

## 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 :

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

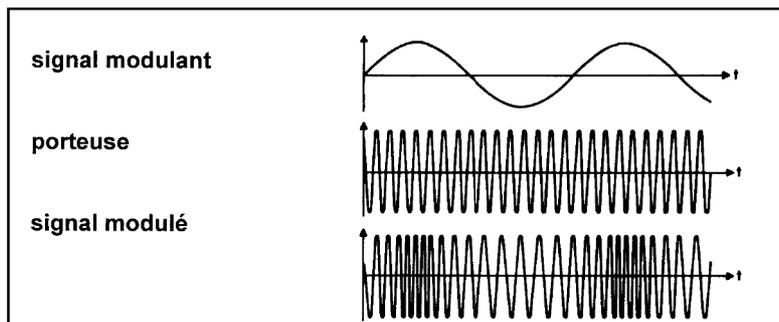
Dans le cas particulier d'un **signal modulant sinusoïdal**, nous avons  $s(t) = a \cos(\Omega t)$  et l'expression de la porteuse devient :

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

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

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 :

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

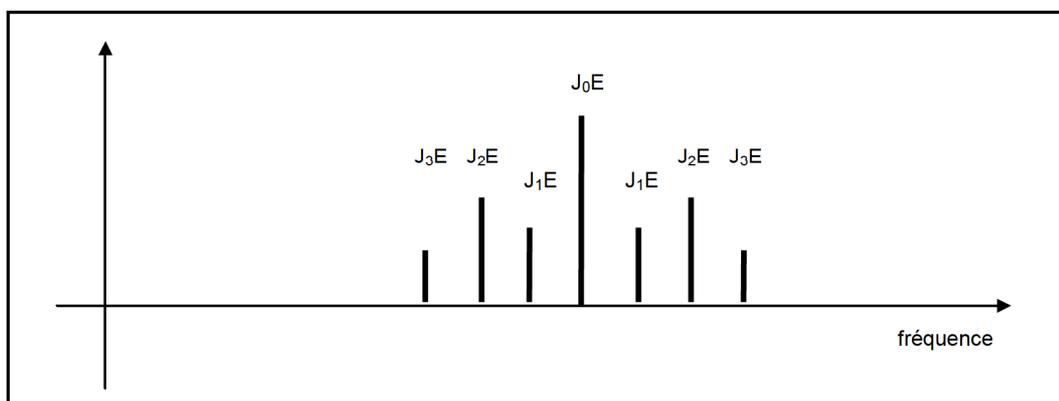
Cette expression se développe à l'aide des fonctions de Bessel :

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

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

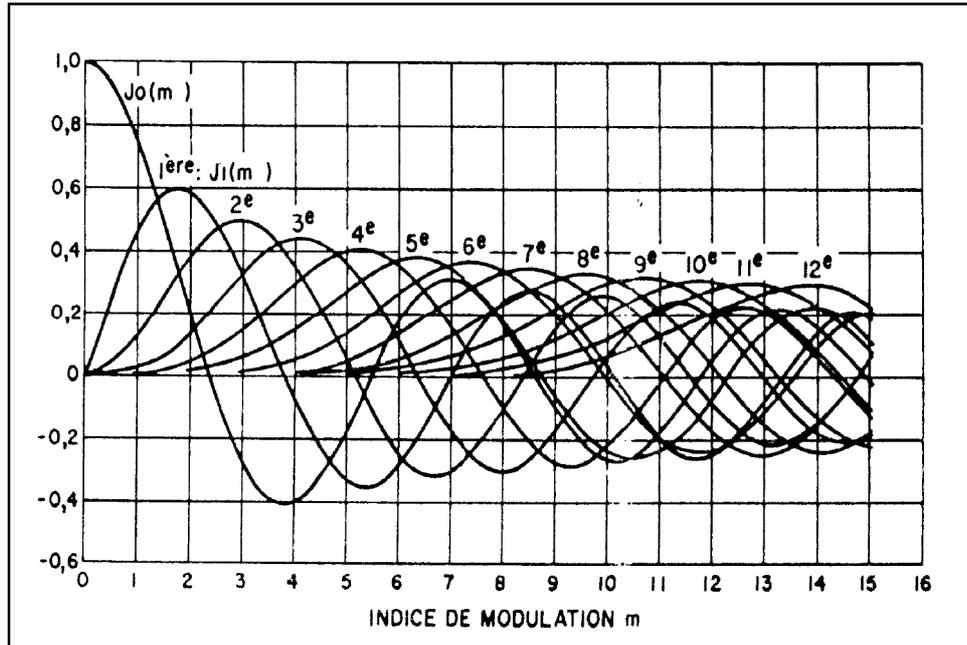
Le spectre du signal FM a donc l'allure générale suivante :

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 :

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

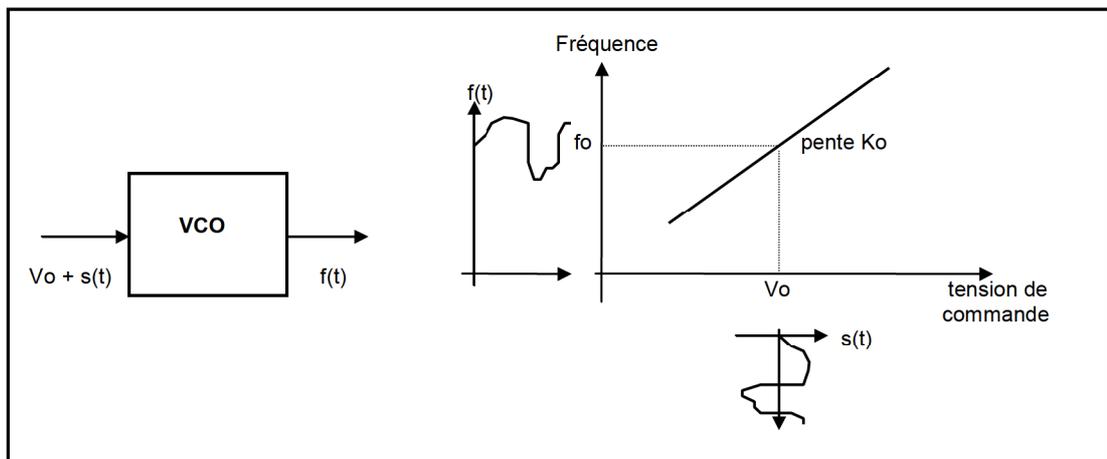
- une porteuse de fréquence  $f_0$  très stable
- une excursion en fréquence  $k.s(t)$  allant de quelques kHz à plusieurs MHz

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  $V_0$ .

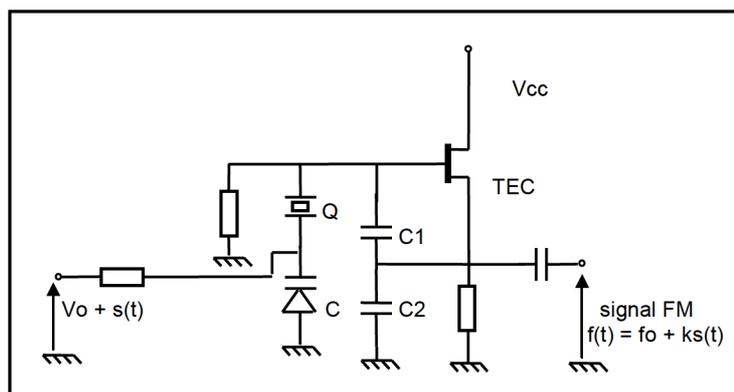
C'est pour cette raison qu'on a développé deux techniques qui nous assureront la stabilité de la fréquence centrale, à savoir :

- 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.

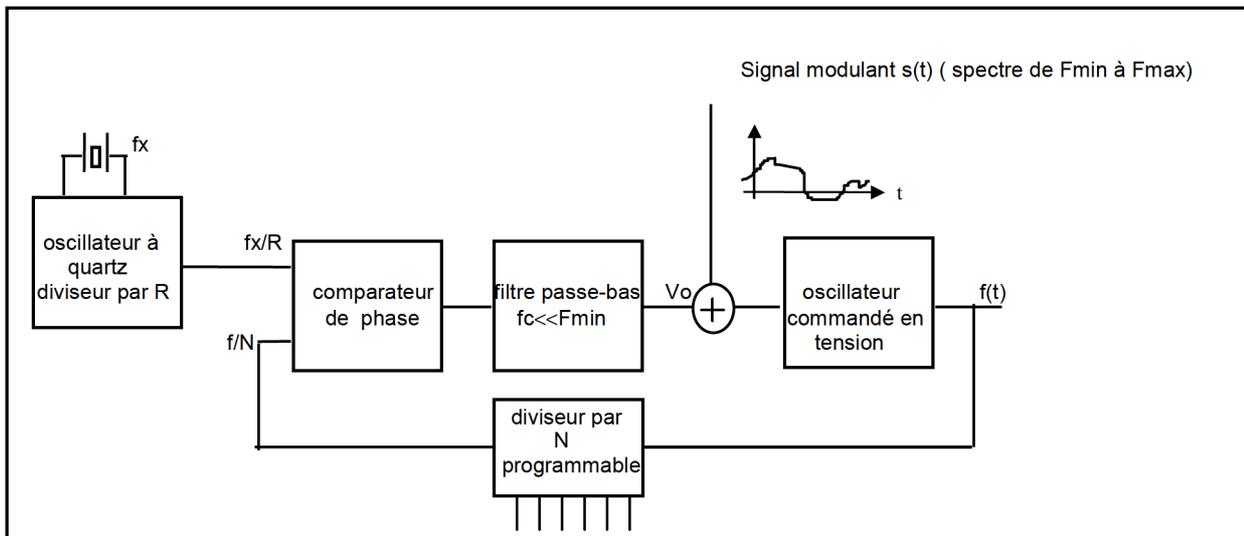
On trouvera aussi en annexe la description d'un émetteur FM à 49 MHz fonctionnant selon ce principe.

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 :

$$f(t) = f_x.N/R + K_0s(t) \quad K_0 \text{ étant la pente du VCO}$$

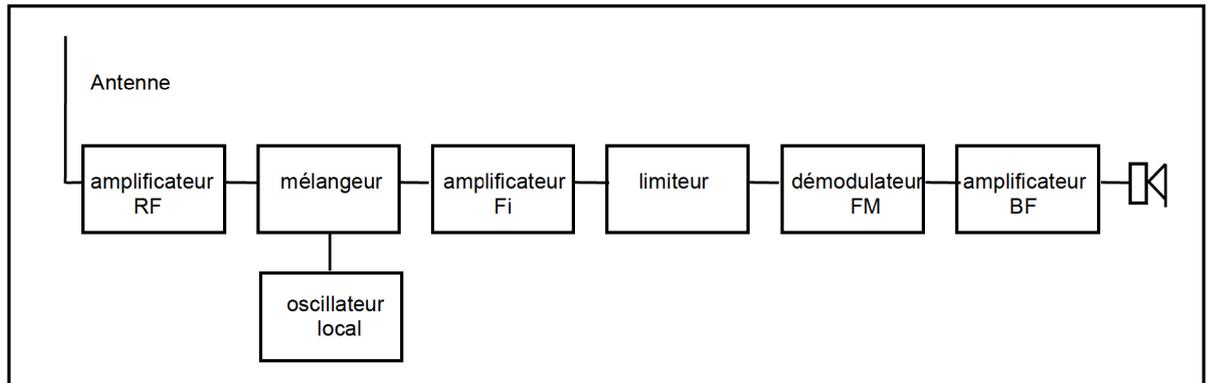
Cette fréquence pourra être changée facilement en jouant sur le rapport de division  $N$  du diviseur programmable et on passera ainsi d'un canal d'émission à un autre canal de la bande dans laquelle on veut émettre ( CB, GSM...)

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

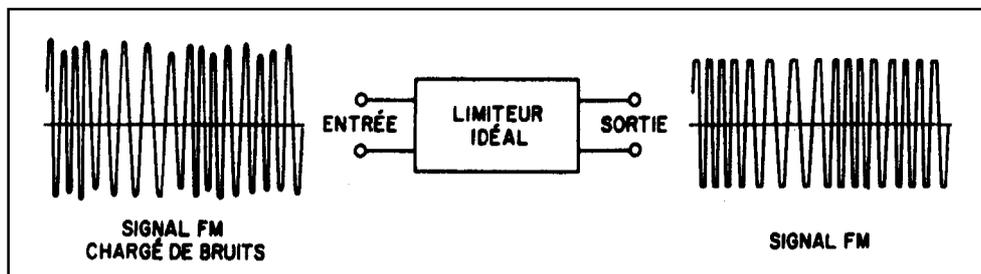


En radiodiffusion FM, la valeur standard de la fi est de 10,7 MHz. C'est cette valeur qu'on adopte chaque fois que c'est possible puisqu'on dispose de filtres céramiques performants et peu coûteux.

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



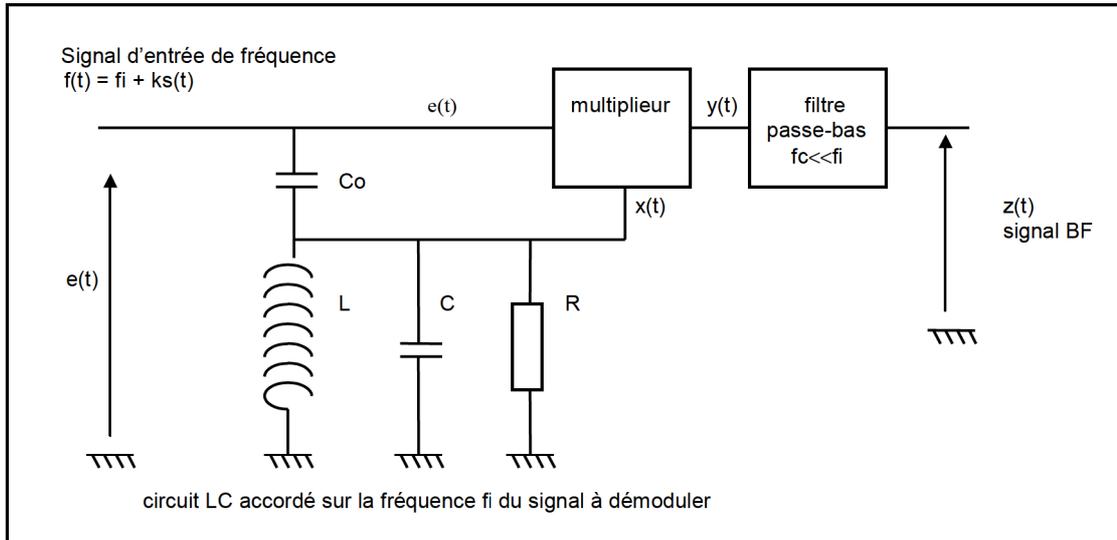
Les avantages apportés par ce limiteur sont nombreux :

- 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.

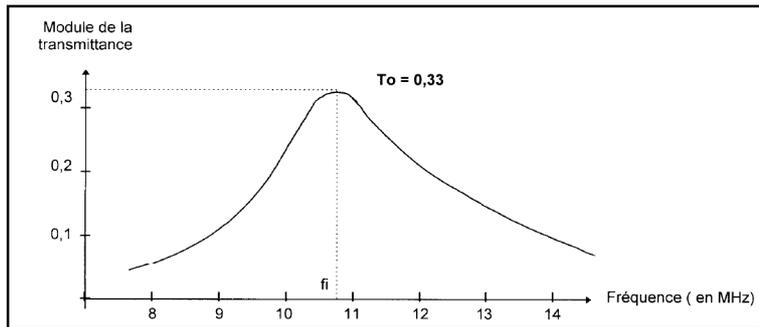
Figure 45.  
Structure du démodulateur à quadrature



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 :

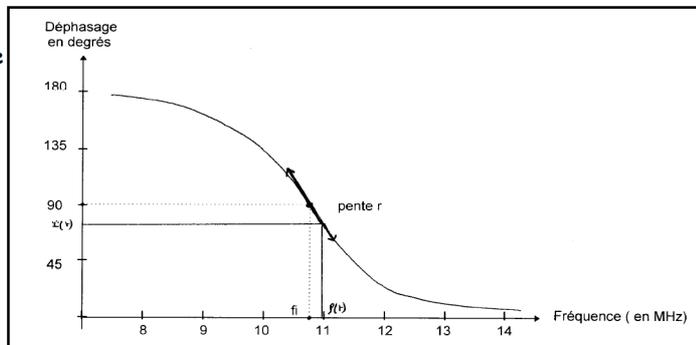
Figure 46.  
Courbe de gain du réseau déphaseur



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 :

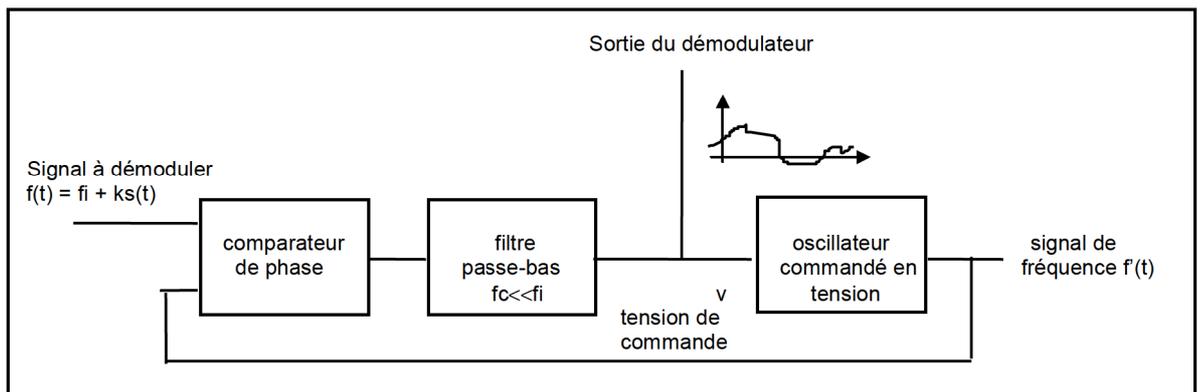
$$z(t) = -0,5.T_o.E^2 rks(t) = A.s(t) \quad \text{c'est le signal basse-fréquence}$$

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

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 :

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

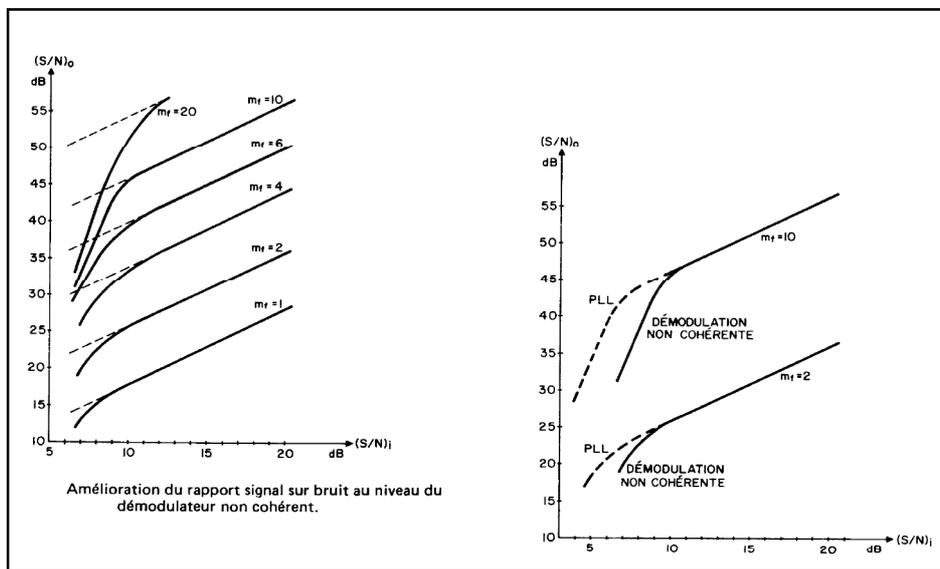
Cette formule est très intéressante , car elle montre qu'en modulation de fréquence il est toujours possible d'améliorer la qualité de la liaison en augmentant l'indice de modulation.

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



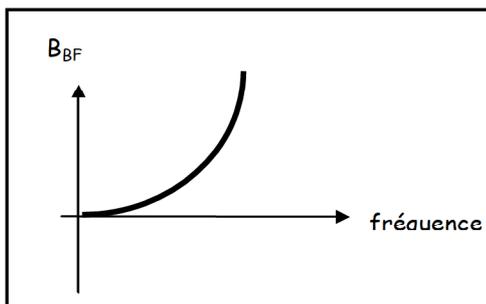
Pour une porteuse modulée caractérisée par un rapport (S/B)<sub>p</sub> donné et pour un signal basse-fréquence d'amplitude S<sub>BF</sub> donnée, on peut établir l'expression du bruit B<sub>BF</sub> en sortie du démodulateur :

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

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



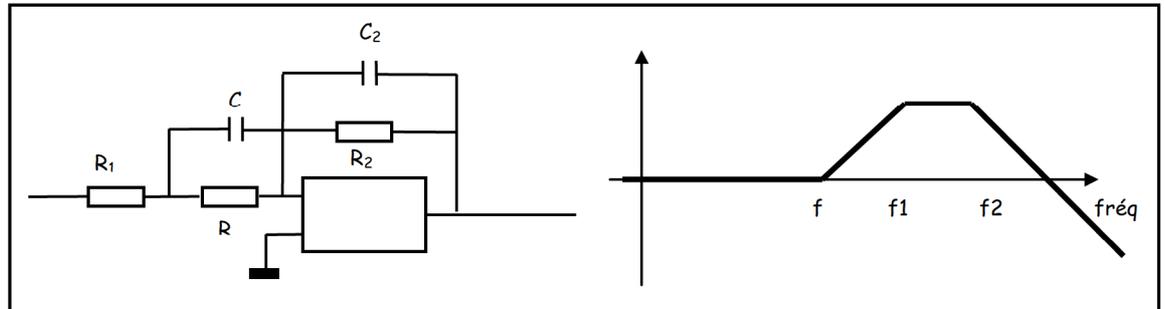
Le bruit est plus important aux fréquences élevées soit dans le haut du spectre audio en radiodiffusion et son TV FM ou dans le haut du spectre de chrominance en codage couleur SECAM.

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 charnières sont :

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

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

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

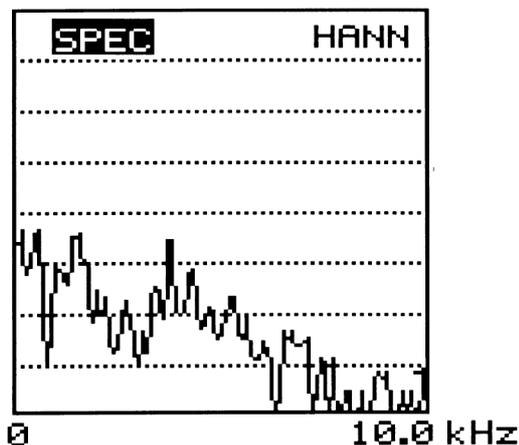
La plupart des circuits de préaccentuation audio travaillent avec une constante de temps :

- $RC = 50 \mu s$  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

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

**DESCRIPTION**

The SA/NE604 is a monolithic low power FM IF system incorporating two limiting, intermediate frequency amplifiers, quadrature detector, 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 component count: suitable for crystal ceramic filter; 1.5V across input (pins 10, 27, 28 into 50 $\Omega$  matching network) or 12dB S/NAD (Signal to Noise and Distortion ratio) at 455kHz

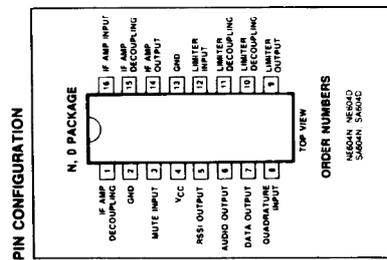
**CIRCUIT DESCRIPTION**

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 $\Omega$ .

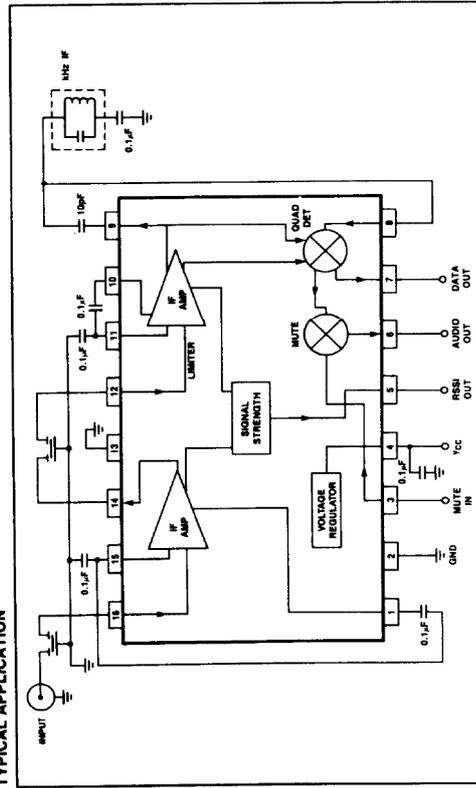
The data (muted output) and audio (muted output) both have 50k $\Omega$  output impedance and their detected signals are 180 degrees out of phase with each other. The mute input (pin 3) has a very high impedance and is compatible with three and five volt CMOS and TTL levels. Little or no DC level shift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

The logarithmic 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 8 do not need external bias and should not have a DC path.



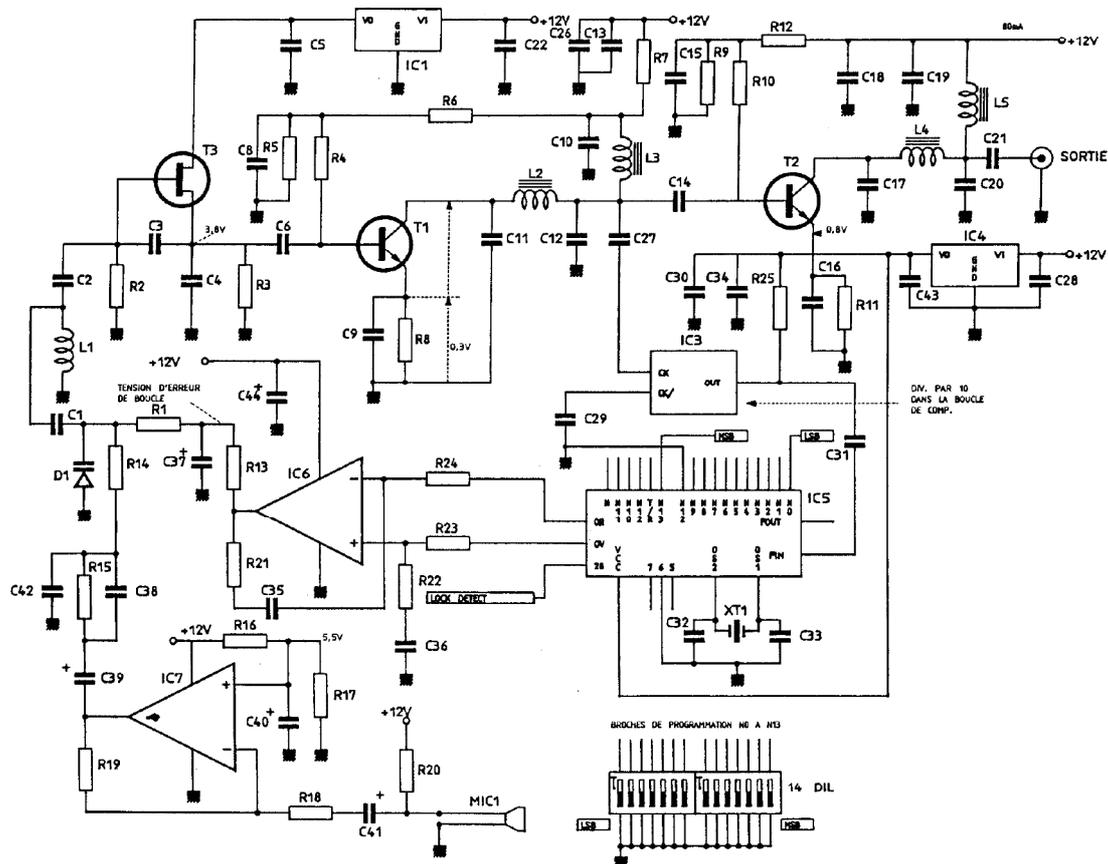
**TYPICAL APPLICATION**



**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

## 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

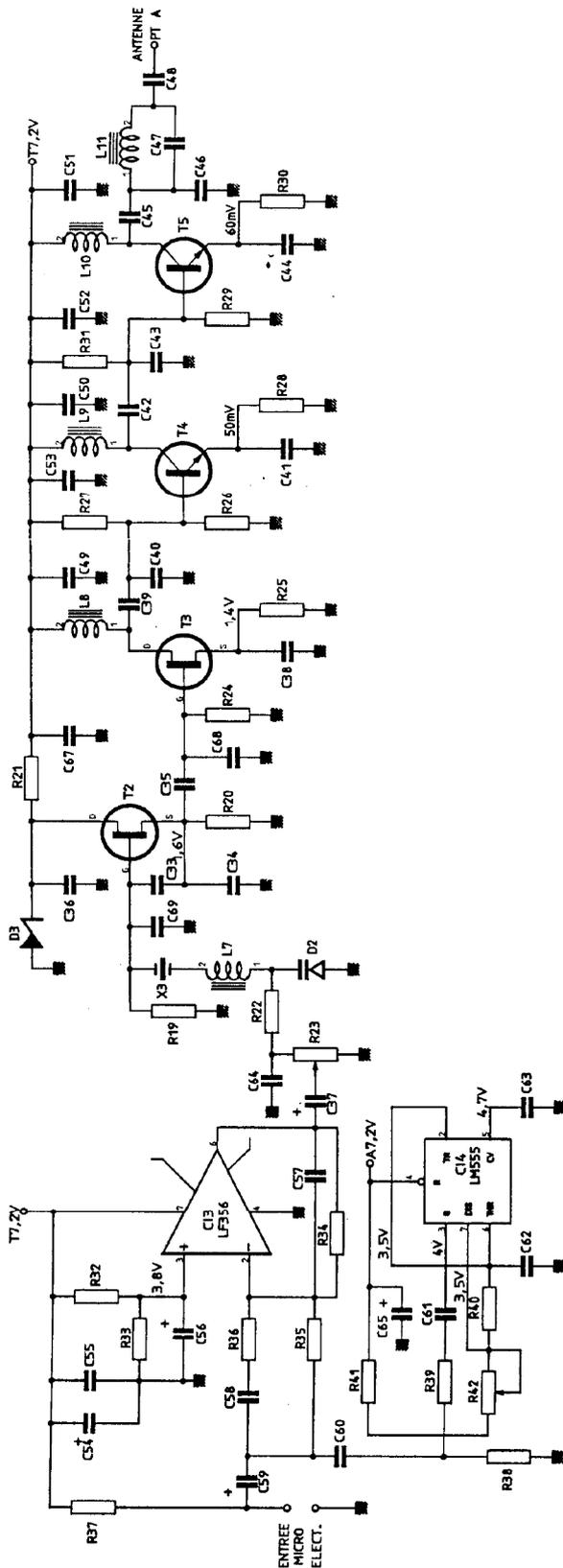
porteuse utile. La sortie s'effectue sur une charge "purement ohmique" de 50 Ω pour un fonctionnement optimum. Le couplage inter-étage est assuré par C14 et C21.

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

