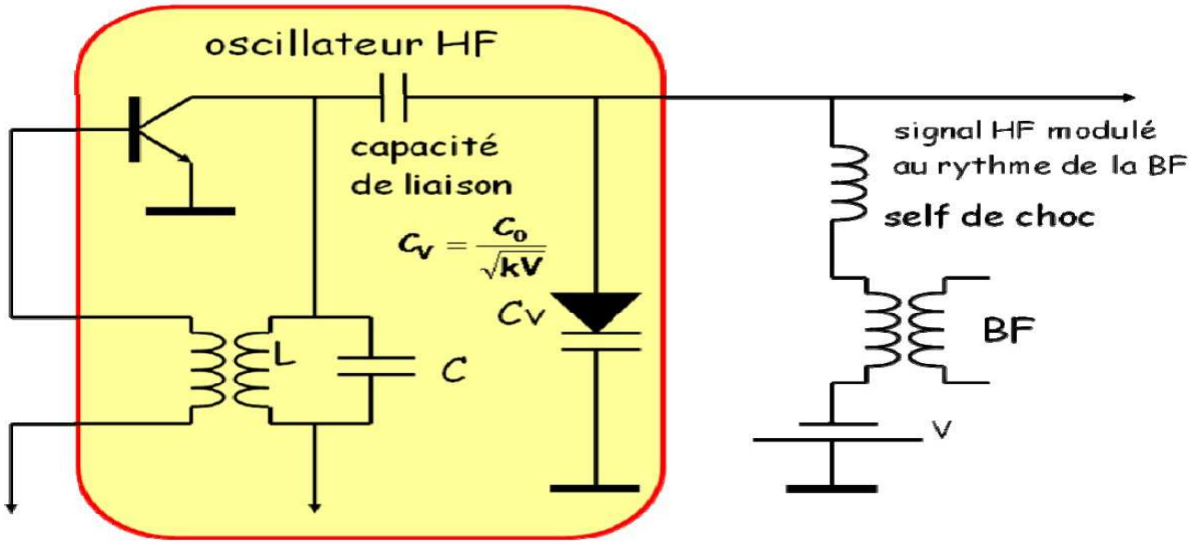
## c) Production d'un signal FM

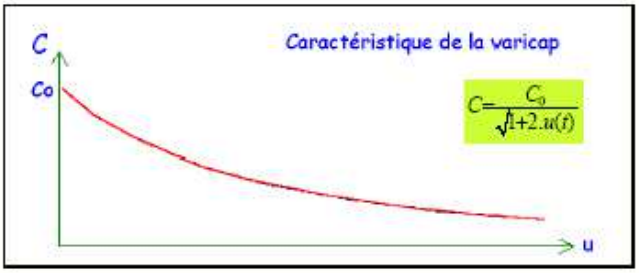
### c.1) Modulateur direct par variation de paramètre

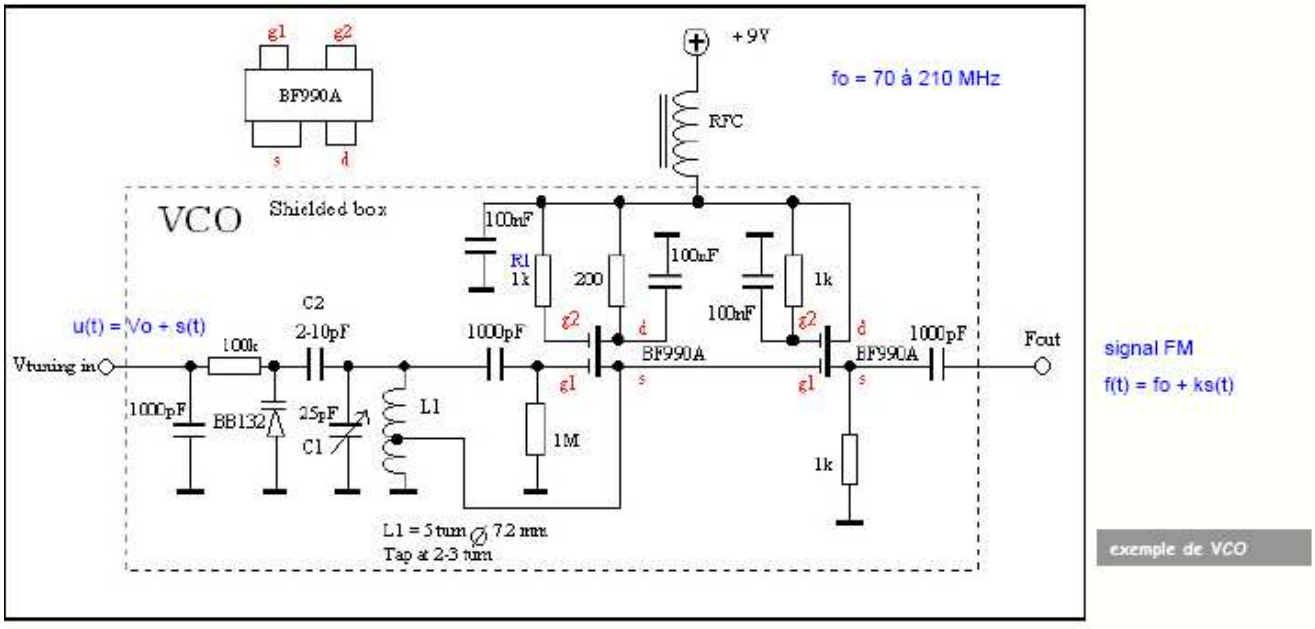
Il s'agit de transformer des variations de tension ou de courant en variation de fréquence.




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

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

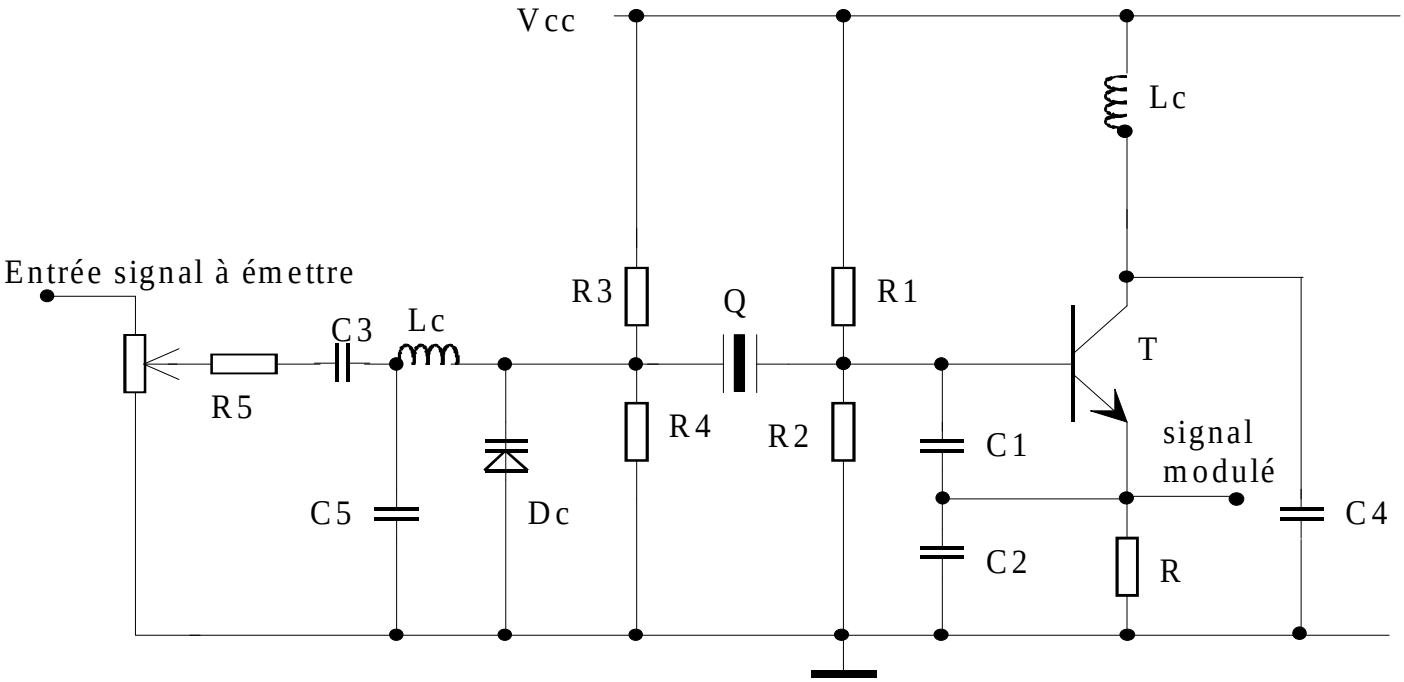


L'inconvénient de ce type de VCO dérive dans le temps (nécessité d'un asservissement de fréquence). La stabilité de fo est aléatoire, puisque directement liée à la stabilité de la polarisation continue Vo. C'est pour cette raison qu'on a développé deux techniques qui nous assureront la stabilité de la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

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

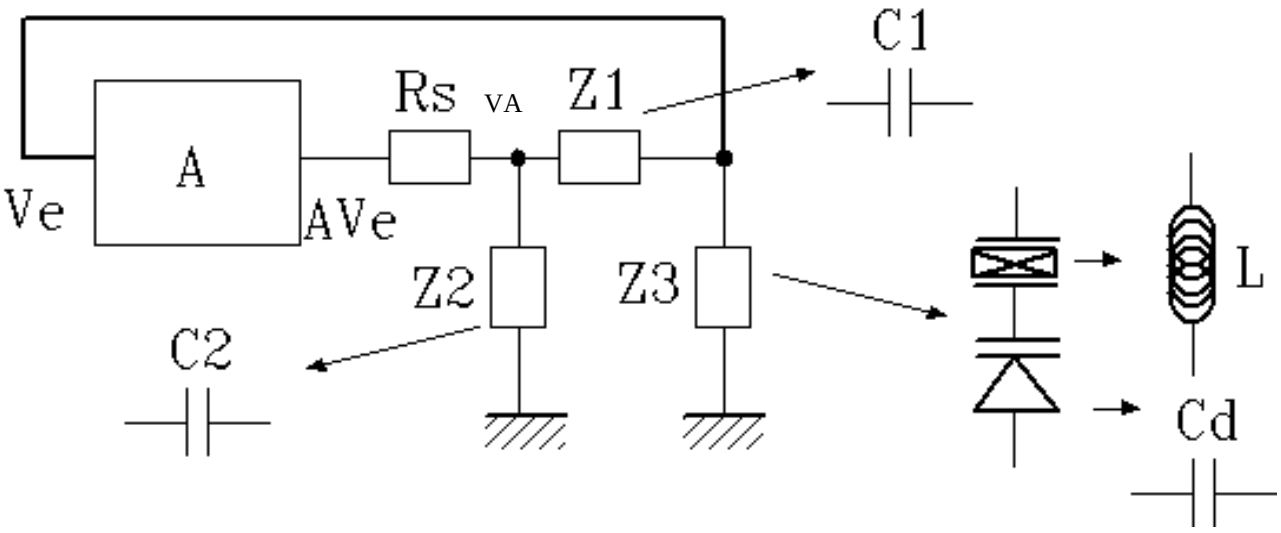
Aux fréquences usuelles, les oscillateurs les plus stables en fréquence sont les oscillateurs à quartz.




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

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

***Schéma équivalent pour l'alternatif***




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

***Condition d'oscillation***

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

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

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

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

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

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

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

**Soit la condition d'oscillation**

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

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

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

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

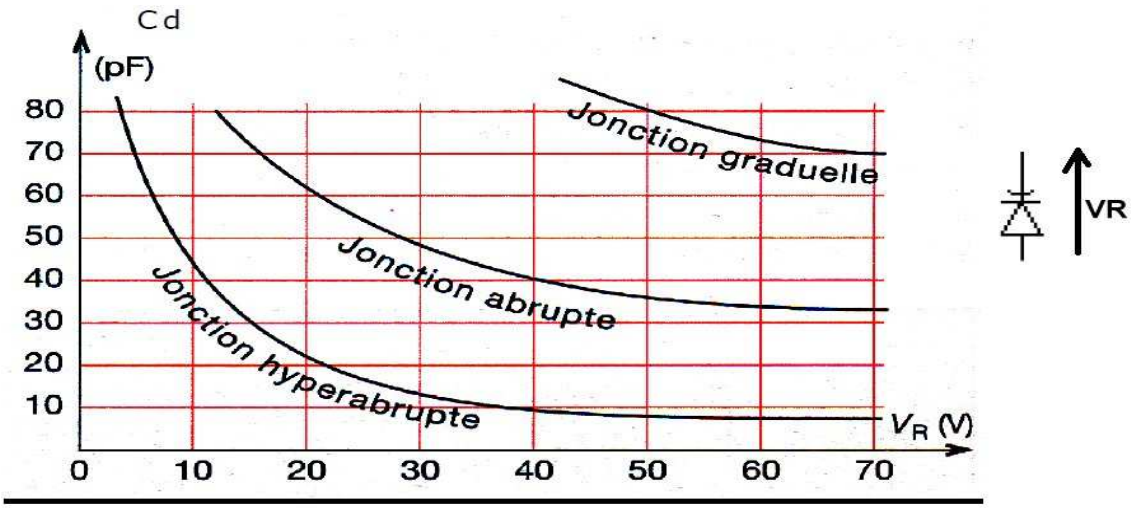
***Gain permettant les oscillations***

La deuxième condition résulte de l'égalité des parties imaginaires Après transformation :

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

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

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




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

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

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

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

On effectue un développement limité :

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

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

Avec m(t) : message modulant

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

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

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

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

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

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

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

### c.2) modulateurs d'armstrong

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

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

***Principe***

Revenons aux définitions de base. Un signal modulé en fréquence par un signal modulant m(t) s'écrit : $s(t) = Vpcos\theta_i(t)$ avec une amplitude constante et une phase instantanée $\theta_i(t)$ dépendant du modulant. Par ailleurs la fréquence instantanée est reliée au modulant par le facteur de sensibilité $K_f$ du modulateur par :
$f(t) = f_p + K_f m(t)$ D'où une phase instantanée $\theta_i(t) = 2\pi\int_0^t \left(f_p + K_f m(t')\right)dt'$ si $\theta_i(t)$ est causal. D'où par conséquent,

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

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

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

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

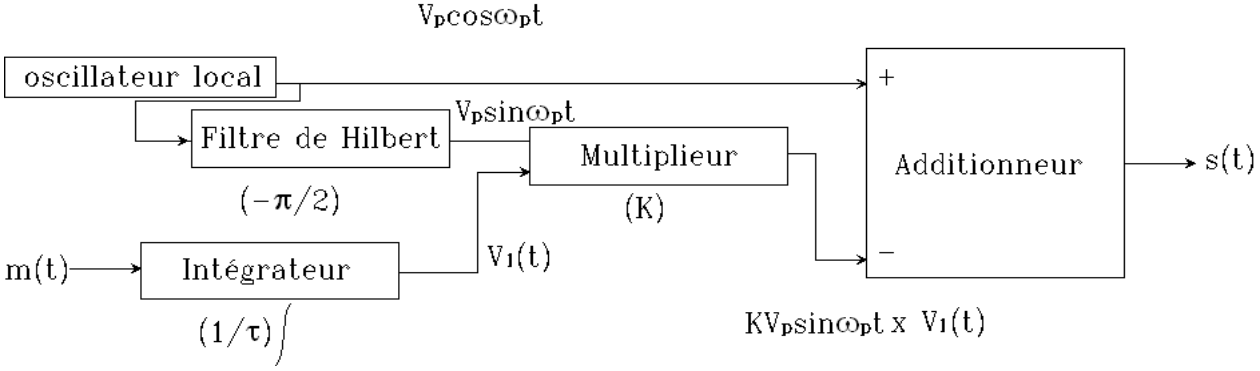
L'idée géniale d'Armstrong a été de simplifier l'expression de s(t) en travaillant à faible profondeur de modulation, c'est-à-dire que le module M de m(t) soit tel que $K_f MTm \ll 1$
Grâce au développement limité on obtient

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

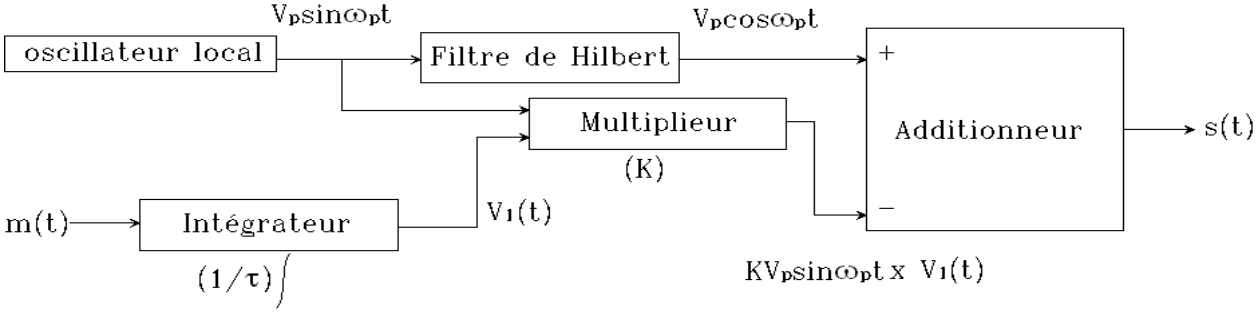
$$sin(x) \cong x \; si \; x \; tend \; vers \; 0$$

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

***Structure :***




***Structure équivalente :***




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

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

***Calcul de l'indice de modulation :***

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

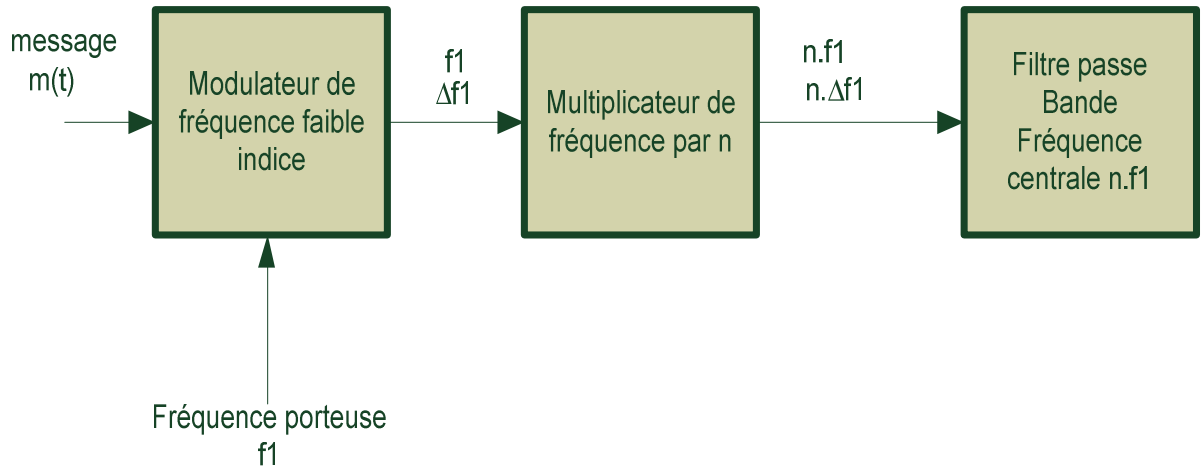
$Vpcos(2\pi f_p t + \beta sin\omega_m t)$

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

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

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

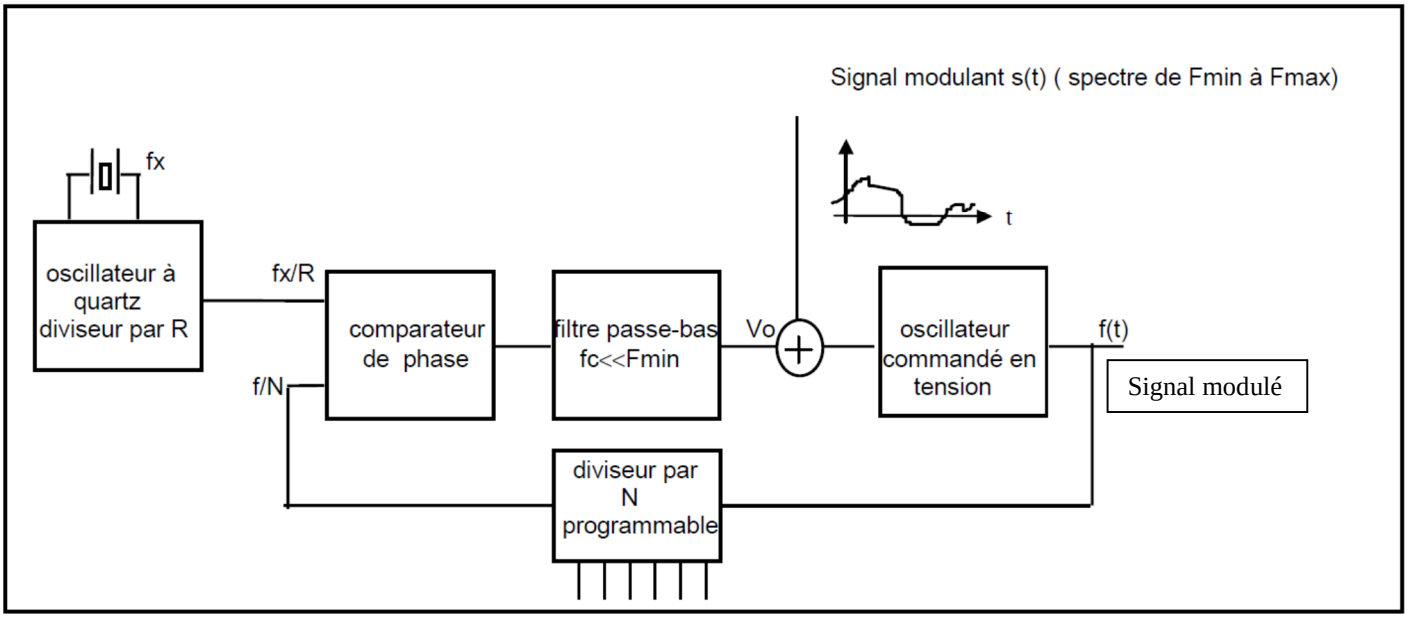
On pense donc à multiplier la fréquence instantanée du signal modulé par n. D'où $\beta 2 = \frac{\Delta f2}{fm} = \frac{n\Delta f1}{fm} = n\beta 1$




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

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

## c.3) Le modulateur à boucle verrouillage de phase

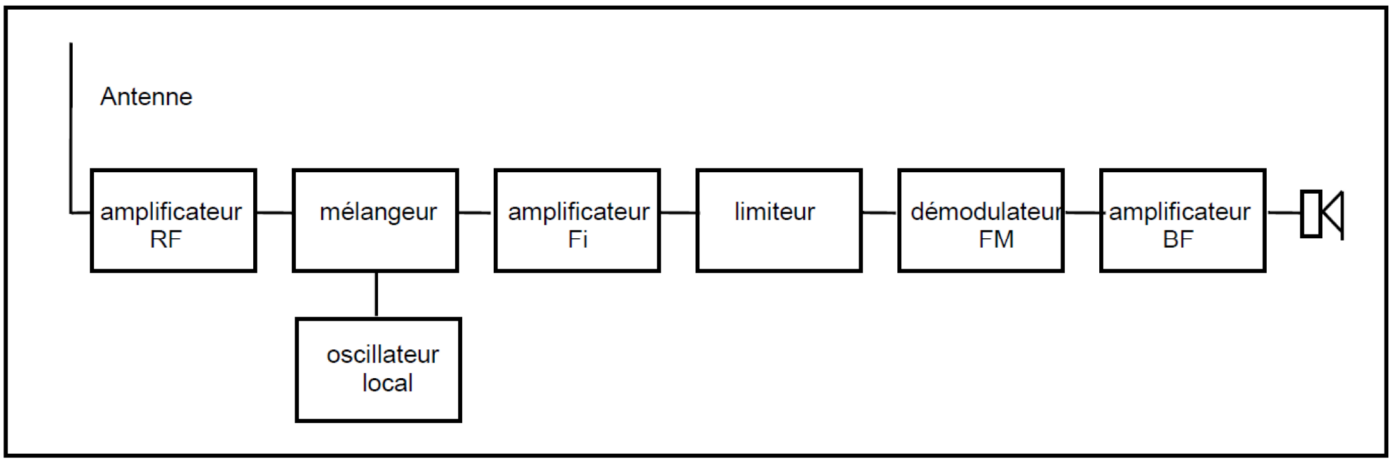



Le fonctionnement de cette structure est le suivant :

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

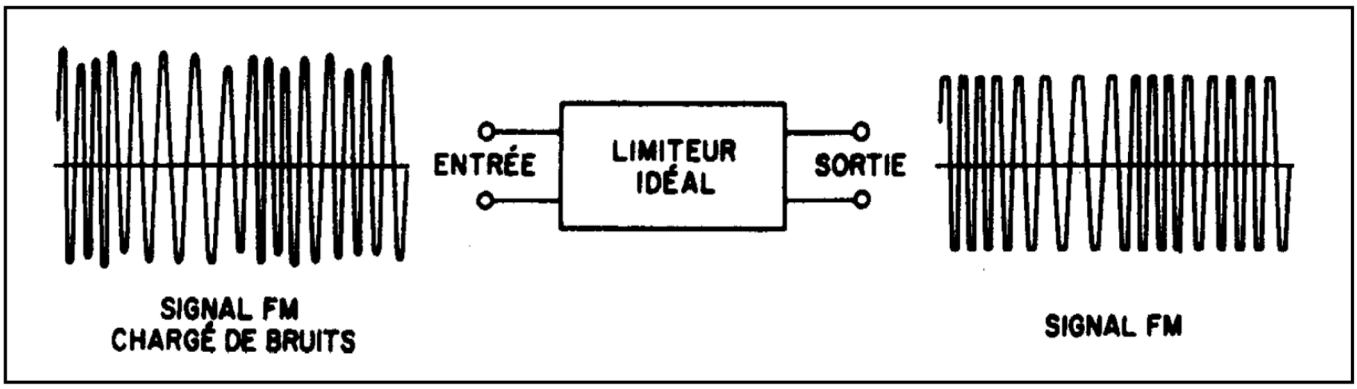
## c.4) Récepteur à modulation de fréquence

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




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

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




## C.4.1) Démodulation par dérivation ou discrimination

Le principe de ce démodulateur est

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

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

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

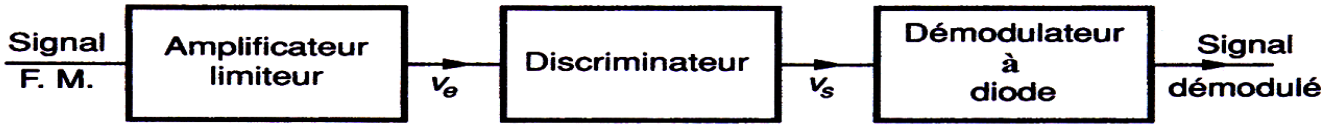
$$\frac{dcos(u(x)}{dx} = -u'(x) \times \sin(u(x)$$

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

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

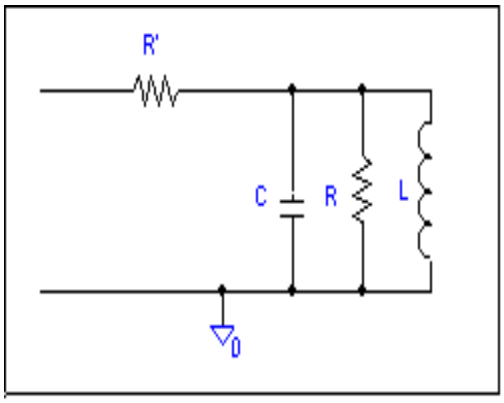
Si $2\pi Kf \times m(t) << w_C$ le signal peut être démodulé par un détecteur d'enveloppe taux de modulation faible.

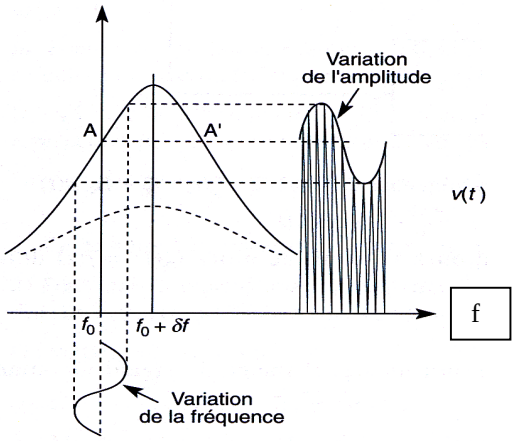
## Synoptique du démodulateur :




## Linéarisation du dérivateur :

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

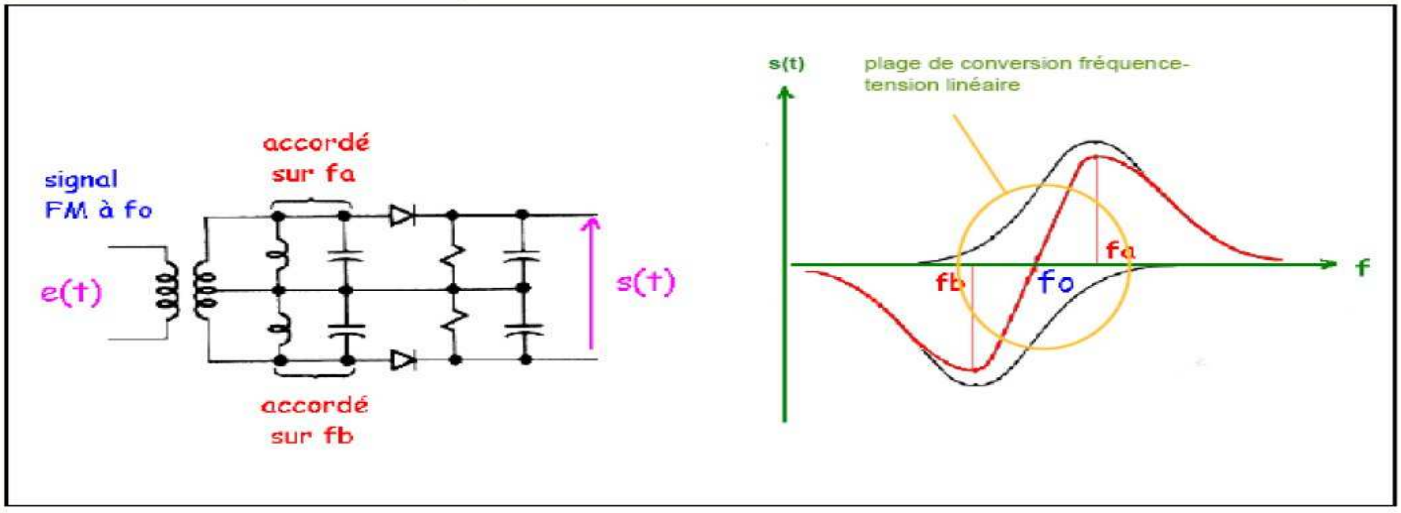



Avantages : simple à réaliser, peu coûteux
Inconvénient : difficile à régler, faible linéarité (améliorée par l'utilisation de 2 circuits résonnants tête-bêche : discriminateur de Travis).

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

Discriminateur de Foster-Seeley



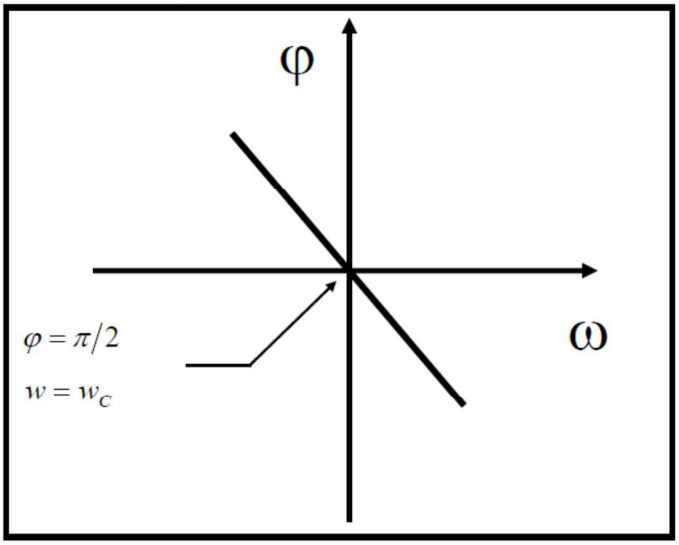
## c.4.2) Démodulation par déphasage (ou à quadrature ou à coïncidence)

### *Synoptique du démodulateur :*

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

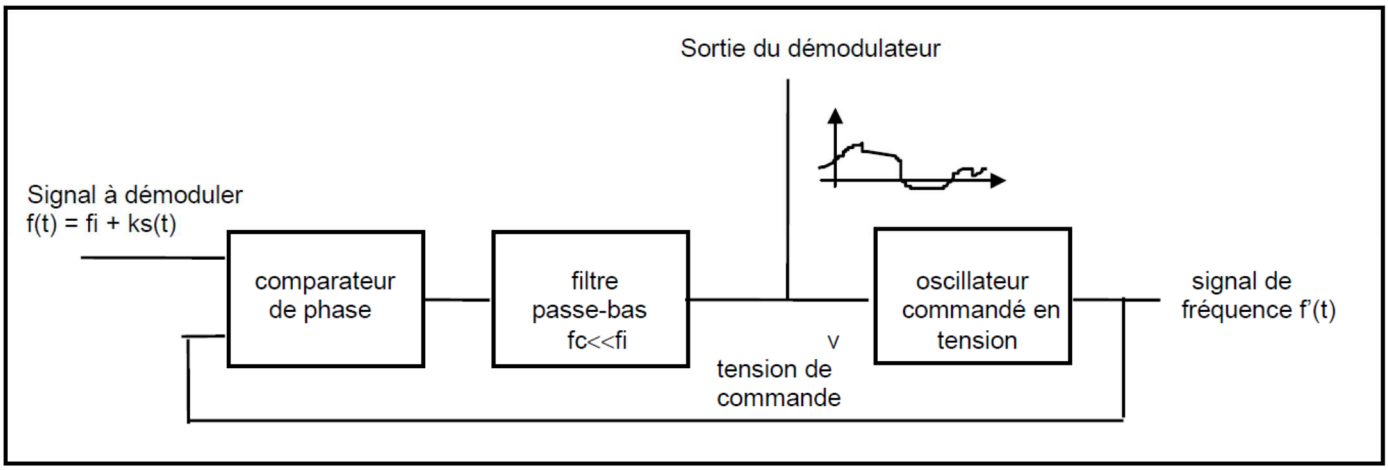
Cet angle φ est proportionnel à la fréquence du signal FM si le circuit déphaseur apporte une phase linéaire au voisinage de la fréquence porteuse (voir exemple ci-contre).

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




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

## c.4.3) Démodulation par boucle à verrouillage de phase




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

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

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

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

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

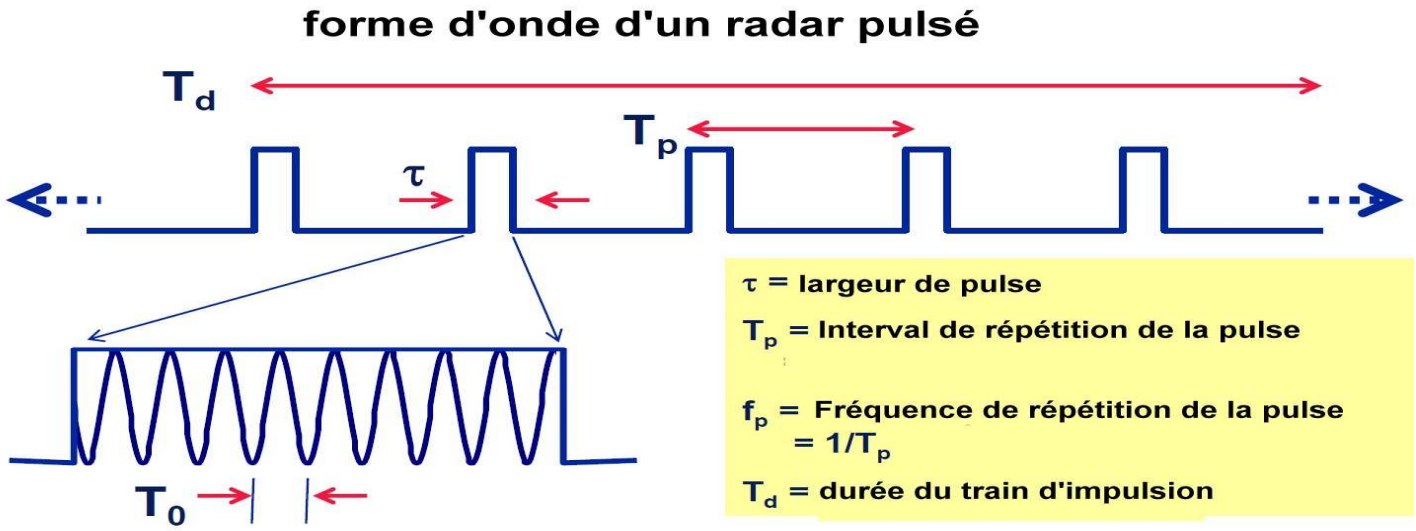
Le démodulateur **à boucle à verrouillage de phase (PLL : phase look loop)** donne de meilleurs

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

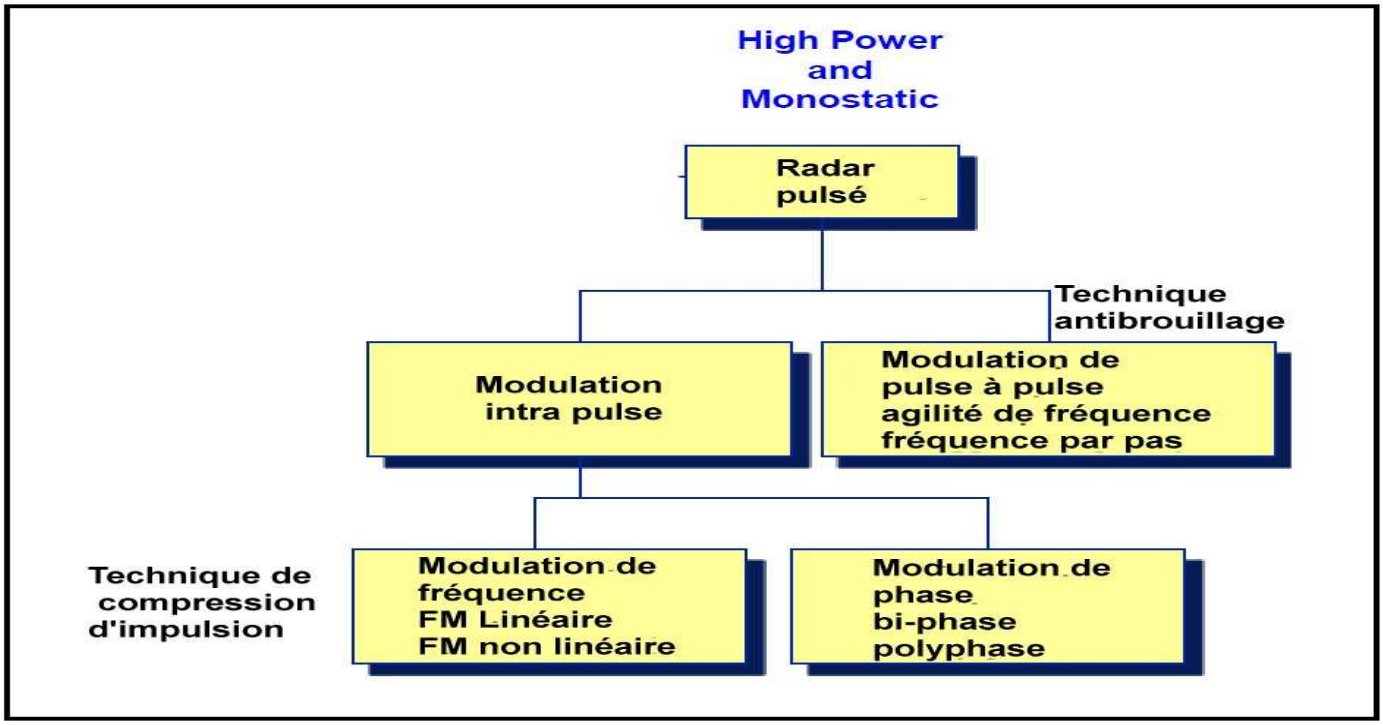
## TD : Modulation de fréquence

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

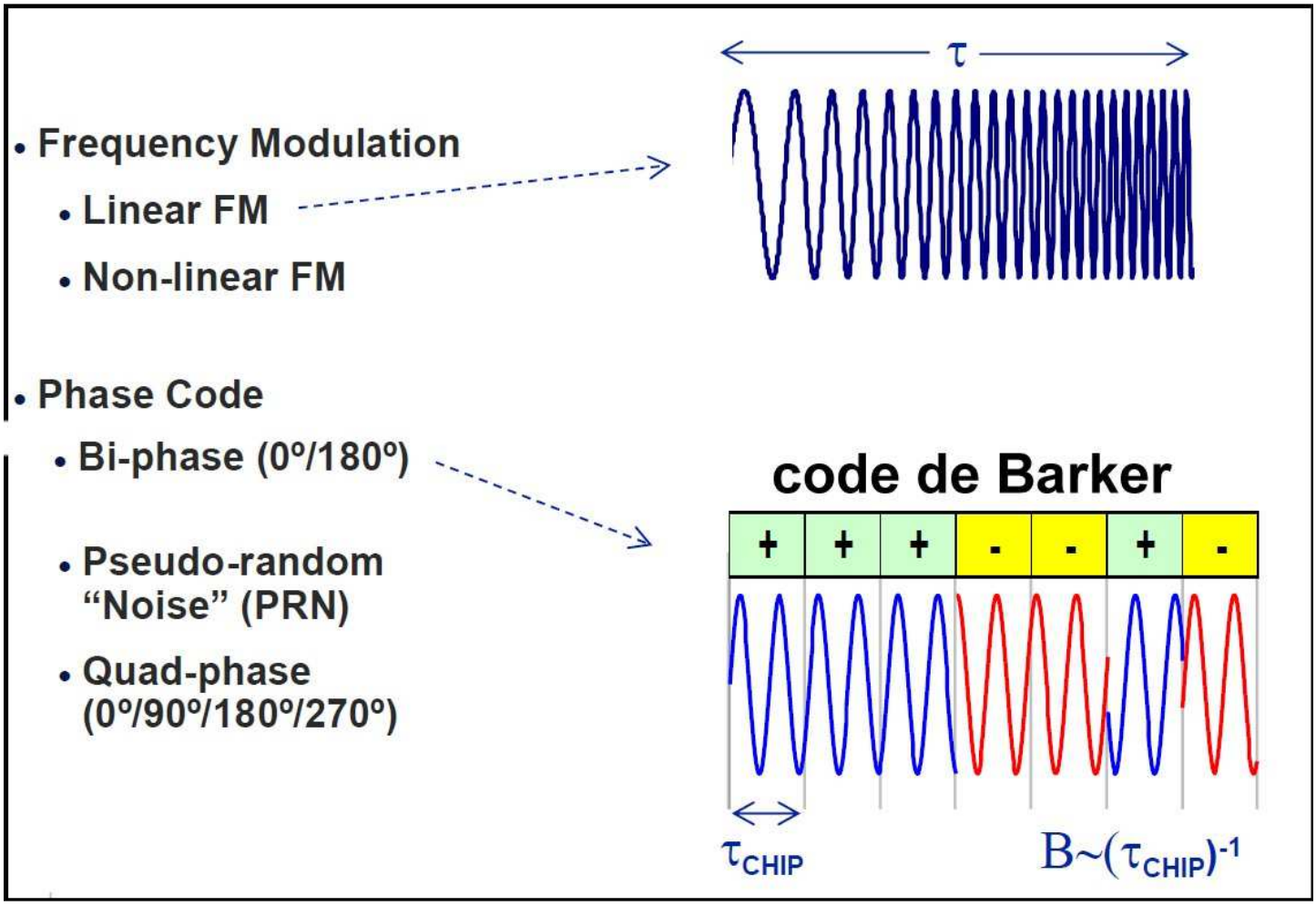
L'onde de forme d'un radar pulsé est la suivante :




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



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



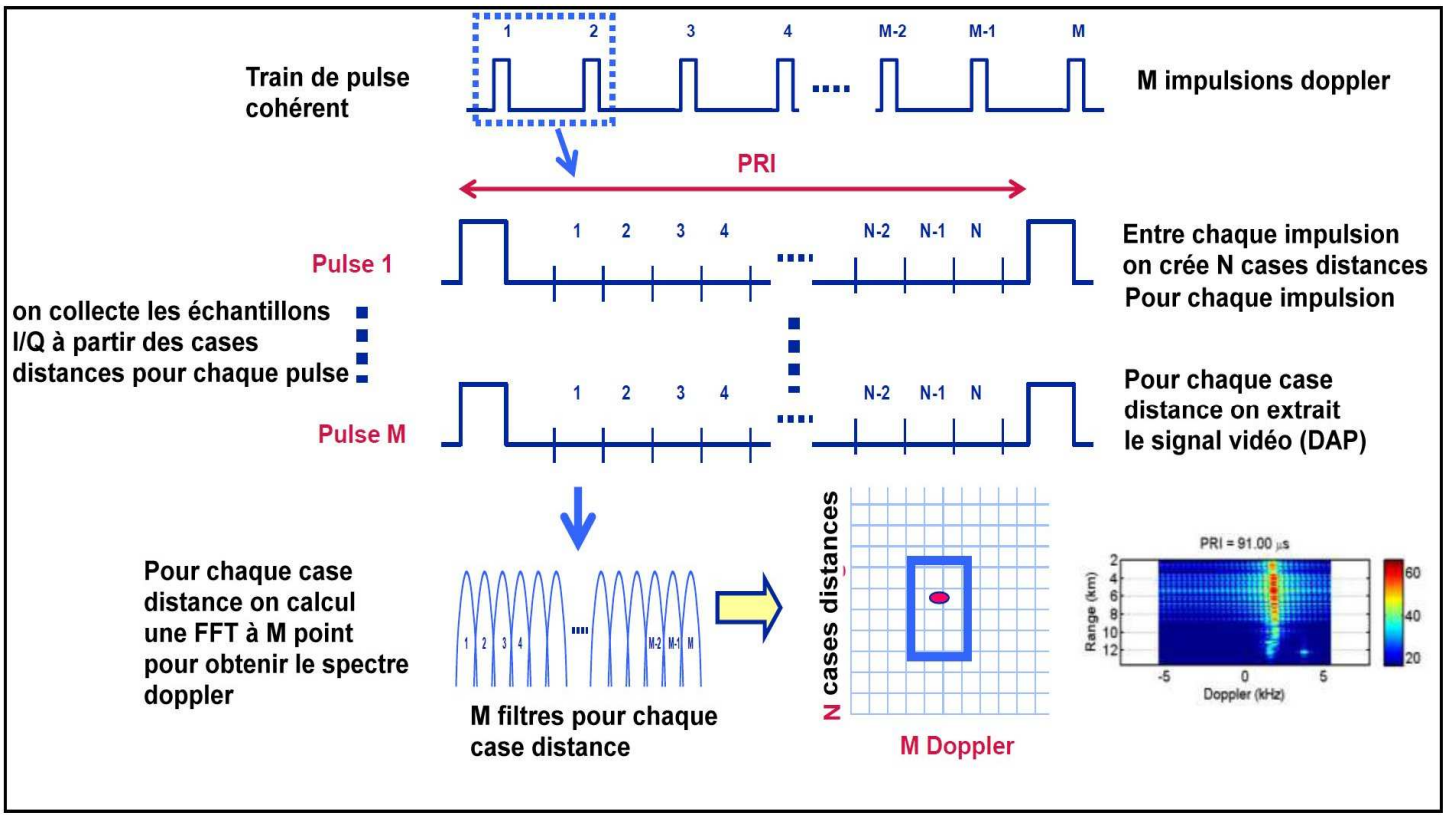

On suppose que le signal modulant a la forme suivante :

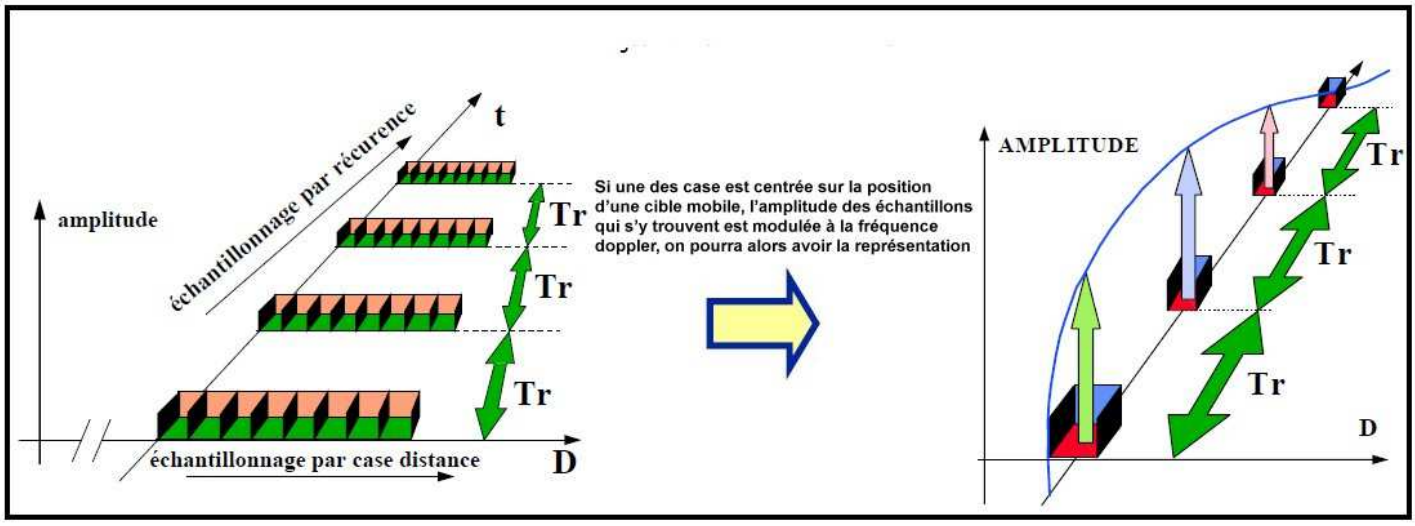
$$m(t) = a \times t \qquad a \text{ est une constante}$$

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

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

## Complément d'information sur le principe du radar pulse doppler

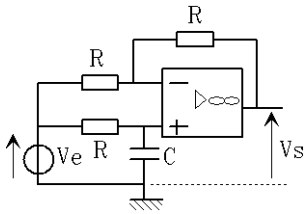


## 2) Démodulateur à déphasage

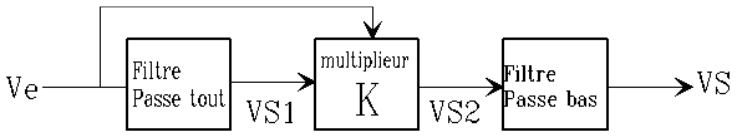
Soit un démodulateur à déphasage (filtre passe tout) dont la structure est donnée ci-dessous

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




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

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




$\frac{Vs}{Ve} = \frac{1-RCp}{1+RCp}$ $\varphi = -2\theta$ $\varphi = \arg\left(\frac{VS}{Ve}\right) = \frac{\arg(z1)}{\arg(Z2)} \rightarrow \varphi = \arg(Z1) - \arg(Z2)$

$$\varphi = \arctan(-RCW) - \arctan(RCW)$$

$$= -2\arctan(RCw) = -2\arctan(\theta) = -2\arctan\left(RC \times (\omega_p + \Delta\omega)\right) =$$

$$= -2\arctan\left(RCwp \times (1 + \frac{\Delta\omega}{wp})\right) = -2(\frac{\pi}{4} + \frac{\Delta\omega}{2wp}) = -(\frac{\pi}{2} + \frac{\Delta\omega}{wp}) \; car \; RCwp$$

$$= 1$$

*Remarque : le module de la fonction de transfert vaut 1 quelle que soit la fréquence tandis que la phase de la sortie par rapport à l'entrée varie. C'est un réseau déphaseur.*

D'après ce qui précède, $VS1(t) = Ve\sin(\omega t + \varphi)$

$VS2(t) = KVe^2\cos(\omega t + \varphi).\sin(\omega t) = \frac{KVe^2}{2}\cos\varphi = \frac{-KVe^2}{2} \times \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\Delta\omega}{wp}\right) = \frac{KVe^2}{2} sin\frac{\Delta\omega}{wp} \approx$

$\frac{KVe^2}{2} \times \frac{\Delta\omega}{wp}$ après filtrage

VS2 est bien proportionnel au modulant.

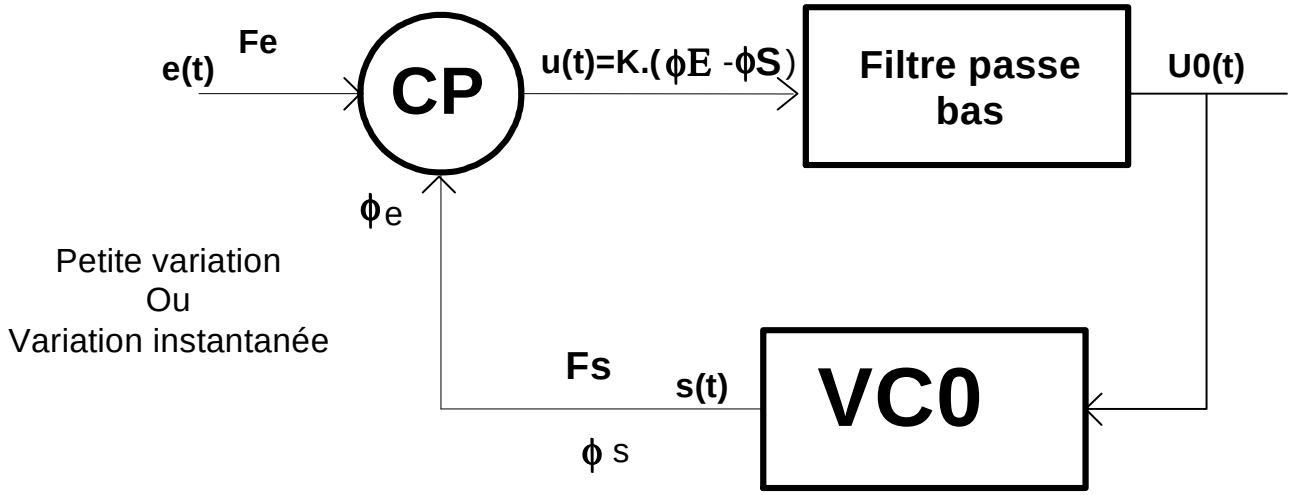
Développement limité

$$\arctan(1+x) = \frac{\Pi}{4} + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{4} + \frac{x^3}{12}$$

$\sin x \approx x$

### 2.2.11.1) Présentation

#### a) Structure




CP : comparateur de phase

#### b) Verrouillage d'une PLL

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

#### c) Domaine d'application

La boucle à verrouillage de phase a de multiples applications :

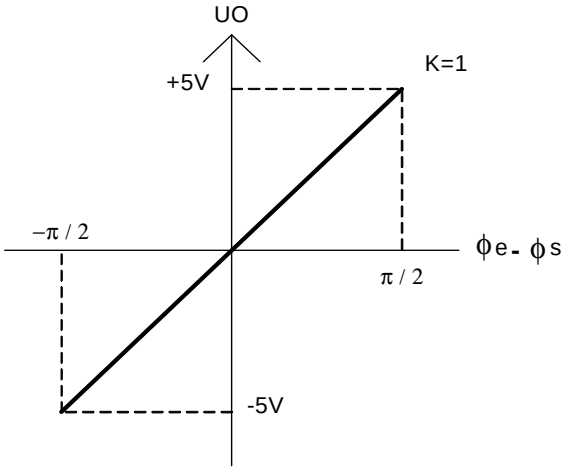
- Multiplication et synthèse de fréquence (tuner,radio,video)
- démodulation de fréquence et d'amplitude
- récupération d'horloge en transmission numérique

## 2.2.11.2) Etude qualitative d'une PLL

### a) Caractéristiques des éléments d'une PLL

#### a.1) Le comparateur de phase

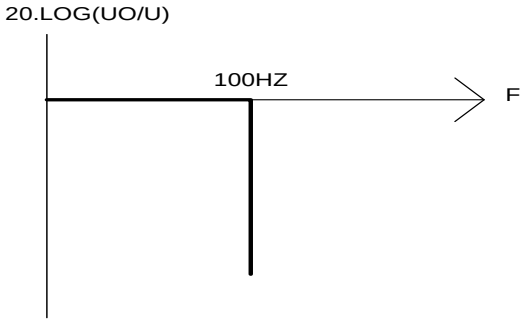
Il fournit en sortie une tension proportionnelle à l'écart de phase instantané Φe(t) - Φs(t)



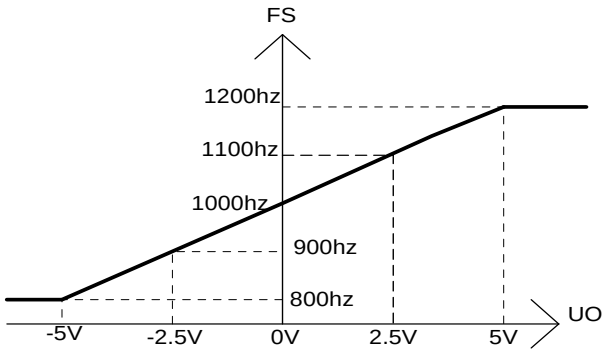

Il existe des comparateurs de phase à tension positive. Les comparateurs de phase peuvent être à technologie analogique ou numérique.

#### a.2) Le filtre passe bas

On le considérera comme parfait




#### a.3) Le VCO



Il existe 2 types de VCO :

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

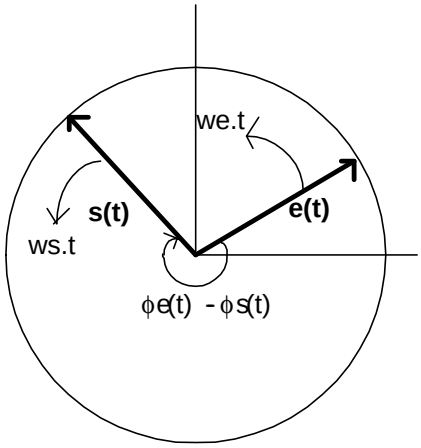
### b) Phase instantanée

Soit un signal sinusoïdal e(t) :

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

Φe(t) =We.t + Φe0 Φe0 : constante

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




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

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

#### c.1) tension d'entrée nulle

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

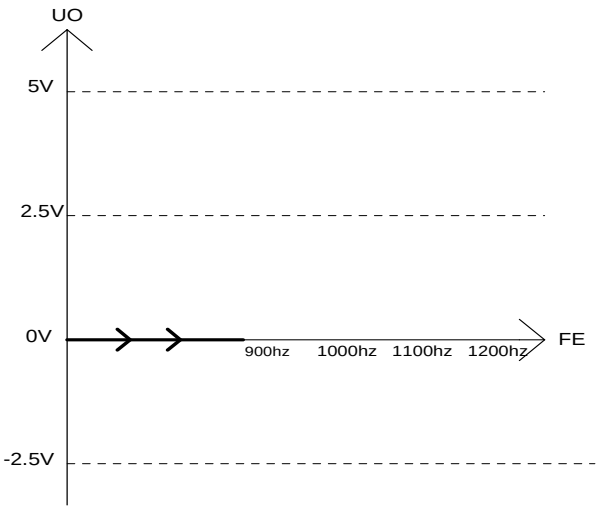
a) Que vaut au départ l'écart de phase instantanée Φe(t) - Φs(t) avec Φs=0
b) Que vaut la tension U0(t) et la fréquence Fs
c) le Système est il dans un état stable

Φe(t) - Φs(t) = 1000.t
Le comparateur de phase donne un signal constitué d'une composante à 1000hz.
2.3.1.b)
Le filtre passe bas élimine cette composante on a donc UO=0
2.3.1.C) Le système est dans un état stable car UO=0 la fréquence en sortie du VCO est toujours de 1000hz
**Le VCO d'une PLL bouclée à entrée nulle, oscille à sa fréquence centrale FS=F0**

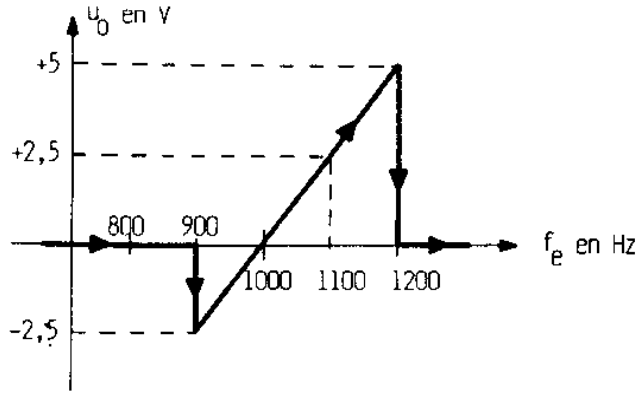
## c.2) Fréquence d'entrée FE variable et croissante

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

a) donner la caractéristique UO en fonction de FE




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



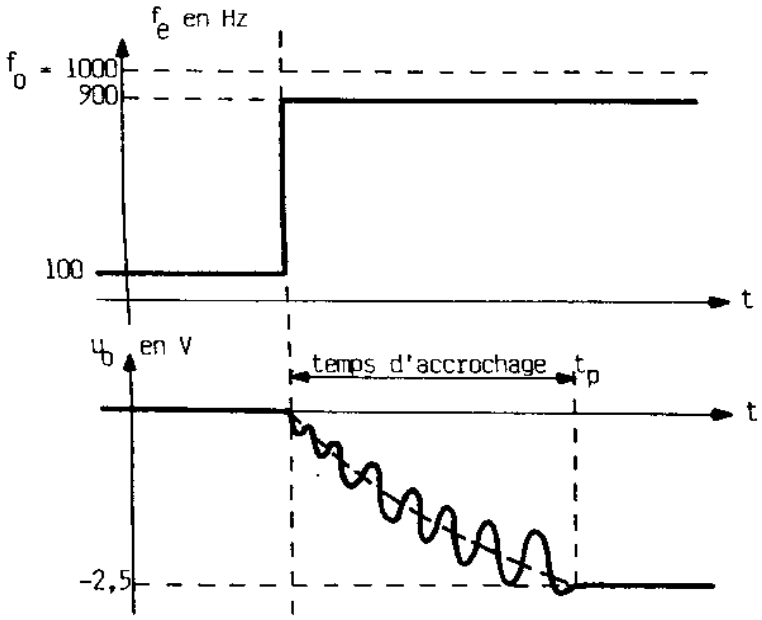

de 0 à 900HZ
on obtient en u(t) des composantes spectrales comprises entre 100 et 1000HZ
le filtre passe bas élimine ces composantes on a donc UO=0v et le VCO oscille à 1000hz

**Le VCO d'une PLL bouclée non verrouillée, oscille à sa fréquence centrale FS=F0**

a FE=900HZ

La différence des fréquences donne 100HZ, UO devient une composante variable à 100HZ. la fréquence FS diminue jusqu'à ce qu'on est FS=FE. La PLL est verrouillée. La tension UO présente une fréquence de battement qui diminue et une valeur moyenne qui devient négative. Lorsque UO=-2.5V la PLL est verrouillée

de FE=900HZ à FE=1200HZ
la PLL reste verrouillée tant que l'on n'a pas atteint les limites en fréquence du VCO

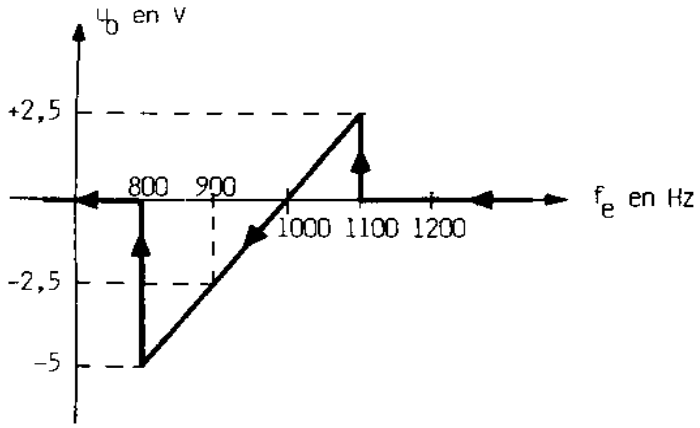



FE > 1200HZ
La boucle se déverrouille. Le VCO oscille à sa fréquence centrale F0. UO=0

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

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

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



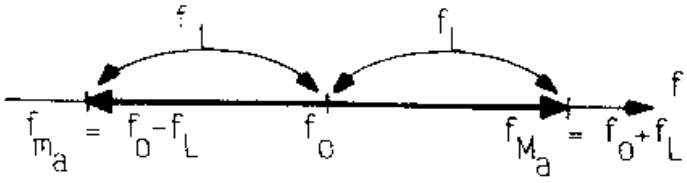

même raisonnement mais avec des fréquences décroissantes

## 2.2.11.3) Les caractéristiques d'une PLL

### a) La plage de verrouillage

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

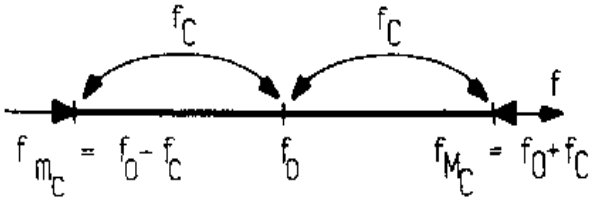
**b)** dans l'exemple précédent calculez la plage de verrouillage que l'on obtiendrait
**c)** De quelles caractéristiques des éléments de la PLL dépend la plage de verrouillage




plage de verrouillage= 1200-800=400HZ
limite en fréquence du VCO

### b) La plage de capture

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




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

plage de capture= 1100-900=200hz
est fonction des caractéristiques du passe bas

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

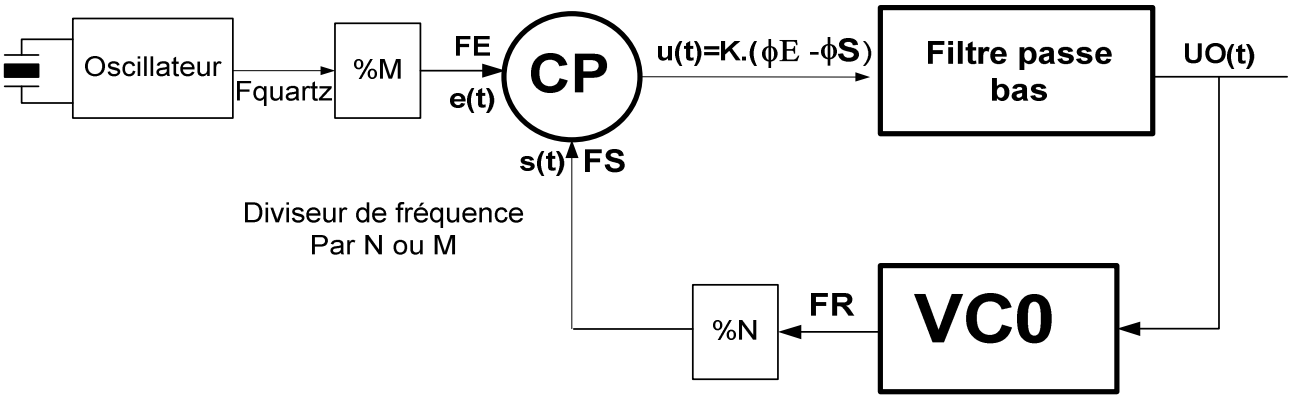
## 2.2.11) Les synthétiseurs de fréquence

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

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

### a) Structure d'un synthétiseur direct à PLL

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



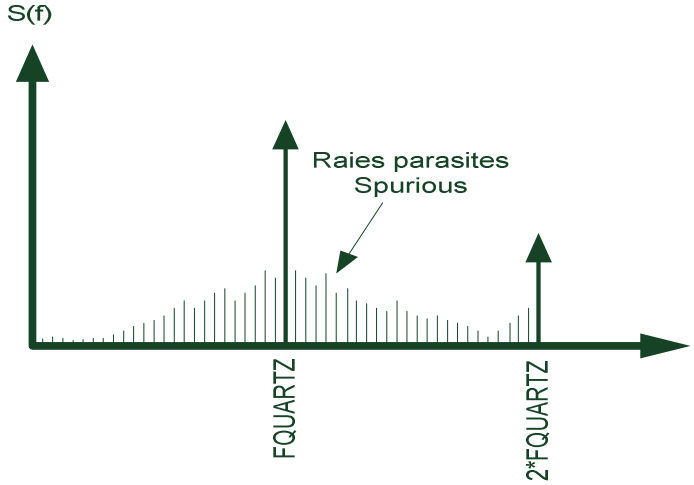

Si la fréquence pilote FQUARTZ vaut 10 Mhz, M = 10 et N = 88 à 108, quelles sont les valeurs de fréquence en sortie FR ?

FQUARTZ/M=FR/N donc

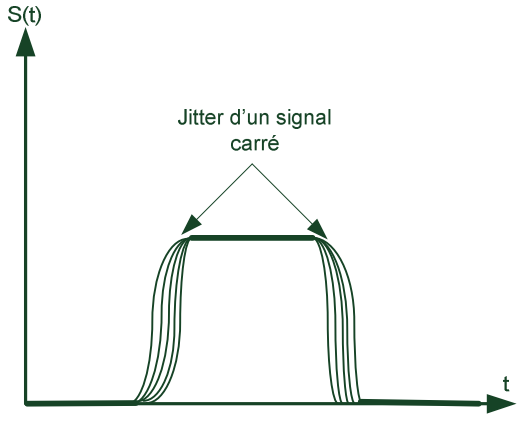
FR= N.FQUARTZ/M= 88 à 108MHz

## b) Caractéristiques fondamentales des synthétiseurs de fréquence

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




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




- La précision ou tolérance