCIR 656) sont ensuite appliqués à un codeur vidéo (DENC) assurant leur conversion en signaux analogiques RVB + synchro pour une visualisation de qualité optimale via la prise Péritel du téléviseur, et PAL ou SECAM (composite et Y/C) pour l'enregistrement sur magnétoscope.
- Les signaux audio numériques sont appliqués via une liaison série 125 ou similaire à un double convertisseur numérique l'analogique audio (DAC) de résolution 16 bits ou plus qui reconstitue les signaux analogiques gauche et droite.

Le schéma bloc interne d'un tuner satellite est le suivant :



## Annexe D- les différents standards utilisés dans le monde

	<u>GSM900</u>	<u>NADC</u>	<u>PDC</u>	<u>CDMA</u>
<b>Geography</b>	Europe	North America	Japan	North America, Korea, Japan
<b>Introduction</b>	1992	1992	1993-1994	1995-1997
<b>Frequency Range</b>	935-960 MHz down 890-915 MHz up EGSM 925-960 MHz 880-915 MHz	869-894 MHz down 824-849 MHz up	810-826 MHz down 940-956 MHz up 1777-1801 MHz down 1429-1453 MHz up	824-849 MHz (US) 869-894 MHz (US) 832-834, 843-846, 860-870 MHz (Japan) 887-889, 898-901, 915-925 MHz (Japan)
<b>Data Structure</b>	TDMA	TDMA	TDMA	CDMA
<b>Channel per Frequency</b>	8-16	3-6	3-6	32-64 (Dyn. adapt)
<b>Modulation</b>	0.3 GMSK (1 bit/symbol)	$\pi/4$ DQPSK (2 bits/symbol)	$\pi/4$ DQPSK (2 bits/symbol)	Mobile: QPSK Base: OQPSK (1 bit/symbol)
<b>Speech CODEC</b>	RELTP-LTP 13 Kbits/s	VSELP 8 Kbits/s EFR	VSELP 8 Kbits/s	8 Kbits/s var rate CELP 13 kbit/s var rate CELP
<b>Mobile Output Power</b>	3.7mW to 20W	2.2mW to 6W	.3W to 3W	10nW to 1W
<b>Modulation Data Rate</b>	270.833 Kbits/s (1 bit/symbol)	48.6 Kbits/s (2 bits/symbol)	42 Kbits/s (2 bits/symbol)	9600/14,400 bps data; 1.2288 Mb/s spreading
<b>Filter</b>	0.3 Gaussian	SQRT raised cosine $\alpha = .35$	SQRT raised cosine $\alpha = .50$	Chebyshev low pass (FIR)
<b>Channel Spacing</b>	200 kHz	30 kHz	50 kHz 25 kHz interleave	1.23 MHz
<b>Number of Channels</b>	124 frequency ch. w/8 timeslots per ch. (1000)	832 frequency ch. w/3 users per ch. (2496)	1600 frequency ch. w/3 users per ch. (4800)	19-20 frequencies
<b>Est # of Subscribers by year 2000</b>	15-20 million	35-40 million (8.9 million 9/92)	5 million	
<b>Source</b>	GSM Standard	IS-54	RCR Spec Std 27B	IS-95 spec
<b>Service</b>	Public Cellular	Public Cellular	Public Cellular	Public Cellular

	<u>DCS1800</u>	<u>PHS</u>	<u>DECT</u>	<u>TETRA</u> Trans European Trunked Radio
<b>Geography</b>	Europe	Japan/China	Europe/China	Europe
<b>Introduction</b>	1993	1993 Private office 1995 Public	1993	1995
<b>Frequency Range</b>	1.7-1.9 GHz 1710-1785 MHz down 1805-1880 MHz up	1895-1918 MHz up/down 1.9, 1.93 GHz (China)	1.897-1.913 GHz  1.9, 1.93 GHz (China)	450 MHz < 1 GHz
<b>Data Structure</b>	TDMA	TDMA/TDD	TDMA/TDD	TDMA
<b>Channel per Frequency</b>	8-16	4-8	12	4
<b>Modulation</b>	0.3 GMSK (1 bit/symbol)	$\pi/4$ DQPSK (2 bits/symbol)	0.5 GFSK $\pm 202-403$ kHz dev (1 bit/symbol)	$\pi/4$ DQPSK
<b>Speech CODEC</b>	REL P-LTP 13 Kbits/s	ADPCM 32 Kbits/s	ADPCM 32 Kbits/s	Includes channel & speech coding 7.2 Kbits/s
<b>Mobile Output Power</b>	250mW to 2W	10mW	250mW	
<b>Modulation Data Rate</b>	270.833 Kbits/s	384 Kbits/s	1.152 Mbit/s	19.2 Kb/s
<b>Filter</b>	0.3 Gaussian	SQRT raised cosine $\alpha = .50$	0.5 Gaussian	$\alpha = 0.4$ SQRT raised cosine
<b>Channel Spacing</b>	200 kHz	300 kHz	1.728 MHz	25 kHz
<b>Number of Channels</b>	3000-6000		10 carrier frequencies w/12 users per frequency (120)	
<b>Est # of Subscribers by year 2000</b>	4-13 million	6.5-13 million		
<b>Source</b>	prl-ETS 30 176 prETS 300 175-2	RCR spec Std 28 China-First News Release 8/15/96	CI Spec., Part 1, Rev 05.2e China-First News Release 8/15/96	Mobile Europe Magazine 1/92
<b>Service</b>	Personal Communications	Cordless Telephone Personal Communications	Wireless PBX	Trunked system Adj. ch. sel > 60 dB

## Annexe E- glossaire

**ACP** Adjacent Channel Power  
**ADPCM** Adaptive Digital Pulse Code Modulation  
**AM** Amplitude Modulation  
**AMPS** Advanced Mobile Phone System  
  
**B-CDMA** Broadband Code Division Multiple Access  
**BER** Bit Error Rate  
**BPSK** Binary Phase Shift Keying  
**BFSK** Binary Frequency Shift Keying  
**BW** Bandwidth  
  
**CDMA** Code Division Multiple Access  
**CDPD** Cellular Digital Packet Data  
**COFDM** Coded Orthogonal Freq. Division Multiplexing  
**CT2** Cordless Telephone 2  
  
**DAB** Digital Audio Broadcast  
**DCS 1800** Digital Communication System - 1800 MHz  
**DECT** Digital Enhanced Cordless Telephone  
**DMCA** Digital MultiChannel Access, similar to iDEN  
**DQPSK** Differential Quadrature Phase Shift Keying  
**DSP** Digital Signal Processing  
**DVB-C** Digital Video Broadcast Cable  
**DVB-S** Digital Video Broadcast - Satellite  
**DVB -T** Digital Video Broadcast - Terrestrial  
  
**EGSM** Extended Frequency GSM  
**ERMES** European Radio Message System  
**ETSI** European Telecom. Standards Institute  
**EVM** Error Vector Magnitude  
  
**FDD** Frequency Division Duplex  
**FDMA** Frequency Division Multiple Access  
**FER** Frame Error Rate  
**FFSK** Fast Frequency Shift Keying  
**FFT** Fast Fourier Transform  
**FM** Frequency Modulation  
**FSK** Frequency Shift Keying  
  
**GFSK** Gaussian Frequency Shift Keying  
**Globalstar** Satellite system using 48 lowearth orbiting satellites  
**GSM** Global System for Mobile Communication  
**GMSK** Gaussian Minimum Shift Keying

**HDTV** High Definition Television  
  
**IF** Intermediate Frequency  
**I/Q** In phase I Quadrature  
**Iridium** Motorola voice/data 66 satellite system worldwide  
**ISI** Intersymbol Interference  
  
**LMDS** Local Multipoint Distribution System  
  
**MFSK** Minimum Frequency Shift Keying  
**MMDS** Multichannel Multipoint Distribution System  
**MPSK** Minimum Phase Shift Keying  
  
**MSK** Minimum Shift Keying  
  
**NADC** North American Digital Cellular system  
  
**OFDM** Orthogonal Frequency Division Multiplexing  
**OQPSK** Offset Quadrature Phase Shift Keying  
  
**PACS** Personal Access Communications Service  
**PCS** Personal Communications System  
**PCM** Pulse Code Modulation  
**PRBS** Pseudo-Random Bit Sequence  
**PSD** Power Spectral Density  
**PSK** Phase Shift Keying  
  
**QAM** Quadrature Amplitude Modulation  
**QPSK** Quadrature Phase Shift Keying  
  
**RAM** Wireless data network  
**RF** Radio Frequency  
**RMS** Root Mean Square  
  
**SQRT** Square Root  
  
**TDD** Time Division Duplex  
**TDMA** Time Division Multiple Access  
**TETRA** Trans European Trunked Radio  
**TFTS** Terrestrial Flight Telephone System  
  
**VSB** Vestigial Side Band  
**W-CDMA** Wide Band Code Division Multiple Access  
**WLL** Wireless Local Loop