



Les modulations analogiques dans les systèmes de communication



Jean-Philippe MULLER

Décembre 2000

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

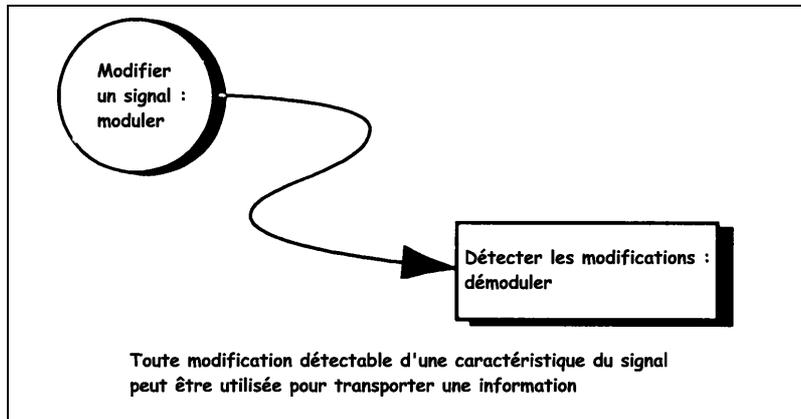
I) Transport d'une information analogique par une porteuse

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 :

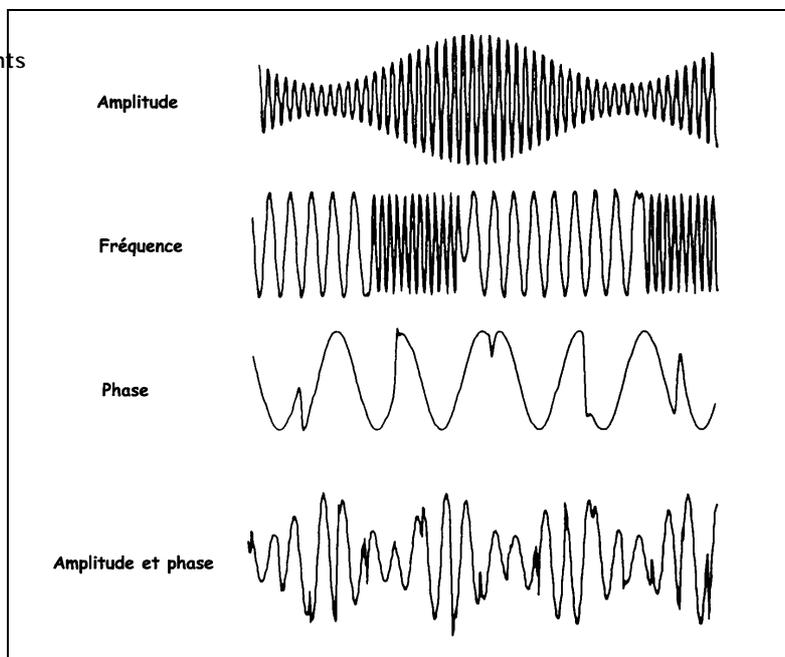
- génération d'une porteuse pure au niveau de l'émetteur.
- modulation de cette porteuse par les informations à transmettre.
- détection et démodulation du signal au niveau du récepteur, pour récupérer l'information

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.

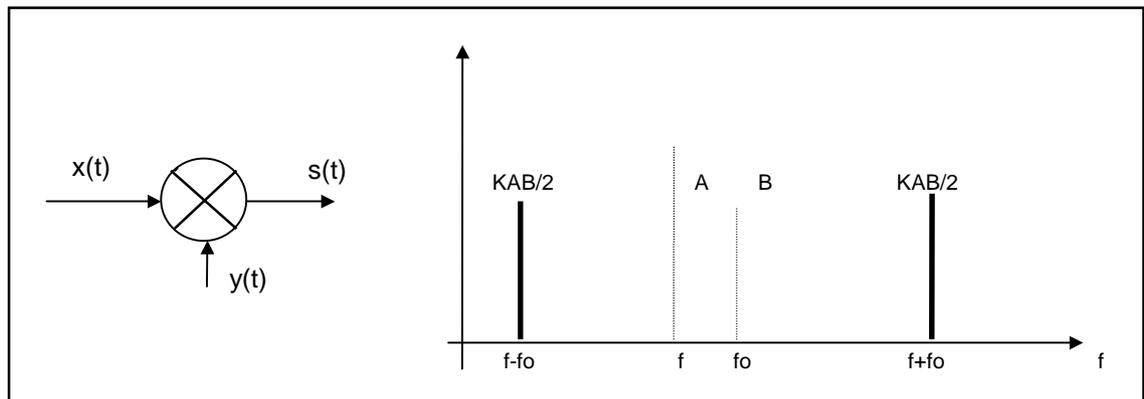
Dans un système linéaire comme un filtre par exemple, on retrouve en sortie des fréquences identiques à celles qui ont été injectées à l'entrée.

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



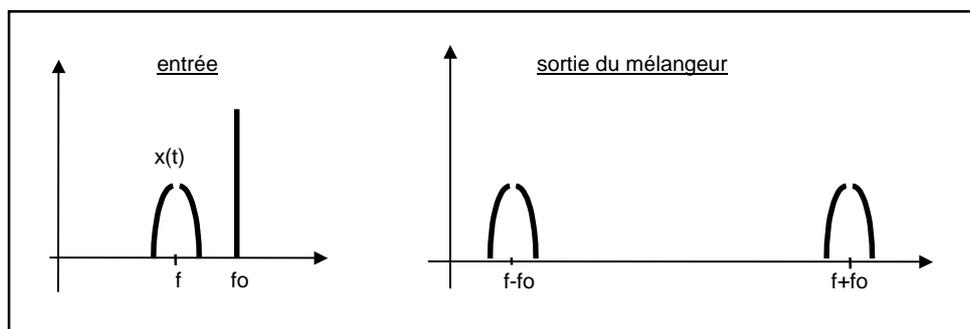
On obtient en sortie le signal suivant :

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

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 ω 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

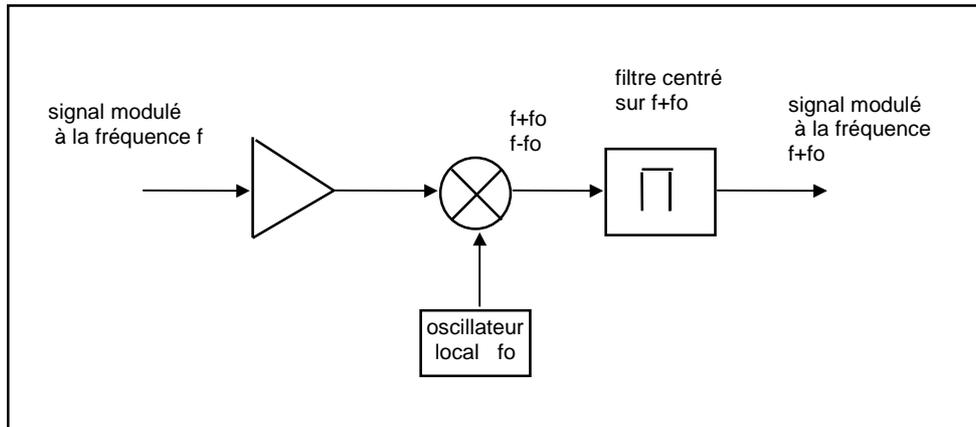


En sortie du mélangeur, on retrouve comme précédemment le spectre du signal $x(t)$ centré sur les fréquences $f-fo$ et $f+fo$.

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.

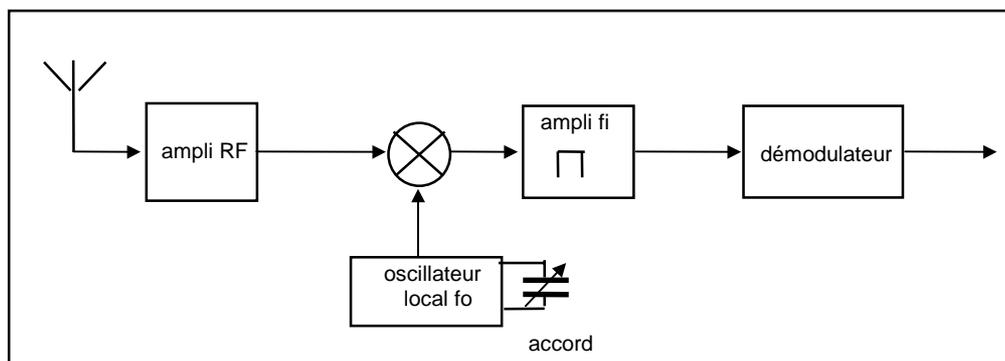
3) Le changement de fréquence dans le récepteur

À 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.

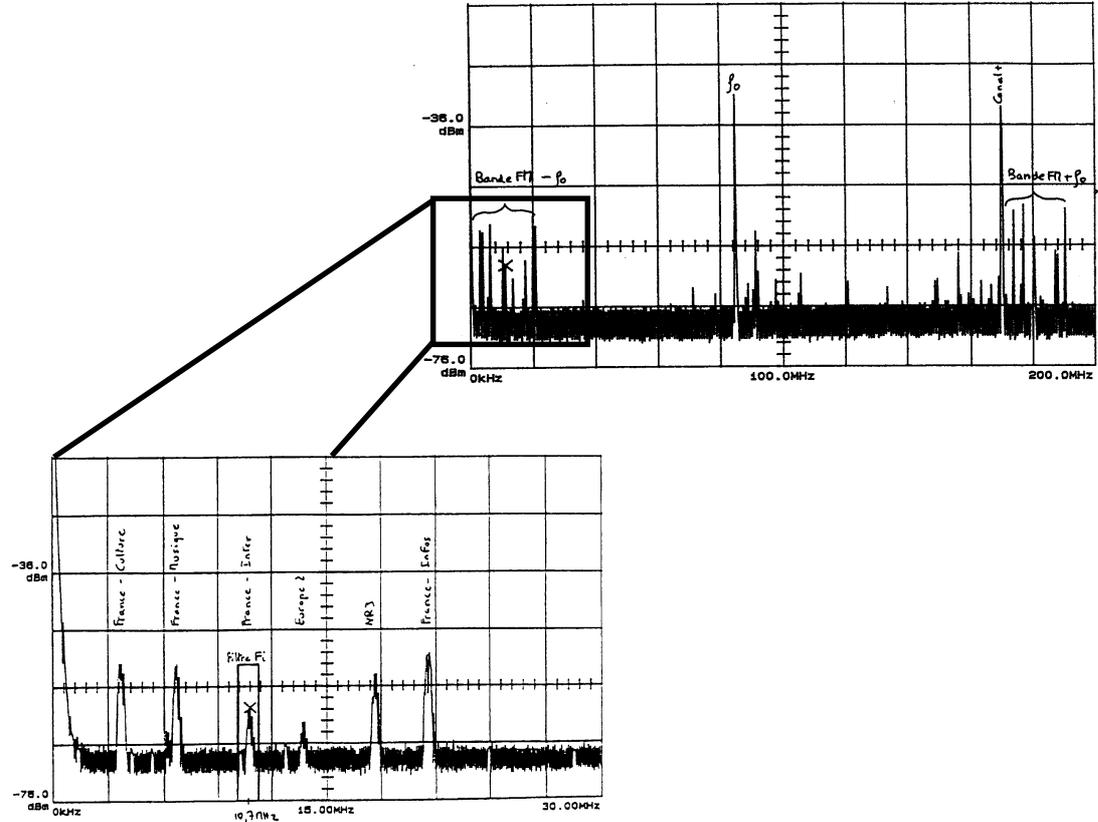
Cette technique de sélection d'un émetteur est universelle et utilisée dans la réception radio, TV, téléphone cellulaire etc ...

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 el 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

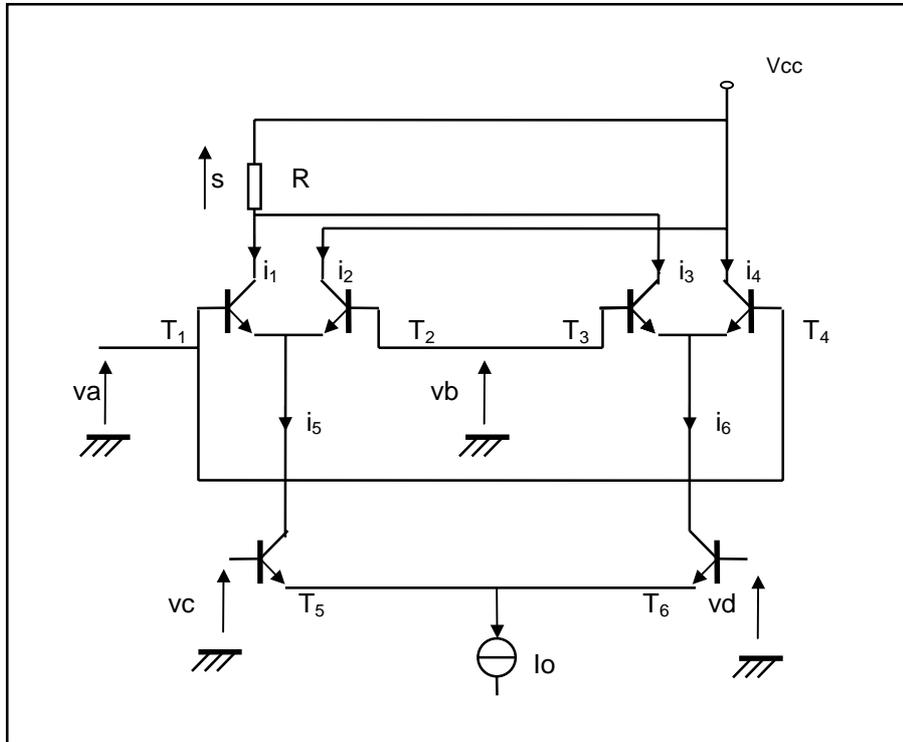
L'amplificateur RF d'entrée sera sélectif et aura pour tâche d'éliminer un éventuel émetteur placé à la fréquence image.

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 λx et λy 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 **$s(t) = 0,5 \cdot R \cdot I_0 \cdot (1 - \lambda^2 xy/2)$**

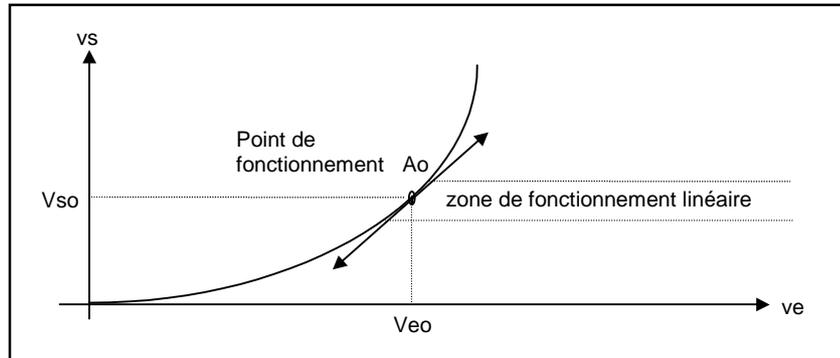
On constate que le signal de sortie est formé d'une composante continue sans intérêt et d'un terme de la forme Kxy qui traduit bien la fonction de multiplieur analogique.

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).

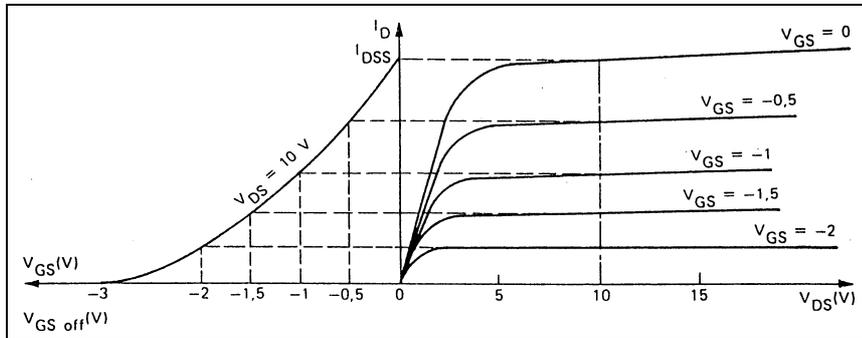
7) Principe du mélangeur à TEC

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

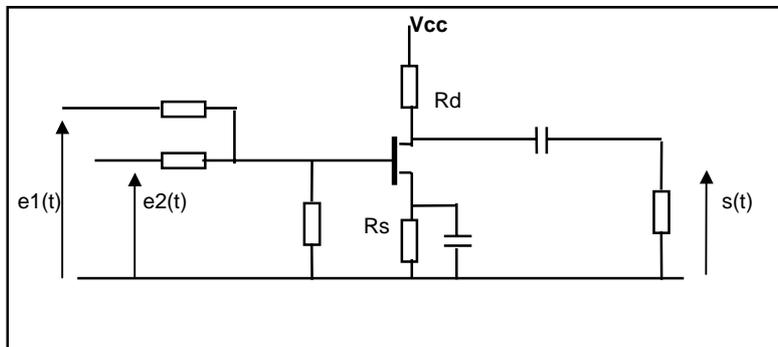


On va utiliser ce TEC dans un montage amplificateur qui sera attaqué par des niveaux suffisants pour que le signal en sortie soit déformé par la distorsion quadratique.

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

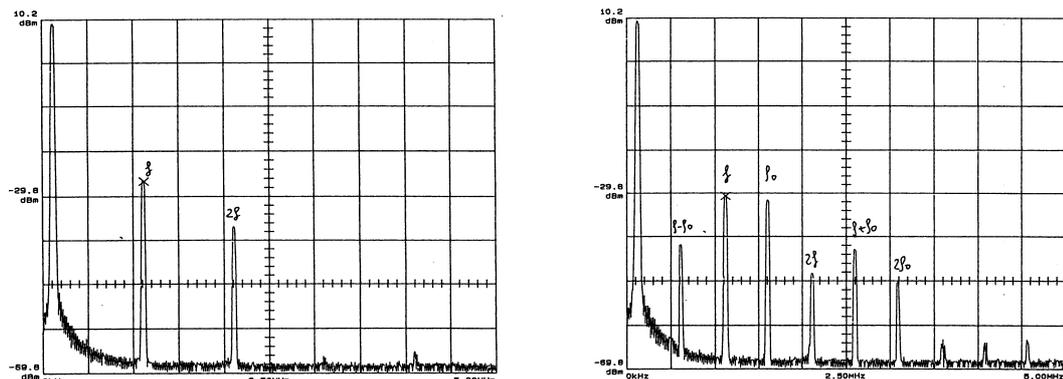
$$s(t) = \frac{2 \cdot R_d \cdot I_{DSS}}{V_p} \cdot (1 - \frac{V_{GS0}}{V_p}) \cdot (e_1(t) + e_2(t)) - \frac{R_d \cdot I_{DSS}}{V_p^2} \cdot (e_1(t) + e_2(t))^2$$

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.

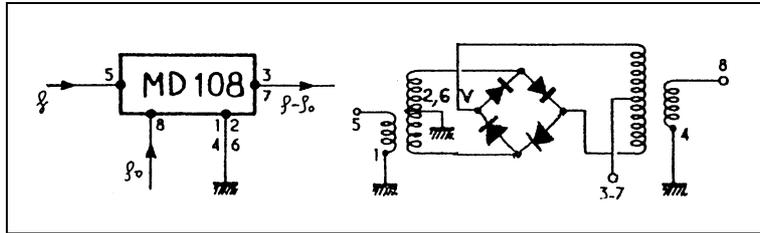
Figure 12
Spectre en sortie du mélangeur avec
- 1 signal à l'entrée
- 2 signaux à l'entrée



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 :

$$s(t) = 4.r.I_0.\lambda.x.y$$

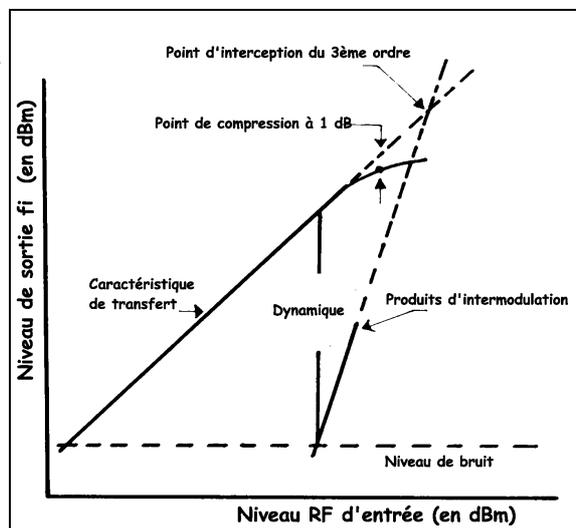
si r est la résistance de charge

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 fo qui doit se trouver dans une plage allant de 7 dBm (500 mV) à 13 dBm (1V).

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

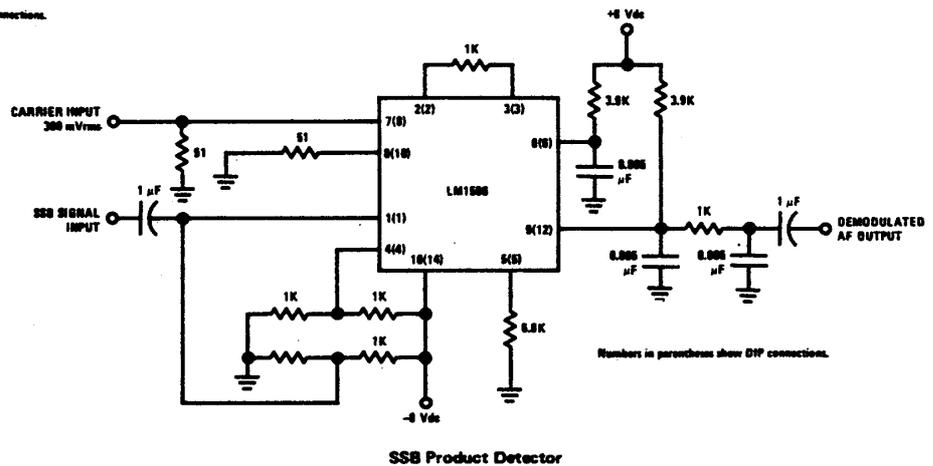
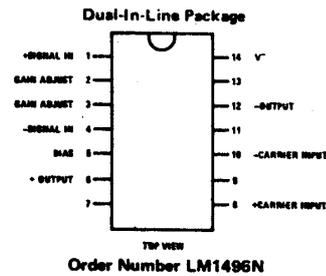
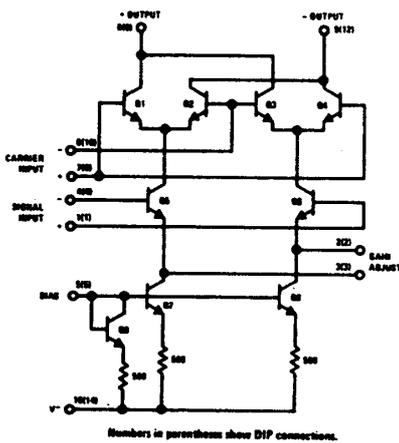
The LM1596/LM1496 are double balanced modulator-demodulators which produce an output voltage proportional to the product of an input (signal) voltage and a switching (carrier) signal. Typical applications include suppressed carrier modulation, amplitude modulation, synchronous detection, FM or PM detection,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

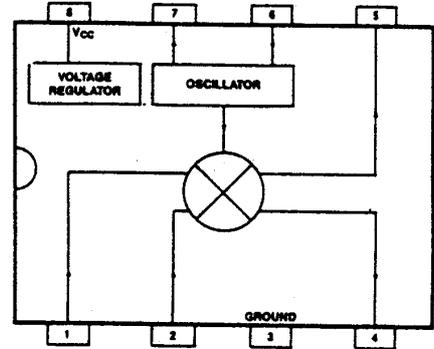
The SA/NE602 is a monolithic Double Balanced Mixer with on-board oscillator and voltage regulator. The oscillator can be used as a buffer for external injection. The design is optimized for frequency conversion applications up to 200MHz and has excellent noise and 3rd order intermodulation performance. 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 Ω
Mixer input capacitance	—	3	3.5	pF
Mixer output resistance ¹	—	2 x 1.5	—	k Ω

NOTE:

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

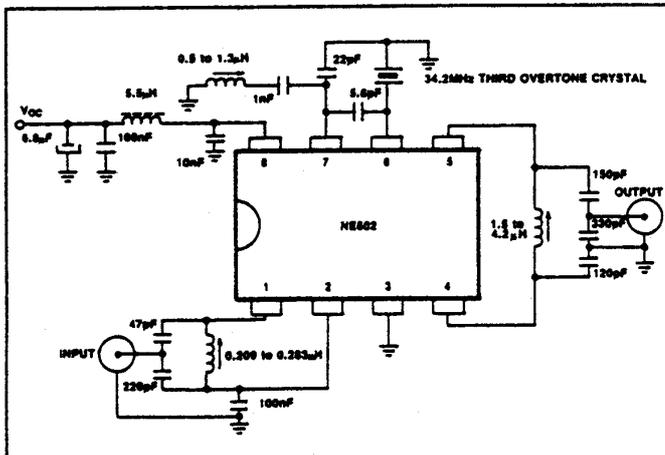
input port does not need any external bias and should not be DC grounded. An external DC path between pins 1 and 2 is allowed.

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

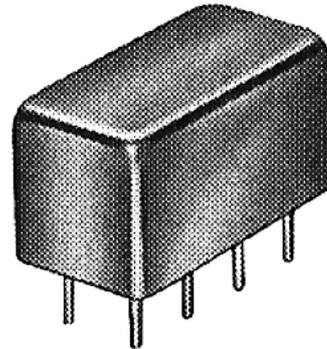
path to V_{CC} . Pin 6 can be used for external oscillator or for frequency synthesizer injection.

The NE602 output pins can be used in a single-ended or push-pull configuration. There are internal 1.5k Ω 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

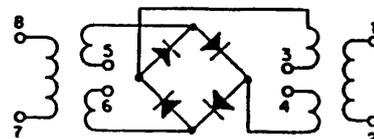
Total input power : 50mW

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

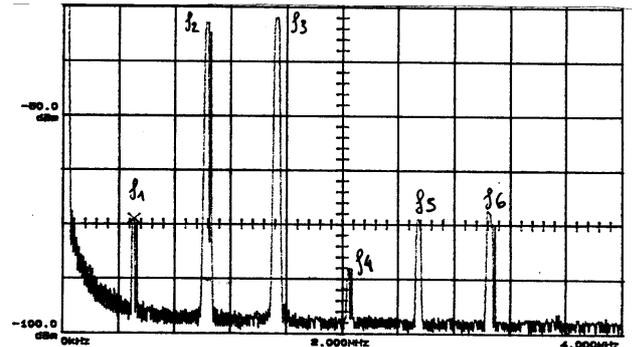
1) On applique à l'entrée d'un mélangeur supposé parfait et de gain de conversion 6 dB deux signaux sinusoïdaux dont l'expression est :

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

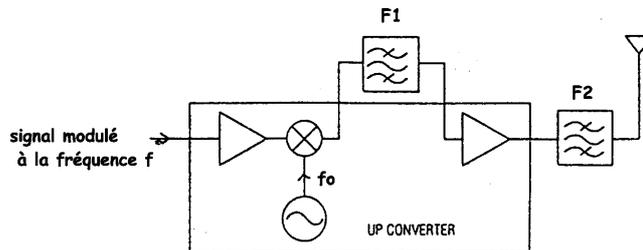
Calculer l'expression du signal de sortie et dessiner son spectre

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

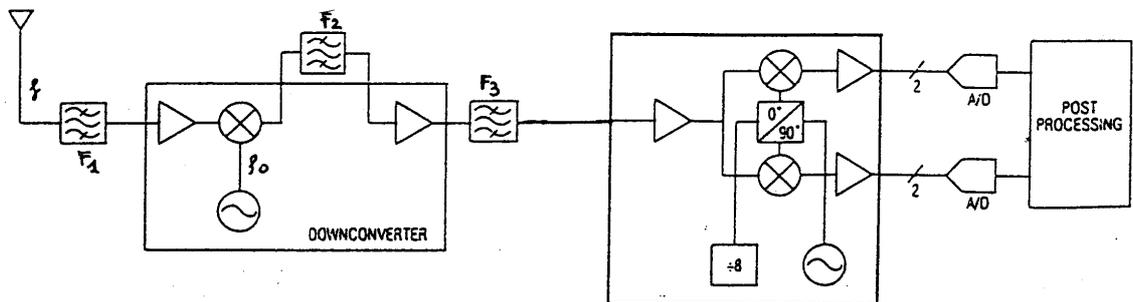
Rappeler le principe de fonctionnement d'un tel mélangeur et identifier les différentes composantes spectrales.



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 :

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

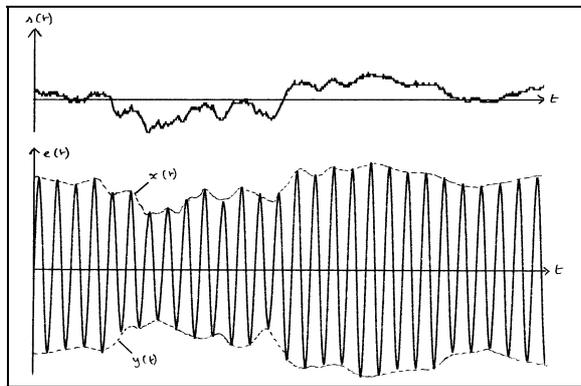
On peut remarquer que :

- 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

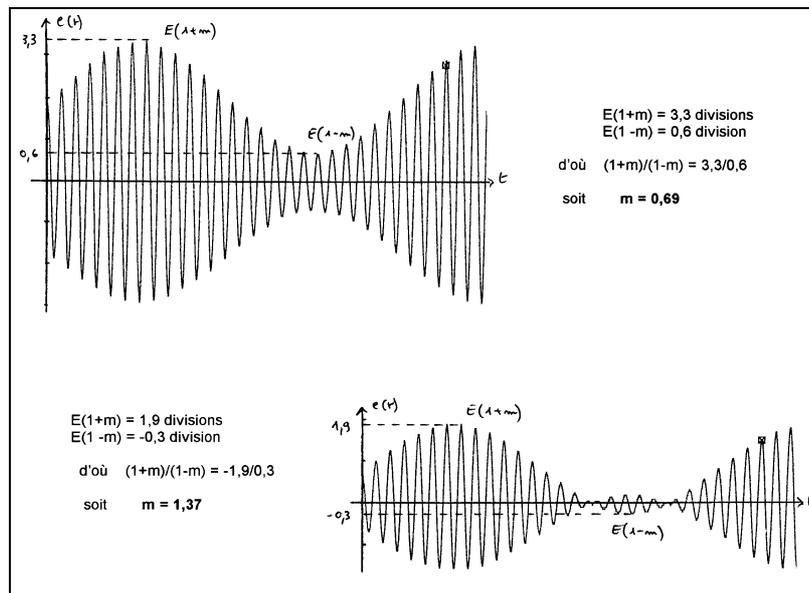


Lorsque le signal modulant est sinusoïdal, on a $s(t) = a \cos(\Omega t)$ et la porteuse modulée s'écrit :

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

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.

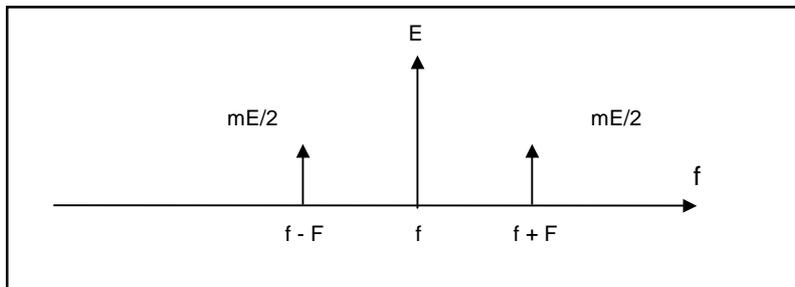
2) Spectre d'un signal AM

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

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

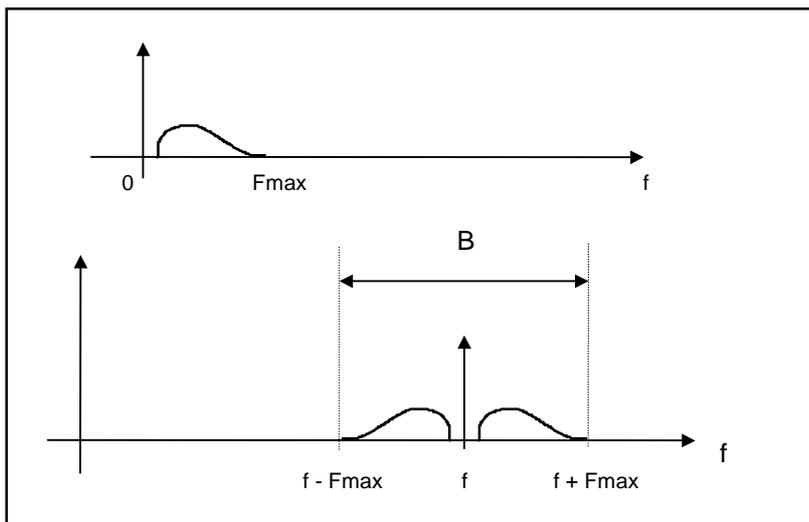
Le spectre est donc formé de 3 raies et a l'allure suivante :

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 : **$B = 2.F_{max}$**

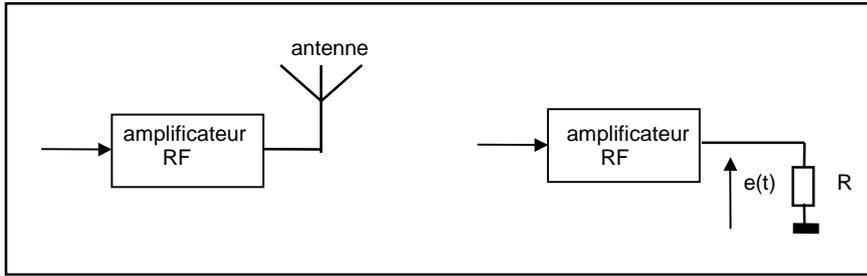
Applications :

- 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** : $P_s = P_i = 1,56 W$

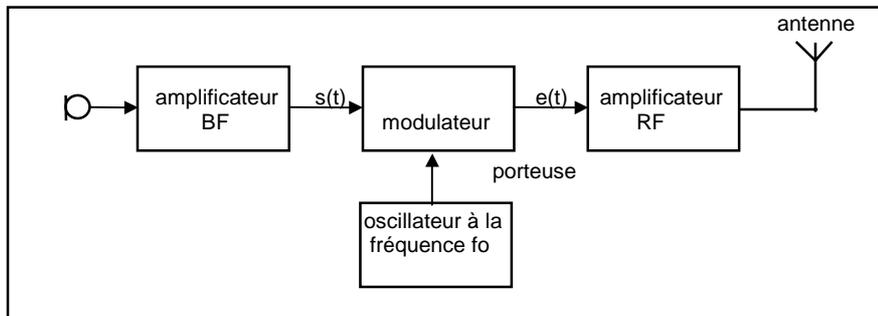
soit une puissance totale de : $P = 25 + 1,56 + 1,56 = 28,12 W$

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

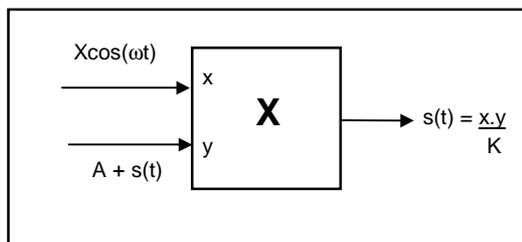
Lorsqu'on veut transmettre un signal en AM, on module la porteuse par l'information basse-fréquence à l'aide d'un modulateur :

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



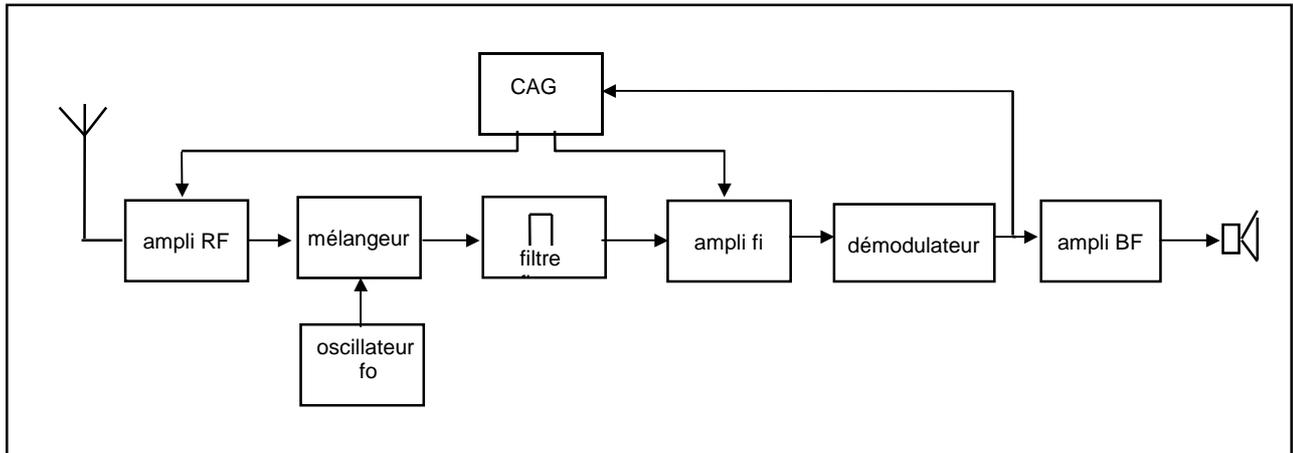
Si on appelle K le coefficient du multiplieur, on aura : $s(t) = \frac{X\cos(\omega t) \cdot (A + s(t))}{K} = \frac{XA}{K} \left(1 + \frac{1}{A}s(t) \right) \cos(\omega t)$

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



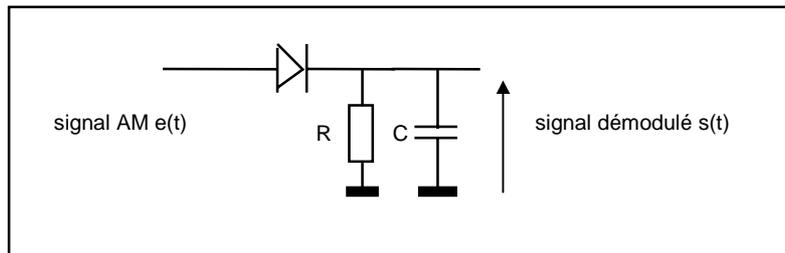
Le signal AM à démoduler se trouve à la fréquence intermédiaire f_i .

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.

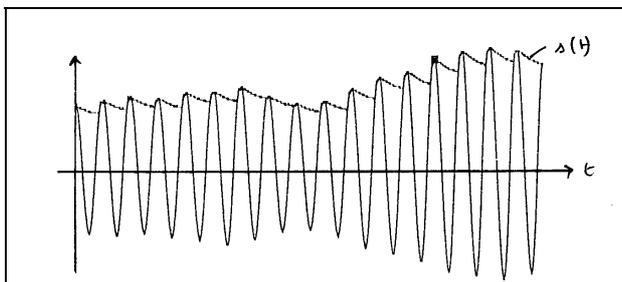
On utilisera de préférence une diode à pointe au germanium caractérisée par un faible seuil (0,2V) et une faible capacité parasite.

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



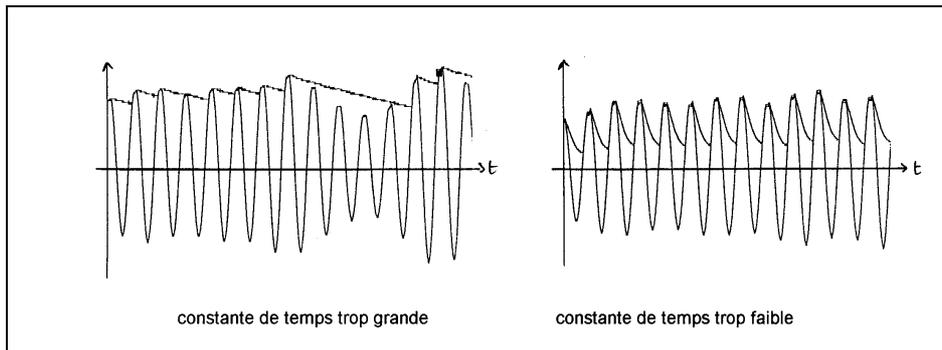
La constante de temps τ du circuit RC doit être grande devant la période de la porteuse et faible devant la période de variation du signal modulant.

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



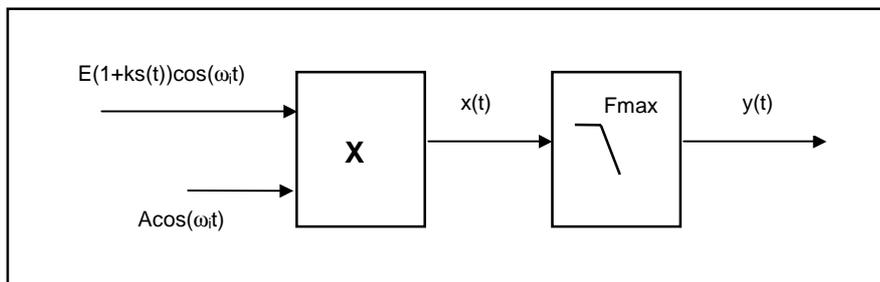
Le gros défaut de ce type de démodulateur est qu'il introduit en cas de surmodulation une distorsion inacceptable. On est donc contraint d'éviter la surmodulation à l'émission en insérant un étage amplificateur à contrôle automatique de gain qui évite au signal modulant de dépasser la valeur limite.

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

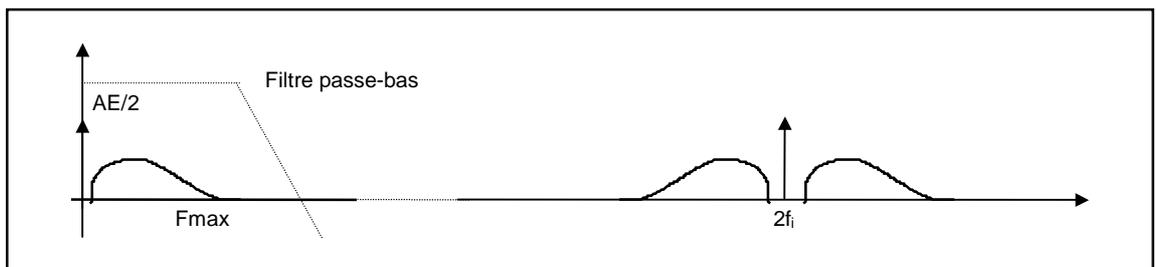


$$x(t) = AE(1+ks(t))\cos^2(\omega t) = AE(1+ks(t)) \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2}$$

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

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 :

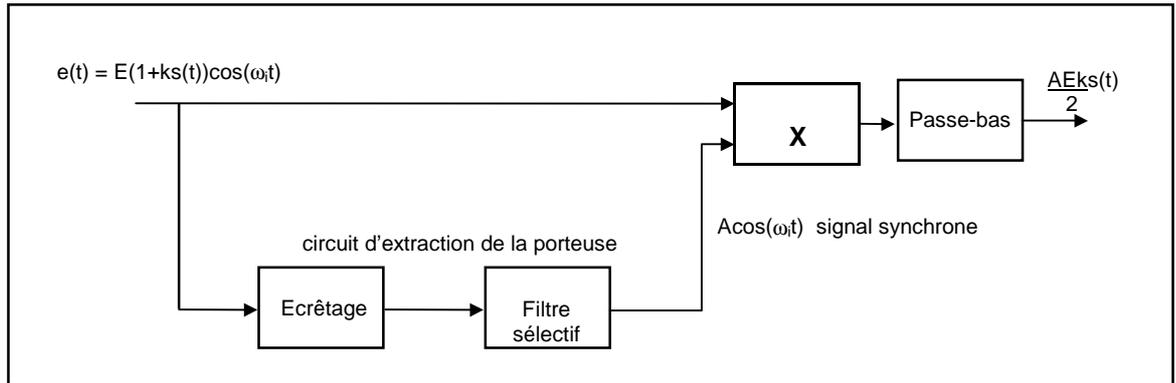
Figure 27. Spectre en sortie du démodulateur synchrone



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

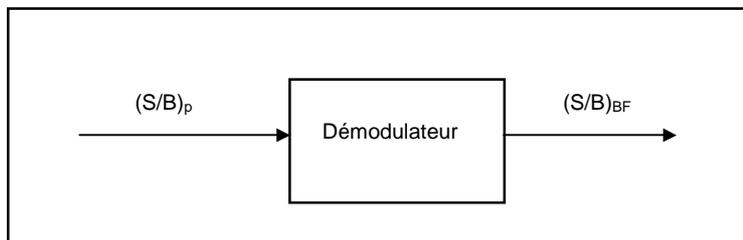
A la sortie de l'étage fi, le signal est caractérisé par son rapport signal sur bruit, qu'il faut plutôt appeler rapport porteuse sur bruit dans ce cas :

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

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.

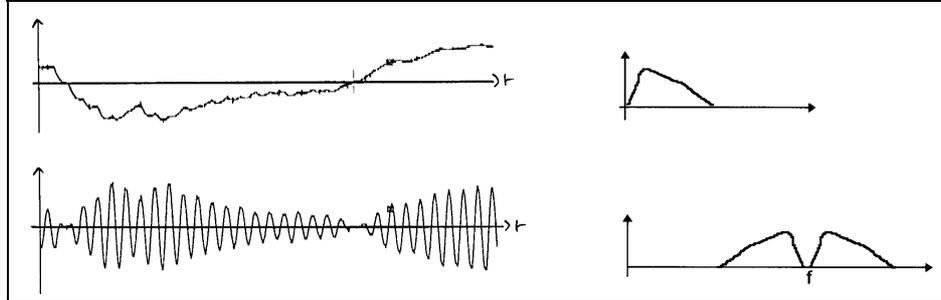
7) Les modulations d'amplitude sans porteuse

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

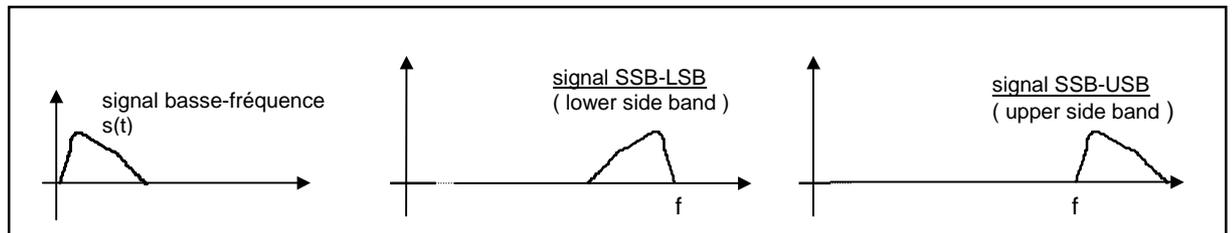


Ce type de modulation est aussi appelé **AM-BLD** (bande latérale double) ou **AM-DSB** (dual side band).

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

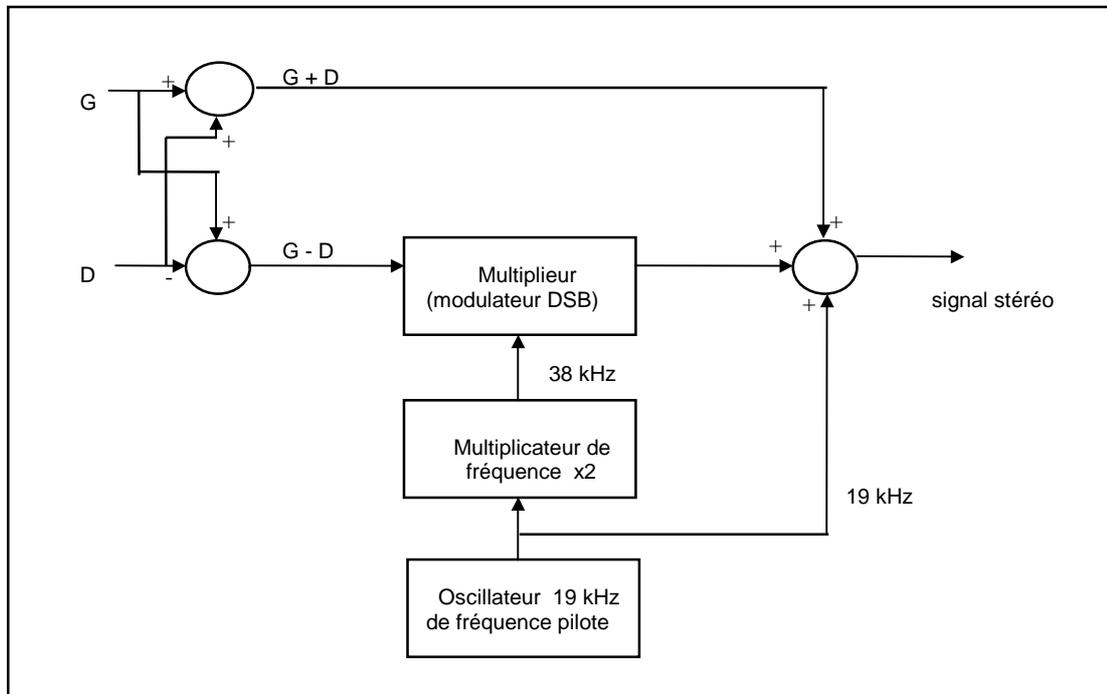
A l'émission, ces deux signaux D et G sont combinés par le codeur stéréo qui fournit un signal basse-fréquence composite stéréo $s(t)$ qui va moduler la porteuse de l'émetteur (en modulation de fréquence en l'occurrence).

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

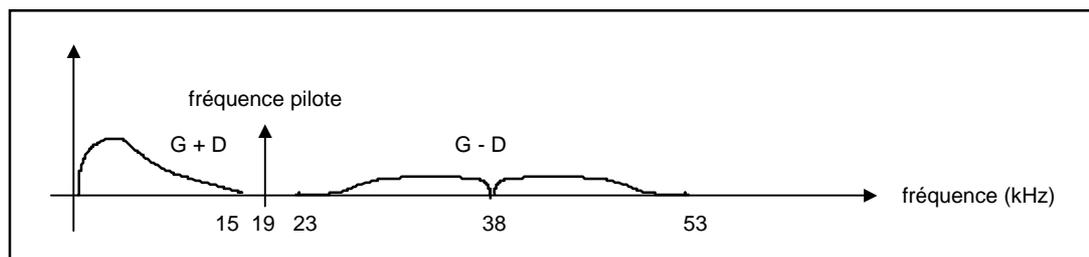


Ce signal codé « stéréo » peut maintenant servir de signal modulant pour l'émetteur qui peut être un émetteur AM ou FM.

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 :

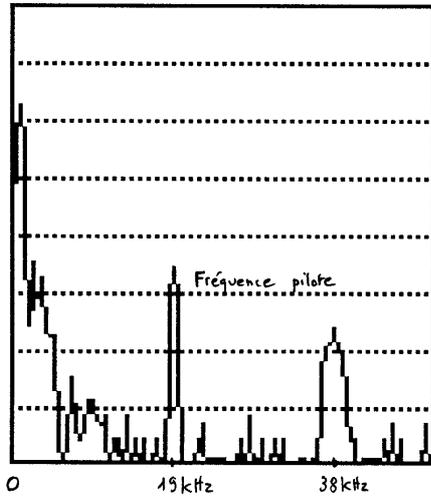
Figure 33.
Spectre du
signal codé
stéréophonique



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

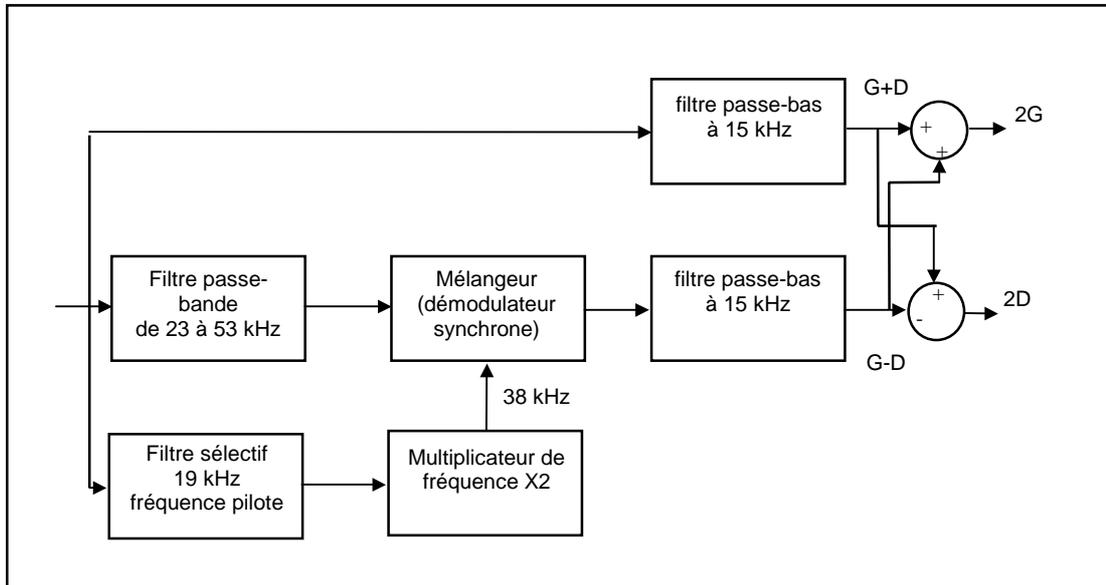


L'information G + D est récupérée par un simple filtre passe-bas. C'est ce signal complet qui est envoyé sur le haut-parleur dans un récepteur monophonique.

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

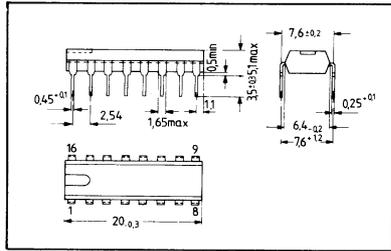
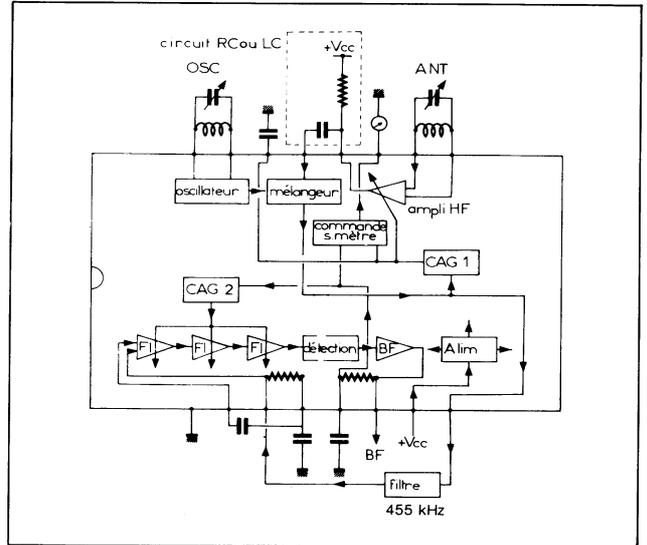


Schéma interne et brochage



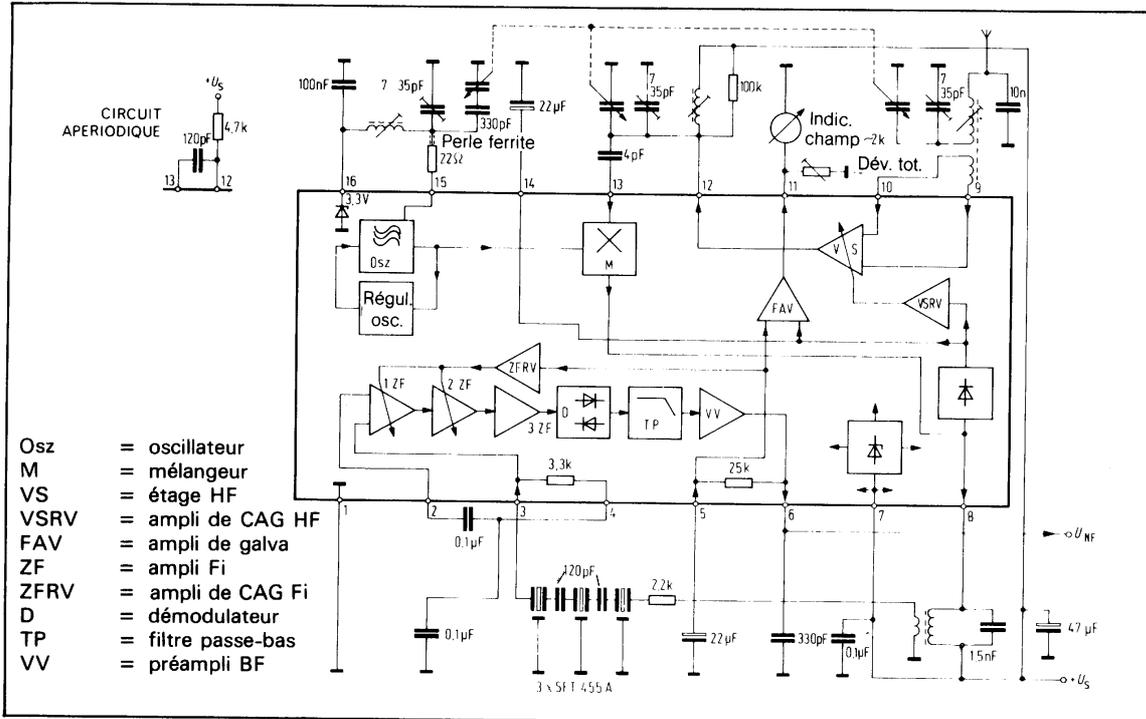
Valeurs limites absolues

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

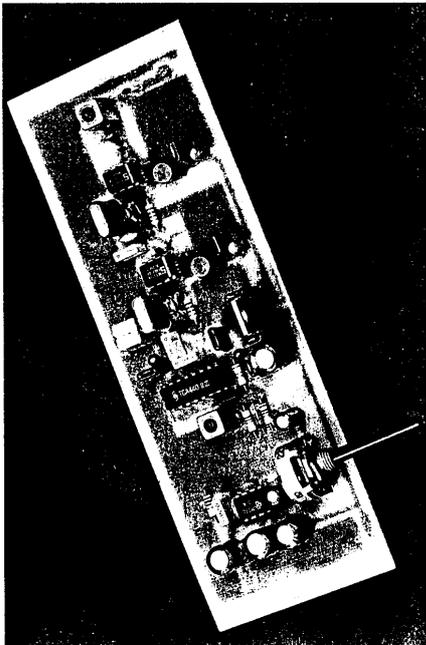
Tension d'alimentation	U_S	8 à 18	V
Fréquence d'oscillateur	f_{osz}	0,5 à 31	MHz
Fréquence d'entrée HF	$f_i HF$	0 à 30	MHz
Fréquence d'entrée FI	$f_i ZF$	0,2 à 1	MHz
Température de fonctionnement	T_U	- 15 à + 85	°C

Schéma d'application

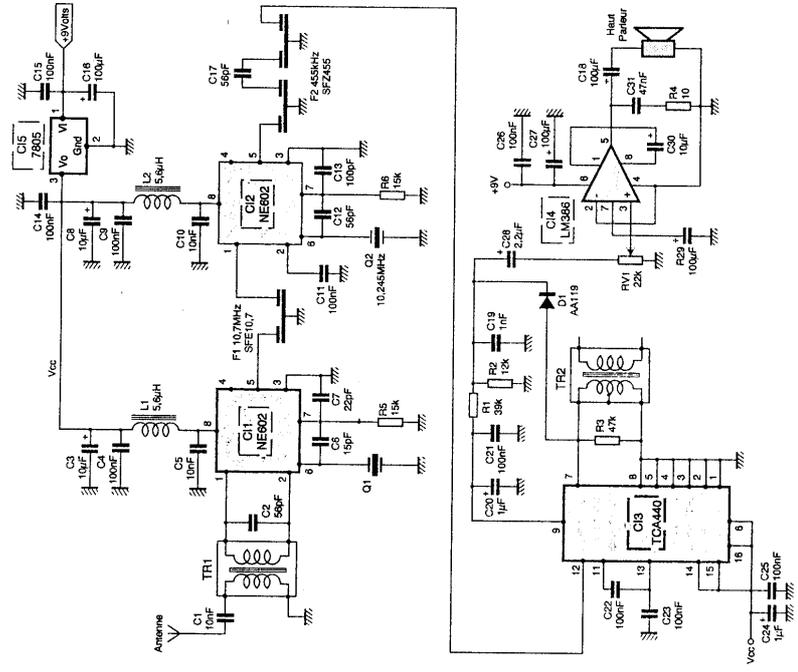


Annexe E - exemple de récepteur AM-CB canal 19

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

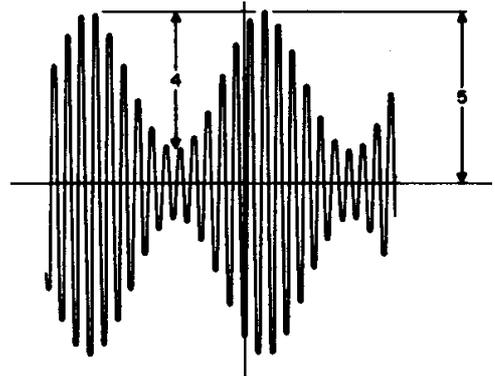
Déterminer la fréquence de la porteuse, la fréquence modulante et l'indice de modulation m.

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 :

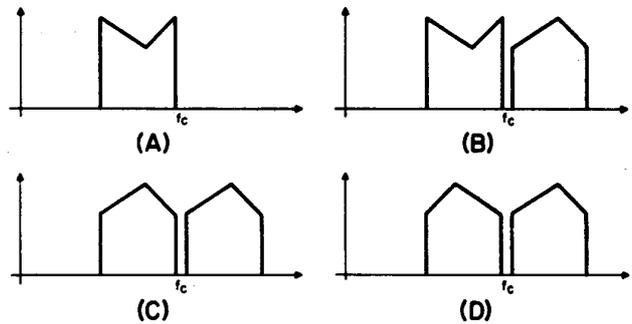
- les fréquences contenues dans ce signal
- la bande de fréquence occupée
- l'indice de modulation
- la puissance de la porteuse
- la puissance d'une bande latérale



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 :

$$f(t) = f_0 + k \cdot s(t) \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} s(t) : \text{signal modulant} \\ f_0 : \text{fréquence de la porteuse non modulée} \end{array}$$

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 :

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

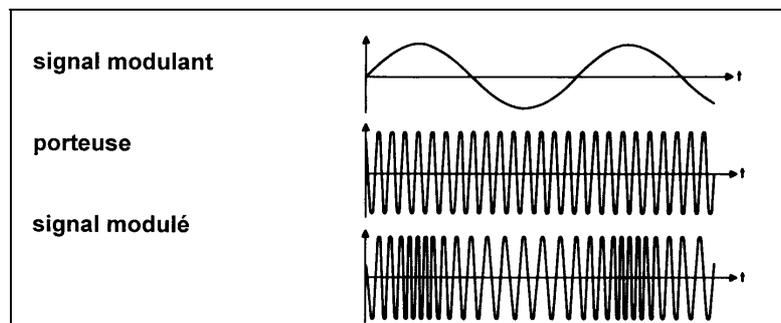
Dans le cas particulier d'un **signal modulant sinusoïdal**, nous avons $s(t) = a \cos(\Omega t)$ et l'expression de la porteuse devient :

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

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

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 Δf .

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 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 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 kHz)
- à forte excursion : c'est le cas des satellites de retransmission des émissions de TV travaillant dans la bande des 10 à 12 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 :

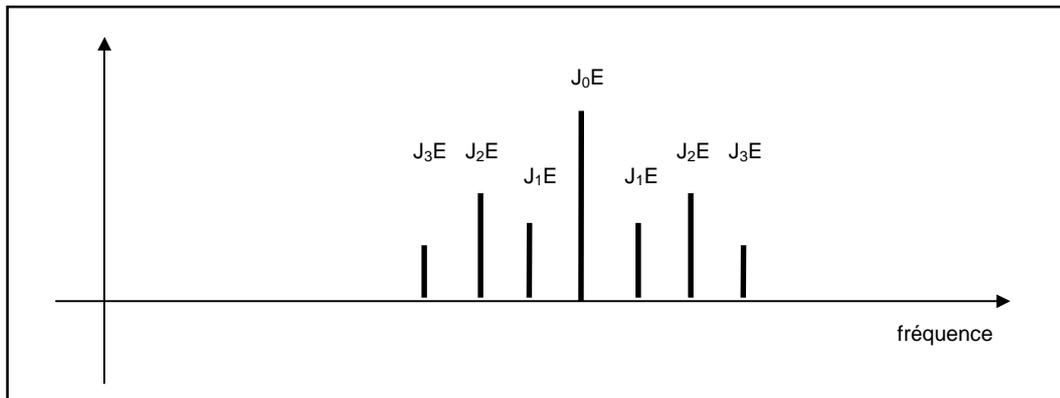
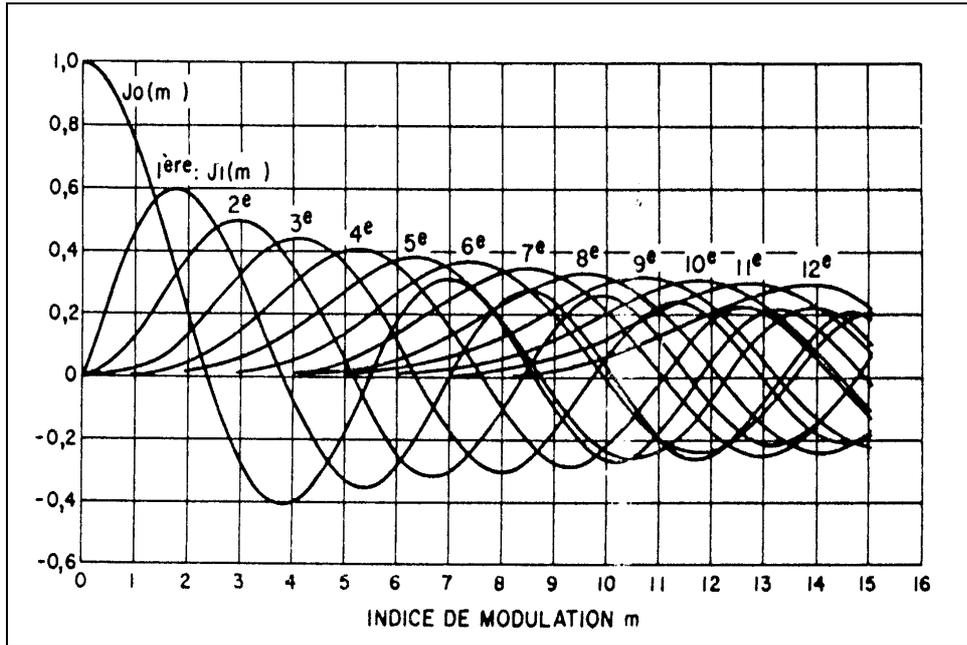


Figure 37. Spectre d'une porteuse FM avec signal modulant sinusoïdal

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 $f = 27 \text{ MHz}$ est modulé par un signal basse-fréquence à $F = 1 \text{ kHz}$ avec une excursion de $\Delta f = \pm 2 \text{ kHz}$. 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 : $B = 2(2 + 1) = 6 \text{ kHz}$

4) Emetteur à modulation de fréquence

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

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

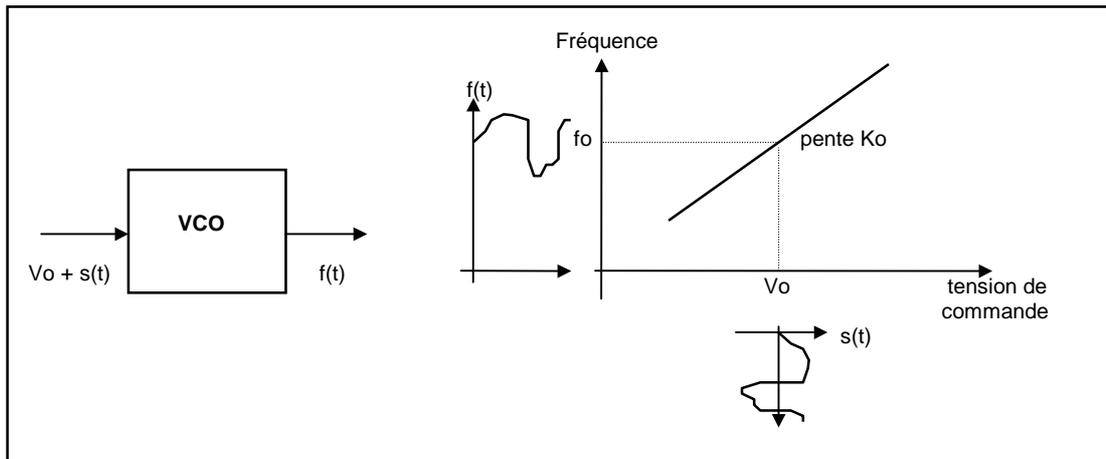
- une porteuse de fréquence f_0 très stable
- une excursion en fréquence $k.s(t)$ allant de quelques kHz à plusieurs MHz

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 .

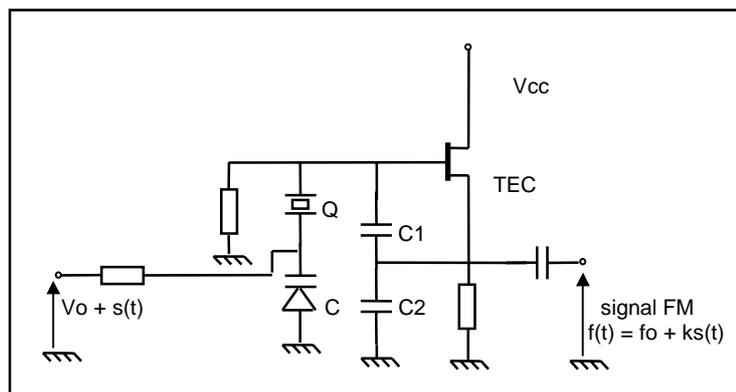
C'est pour cette raison qu'on a développé deux techniques qui nous assureront la stabilité de la fréquence centrale, à savoir :

- 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.

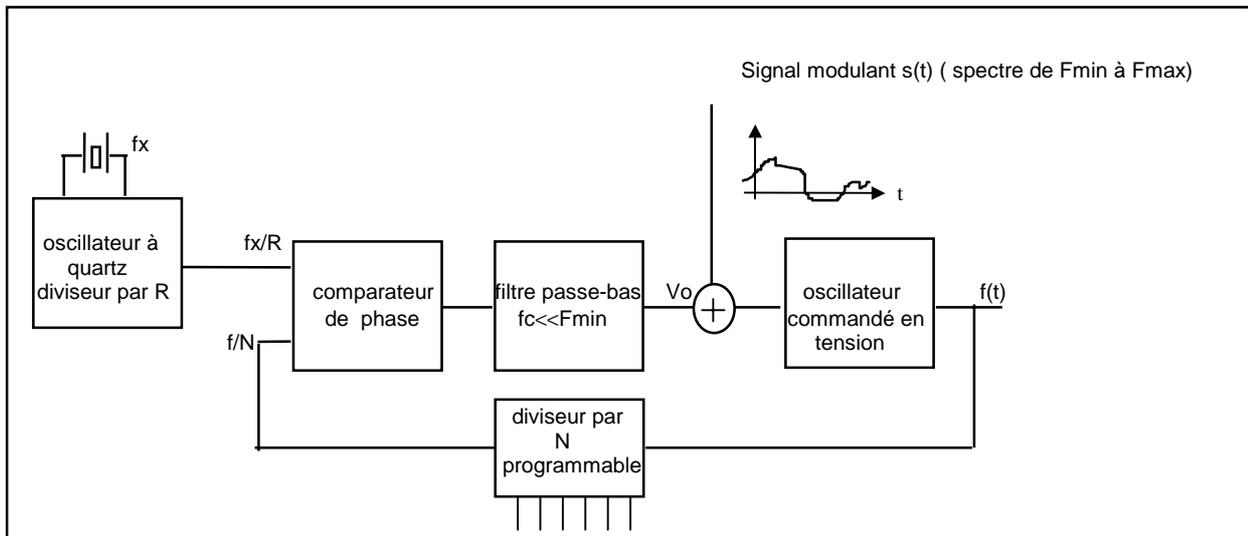
On trouvera aussi en annexe la description d'un émetteur FM à 49 MHz fonctionnant selon ce principe.

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 :

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

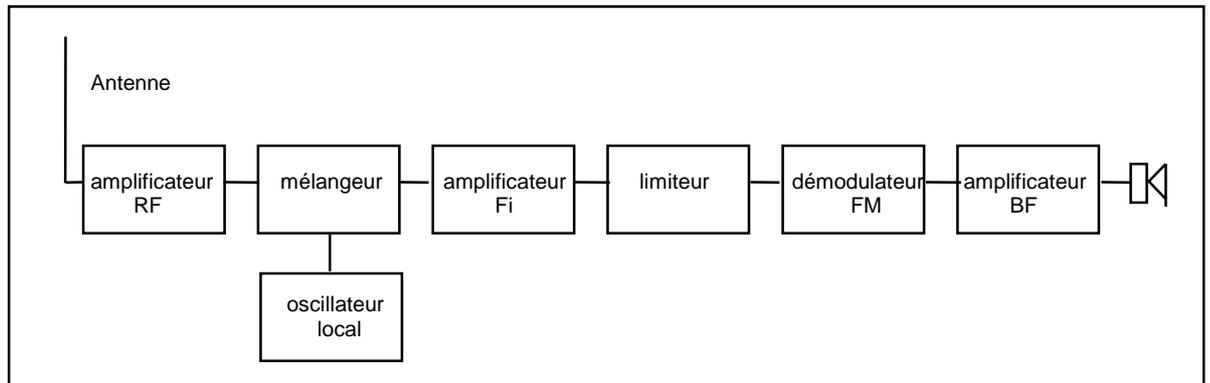
Cette fréquence pourra être changée facilement en jouant sur le rapport de division N du diviseur programmable et on passera ainsi d'un canal d'émission à un autre canal de la bande dans laquelle on veut émettre (CB, GSM...)

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

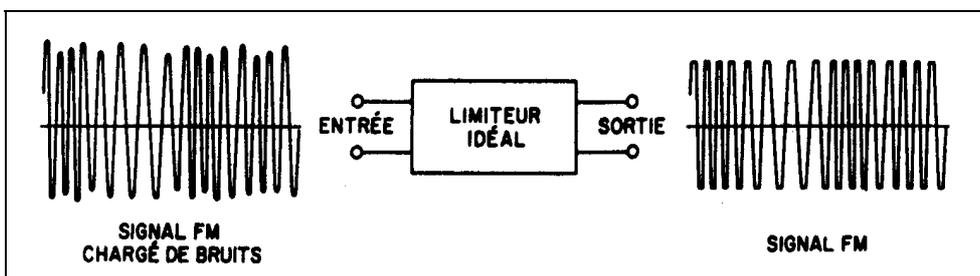


En radiodiffusion FM, la valeur standard de la fi est de 10,7 MHz. C'est cette valeur qu'on adopte chaque fois que c'est possible puisqu'on dispose de filtres céramiques performants et peu coûteux.

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



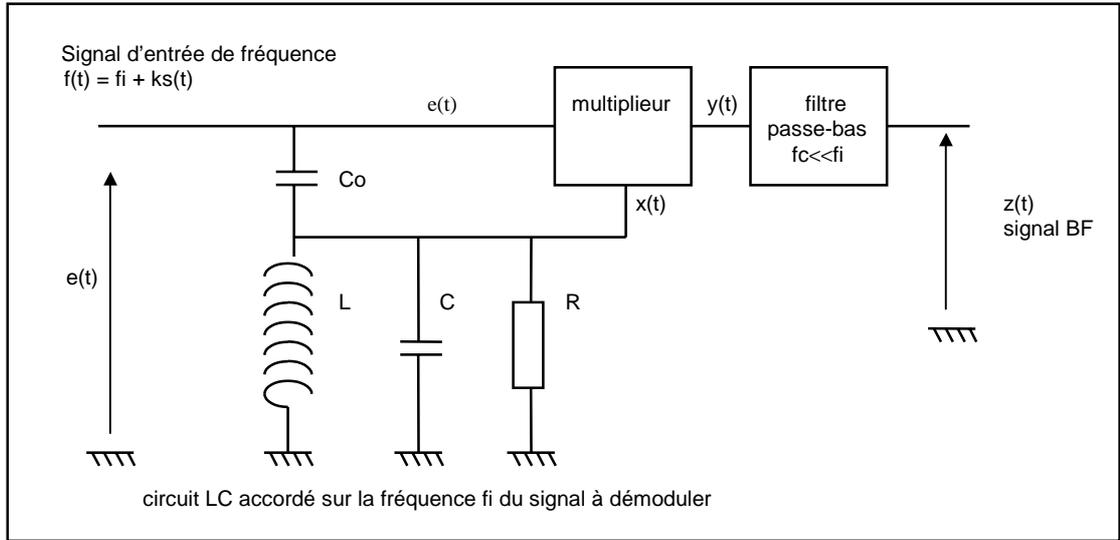
Les avantages apportés par ce limiteur sont nombreux :

- 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.

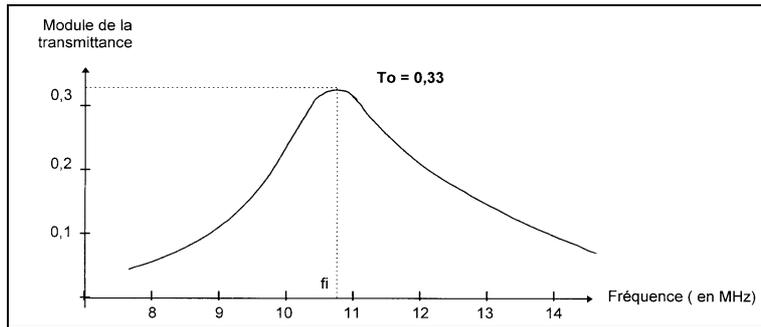
Figure 45.
Structure du démodulateur à quadrature



Pour fonctionner à $f_i = 10,7$ MHz, on pourra prendre $C = 100$ pF, $C_o = 5$ pF, $L = 2,1$ μ H et $R = 1$ k Ω .

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

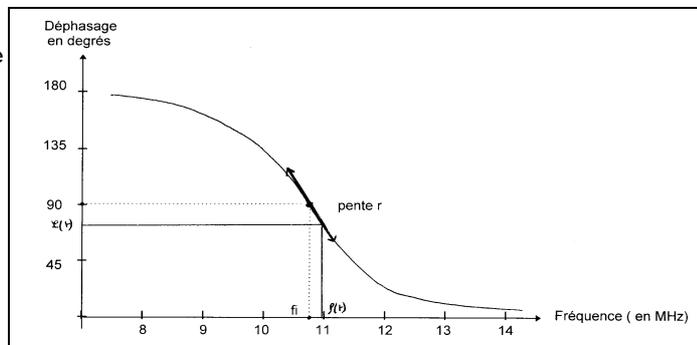
Figure 46.
Courbe de gain du réseau déphaseur



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 :

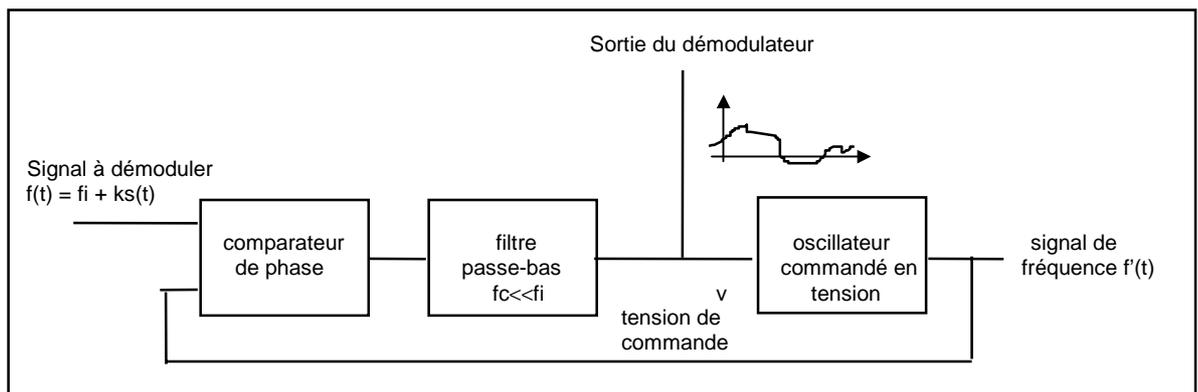
$$z(t) = -0,5.T_o.E^2 rks(t) = A.s(t) \quad \text{c'est le signal basse-fréquence}$$

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 : $f'(t) = K_o.v(t)$

d'où
$$v(t) = f'(t)/K_o = f_i/K_o + ks(t)/K_o = V_o + A_s(t)$$

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 :

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

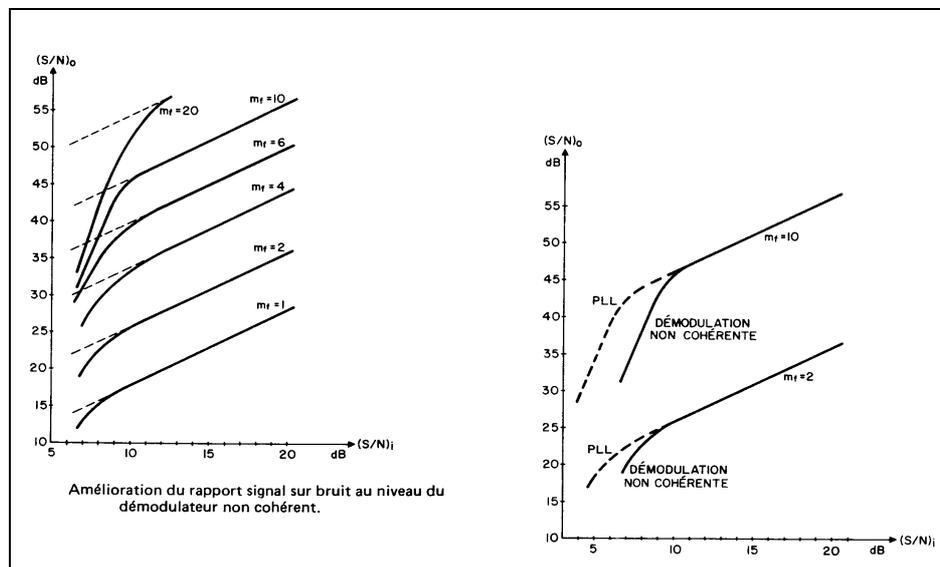
Cette formule est très intéressante , car elle montre qu'en modulation de fréquence il est toujours possible d'améliorer la qualité de la liaison en augmentant l'indice de modulation.

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



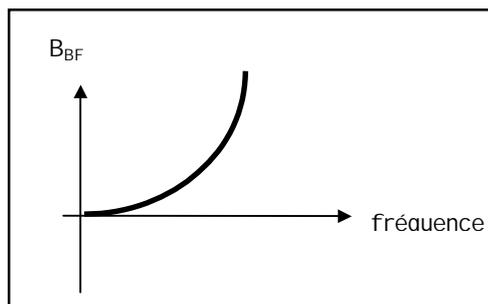
Pour une porteuse modulée caractérisée par un rapport (S/B)_p donné et pour un signal basse-fréquence d'amplitude S_{BF} donnée, on peut établir l'expression du bruit B_{BF} en sortie du démodulateur :

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

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



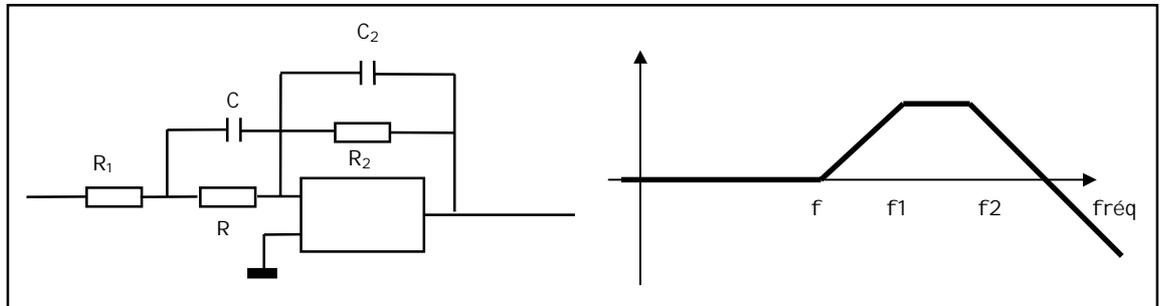
Le bruit est plus important aux fréquences élevées soit dans le haut du spectre audio en radiodiffusion et son TV FM ou dans le haut du spectre de chrominance en codage couleur SECAM.

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 :

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

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

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

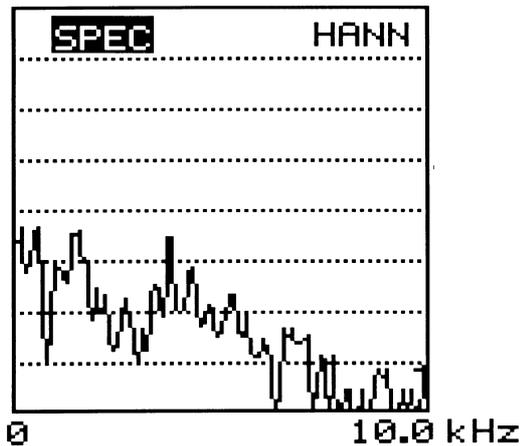
La plupart des circuits de préaccentuation audio travaillent avec une constante de temps :

- $RC = 50 \mu s$ 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 inter-mediate frequency amplifiers, quadrature detector, limiting, 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).

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/ceramic filters
- Excellent sensitivity: 1.5µV across input pins (0.27µV into 50Ω matching network) for 12dB SINAD (Signal to Noise and Distortion ratio) at 455KHz

APPLICATIONS

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_1 = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +6$ volts, unless otherwise stated.

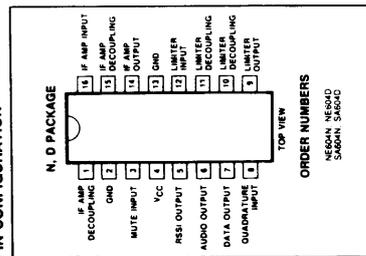
SYMBOL AND PARAMETER	SA/NE604			UNITS
	Min	Typ	Max	
Power supply voltage range	4.5	-	8.0	V
D.C. current drain	-	2.3	2.7	mA
I.F. frequency	-	-	10.7	MHz
RSSI range	TBD	90	-	dB
RSSI accuracy	-	± 1.5	-	dB
I.F. input impedance	1.5	-	-	kΩ
I.F. output impedance	1.0	-	-	kΩ
Limiter input impedance	1.5	-	-	kΩ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

CIRCUIT DESCRIPTION

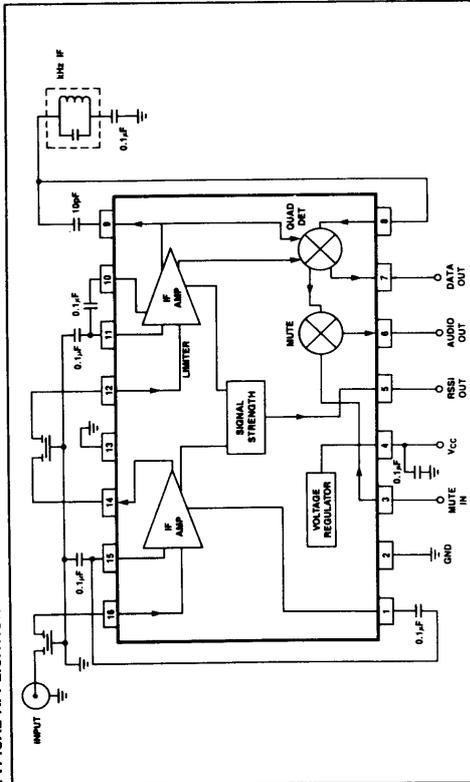
The SA/NE604's IF amplifier has a gain of 30dB, bandwidth of 15MHz, with an input impedance of 1.5kΩ and an output impedance of 1.0kΩ. The limiter has a gain of 60dB, bandwidth of 15MHz, and an input impedance of 1.5kΩ. An interstage filter between the IF Amplifier and Limiter is recommended to reduce wideband noise. The quadrature detector input (pin 8) impedance is 40kΩ. The data (muted output) and audio (muted output) both have 50kΩ output impedance and their detected signals are 180 degrees out of phase with each other. The mute signal (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 60dB insertion loss to optimize slope linearity. Pins 1, 16, 14, 12, 11, 10, 9, and 8 do not need external bias and should not have a DC path.

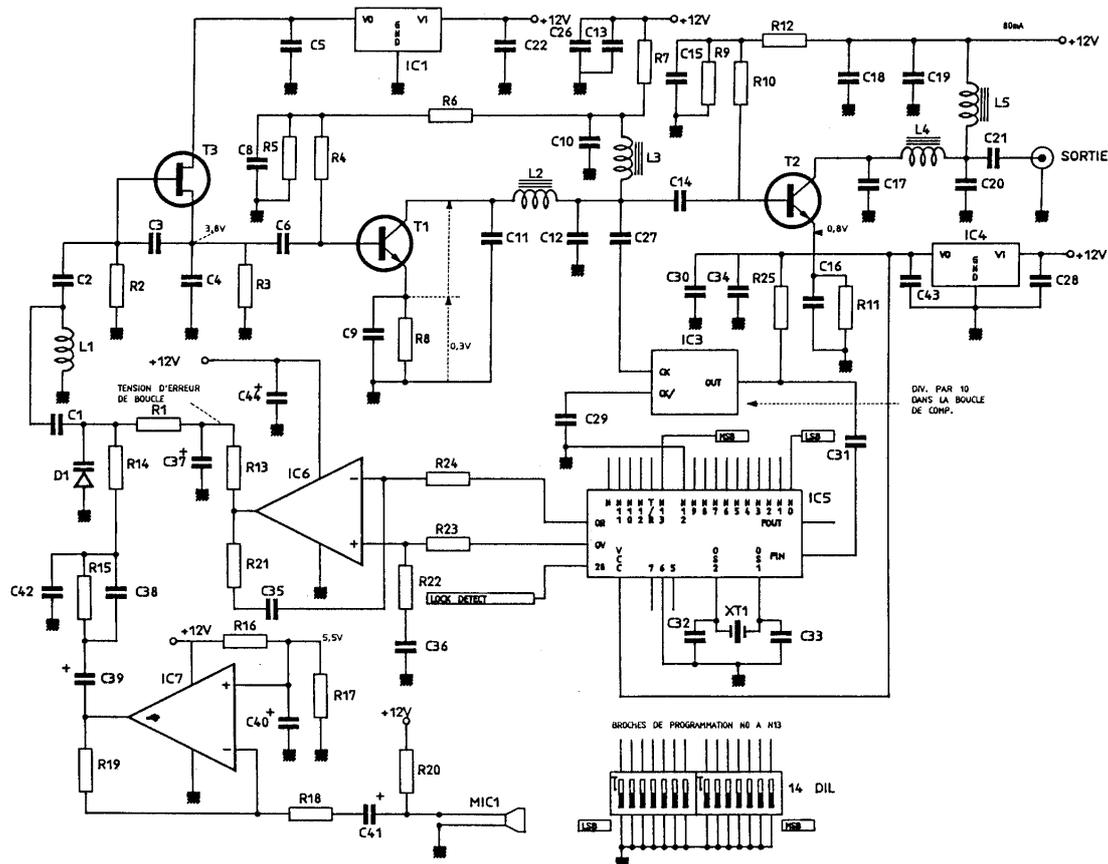
PIN CONFIGURATION



TYPICAL APPLICATION



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

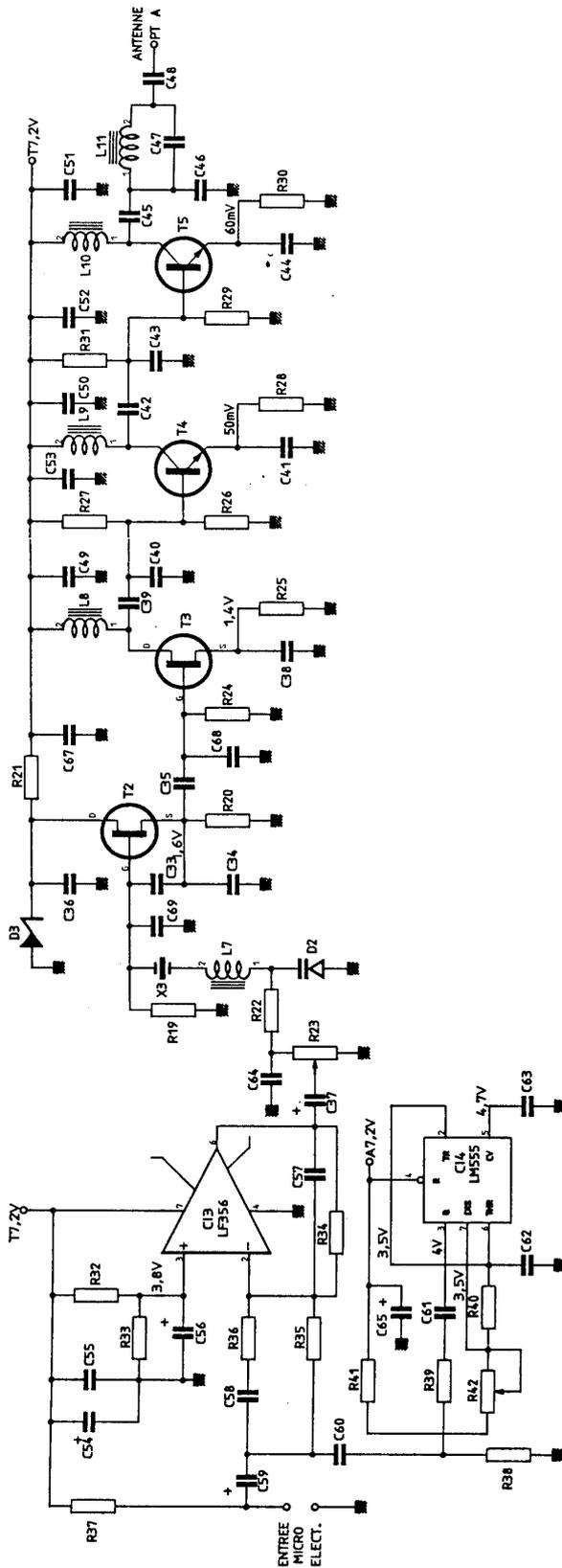
porteuse utile. La sortie s'effectue sur une charge "purement ohmique" de 50 Ω pour un fonctionnement optimum. Le couplage inter-étage est assuré par C₁₄ et C₂₁.

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 ± 70 kHz. La préaccentuation qui assure le meilleur rapport signal sur bruit de la transmission, effectuée par R₁₅ et C₃₈ est fixée à 50 μs, 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

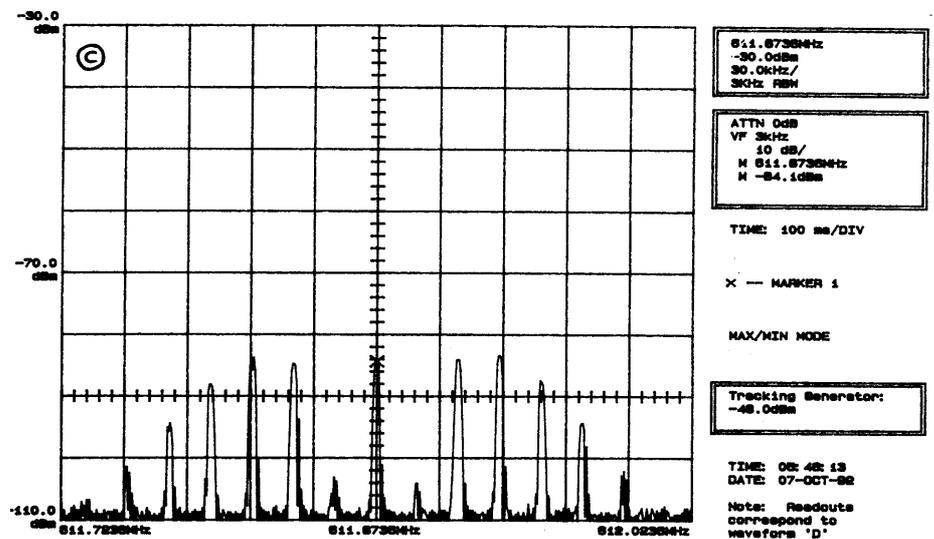
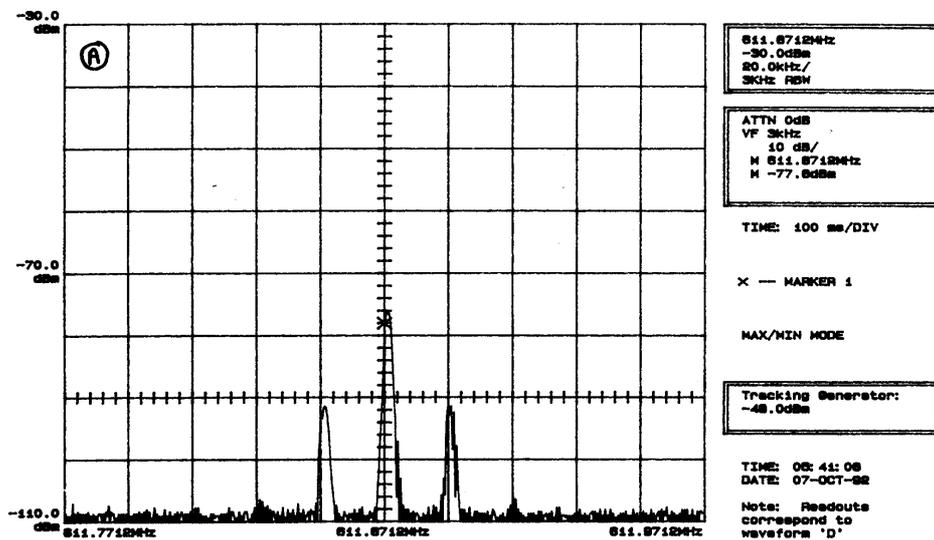
Un signal FM a une excursion en fréquence de ± 150 kHz et une fréquence modulante de 15 kHz. Quel est l'indice de modulation ? Quelle est la bande de fréquence occupée par ce signal ?

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





Merci pour l'intérêt que vous portez à mon travail. J'espère que le cours que vous avez téléchargé répond à votre attente.

Si, malgré le soin qui a été apporté à la rédaction de ce document, vous constatez l'existence d'erreurs, merci de me les signaler par Email à jean-philippe.muller1@wanadoo.fr

Comme toute œuvre intellectuelle, ce document est protégé par le Copyright et son usage est réservé à une utilisation personnelle.

Techno Assistance Formation

1, rue du Capitaine Pilleux

68720 ZILLISHEIM

Site : <http://www.ta-formation.com>