

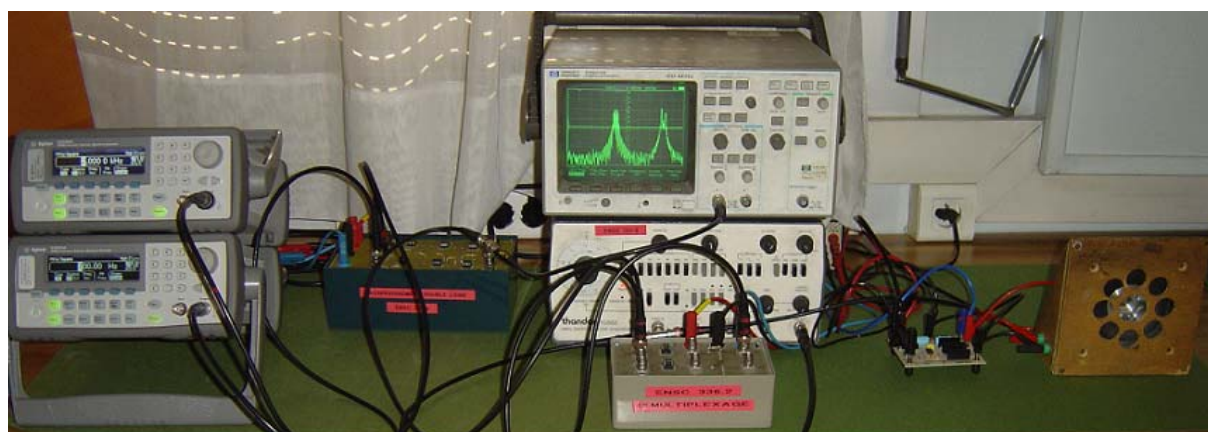
Etude d'une boucle à verrouillage de phase et applications

- Travail expérimental et rédaction du document :

Jean-Baptiste Desmoulin (P.R.A.G.)

mail : desmouli@physique.ens-cachan.fr

L'étude suivante doit permettre de construire une boucle à verrouillage de phase (PLL) à partir de différents éléments discrets. Nous pourrions alors étudier l'influence de différents paramètres sur les caractéristiques de la boucle, telles que la plage de verrouillage, la plage de capture ou le temps de réponse. La boucle construite est présentée, avec ses principaux éléments, sur la photographie suivante :



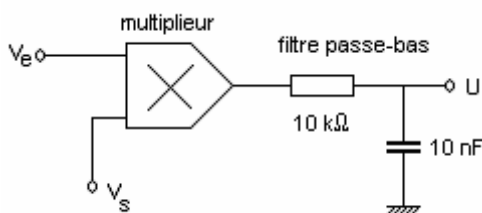
Une fois la boucle construite et caractérisée, nous verrons quelques applications permettant de l'utiliser, telles que la démodulation de fréquence ou la reconstruction de porteuse en vue d'une démodulation d'amplitude cohérente.

I. Structure de la boucle à verrouillage de phase.

Nous allons commencer par détailler les caractéristiques des deux éléments principaux de la boucle à verrouillage de phase : le comparateur de phase et le V.C.O. . Nous les associerons ensuite pour fermer la boucle d'asservissement et nous verrons quelles sont les caractéristiques principales du système obtenu.

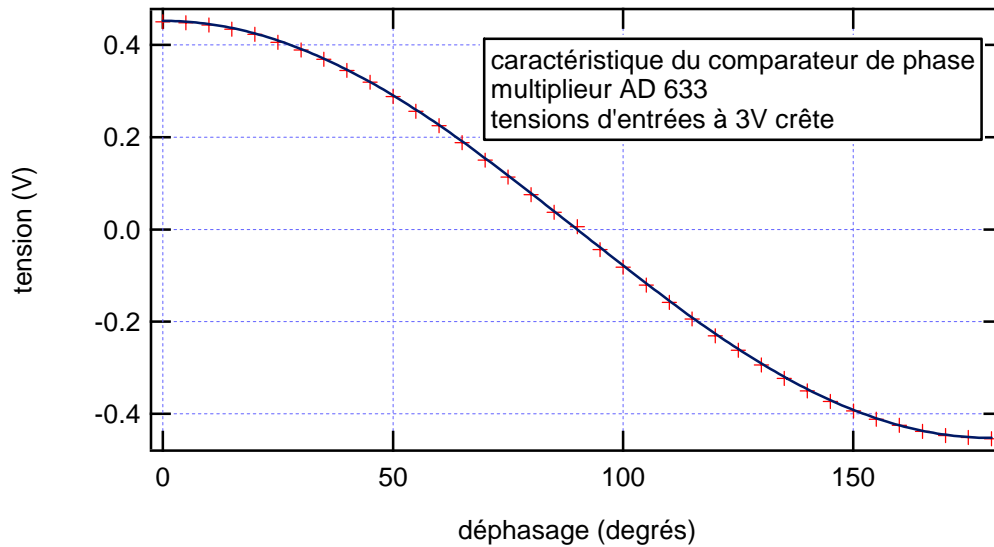
1.1. Le comparateur de phase .

Le comparateur de phase peut être réalisé de différentes manières. Pour notre boucle, nous avons choisi une structure à base de multiplieur. Globalement, elle se présente sous la forme suivante



Le composant utilisé est un AD633, de gain 1/10, dont le schéma de brochage est rappelé en annexe à la fin de ce document. Il donnera des résultats satisfaisants jusqu'à quelques centaines de kHz. L'ensemble multiplieur et filtre passe-bas est disponible directement sur la maquette 336-2 (cette maquette comporte même deux ensembles de ce type).

En appliquant, sur les entrées du multiplieur deux tensions sinusoïdales, d'amplitude V_1 et V_2 égales à 3V crête, de mêmes fréquences, voisines de 100 kHz et déphasées entre elles de φ , on obtient la caractéristique suivante :



Pour réaliser cette expérience, on a utilisé deux générateurs 33220 synchronisables entre lesquels on peut contrôler précisément le déphasage.

En sortie du multiplieur, si le gain de ce dernier vaut $1/10 \text{ (V}^{-1}\text{)}$, on récupère une tension u_i de forme

$$u_i(t) = \frac{1}{10} \cdot \frac{V_1 \cdot V_2}{2} [\cos(2\omega t + \varphi) + \cos \varphi]$$

En sortir du filtre, si la coupure de ce dernier élimine la composante de pulsation 2ω , on récupère une tension u de forme

$$u_i(t) = \frac{1}{10} \cdot \frac{V_1 \cdot V_2}{2} \cdot \cos \varphi$$

Il faut noter que le filtre jouera un rôle important, pour la dynamique de la boucle et pour la plage de capture. Expérimentalement, avec les valeurs de tensions choisies, on trouve

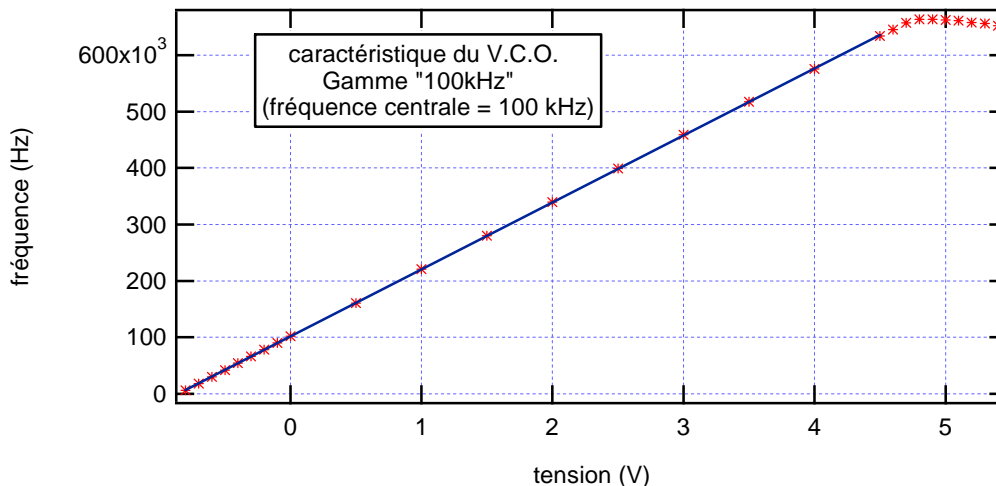
$$u_i(t) = (0,452 \pm 0,001) \cdot \cos \varphi$$

ce qui est conforme au résultat attendu.

1.2. L'oscillateur commandé en tension (V.C.O. = Voltage Controlled Oscillator).

Pour réaliser cette fonction électronique, nous aurions pu choisir un composant. Nous avons préféré utiliser un GBF disposant d'une entrée de modulation (entrée « sweep in »). Nous avons choisi un GBF de type Thandar. La fréquence de sortie est proportionnelle à la somme d'une tension continue réglée par le bouton de fréquence utilisé habituellement avec la tension en entrée sur la borne BNC « sweep in ». La première tension fixera la fréquence centrale du V.C.O., notée f_0 par la suite, alors que la seconde permettra au système de suivre la fréquence instantanée du signal d'entrée, sur une plage de fréquence entourant la fréquence centrale.

Avec l'oscillateur utilisé, en réglant la fréquence centrale à 100 kHz, et en travaillant sur la gamme « 100kHz », nous avons obtenu la caractéristique suivante :



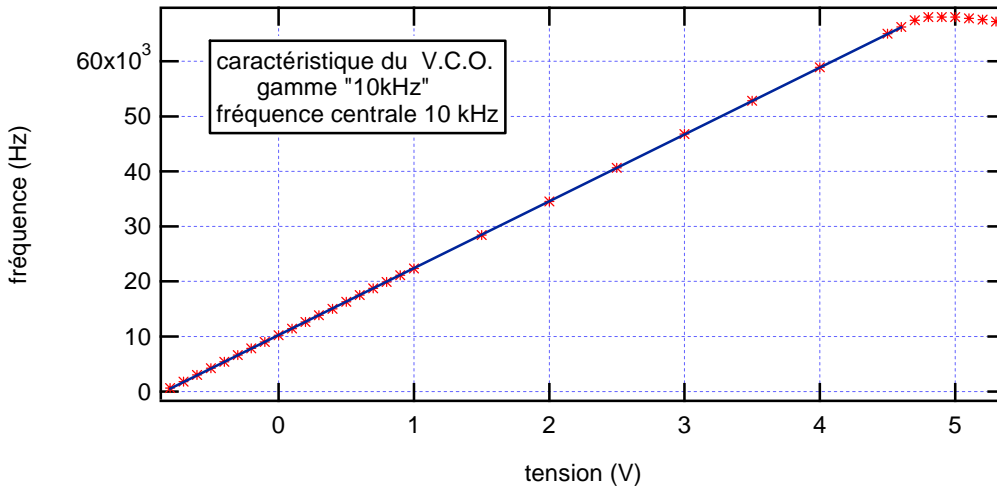
Pour des tensions d'entrée du V.C.O. inférieures à -0.9V ou supérieures à 4.7V, le signal se distord et le V.C.O. ne répond plus de façon satisfaisante. En revanche, entre ces deux valeurs de tension d'entrée, le composant réagit suivant l'équation

$$f_s(t) = f_o + K_o.u(t)$$

Par un ajustement des points expérimentaux obtenus sur la plage de fonctionnement linéaire, on trouve, en unité S.I., une relation de forme

$$f_s(t) = (101680 \pm 200) + (118660 \pm 100).u(t)$$

Il faut noter que le gain du V.C.O. varie avec la gamme de fréquence, comme le montre le relevé sur la gamme 10 kHz.

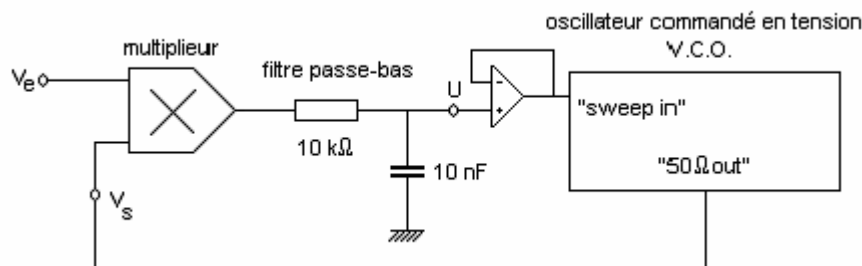


Dans ce cas, la relation caractéristique de la plage linéaire est, toujours en unités S.I.

$$f_s(t) = (10250 \pm 20) + (12165 \pm 10).u(t)$$

1.3. Boucle complète et caractéristiques attendue.

Nous allons placer les deux éléments présentés précédemment dans une boucle fermée suivant la structure suivante :



Entre le comparateur de phase et le V.C.O., on a placé un suiveur car l'impédance d'entrée du V.C.O. vaut 10kΩ, ce qui entraînerait une modification de la fréquence de coupure et du gain du filtre si ce circuit n'était pas placé.

Le fait de placer le suiveur est indispensable si on réalise une étude quantitative au cours de laquelle on fait varier la résistance du filtre sur une plage de valeurs qui n'est pas très faible devant 10kΩ.

a/ L'accrochage.

On suppose que la boucle n'est pas accrochée. On rapproche progressivement la fréquence f_c du signal d'entrée de la fréquence centrale du V.C.O. f_o . Dès que f_c rentre dans une plage de fréquence $[f_o - F_{cap}; f_o + F_{cap}]$, la boucle va s'accrocher et la fréquence de sortie du V.C.O. va atteindre f_c après un régime transitoire dont les caractéristiques dépendent de la dynamique de la boucle.

- Si on suppose, pour simplifier, que le filtre passe-bas du comparateur de phase coupe abruptement à la fréquence F_c , alors tant que $f_c < f_o - F_c$, le V.C.O. oscille à f_o . En effet, dans ce cas, en entrée du filtre on trouve les fréquences $f_o - f_c$ et $f_o + f_c$ qui sont toutes les deux supérieures à F_c ce qui fait que le signal en sortie du passe-bas est nul, d'où une fréquence f_o en sortie de l'oscillateur. On pourrait raisonner en faisant décroître la fréquence d'entrée à partir d'un état où la boucle n'est pas accrochée ce qui conduirait à une oscillation du V.C.O. à f_o , tant que f_c supérieure à $f_o + F_c$.

• A partir du moment où la fréquence f_e du signal d'entrée rentre dans la plage $[f_o-F_c; f_o+F_c]$, on va récupérer une tension non nulle en sortie du filtre et donc en entrée du V.C.O.. Pour comprendre ce qui va se passer ensuite, nous allons linéariser les différents éléments de la boucle autour de leurs points de fonctionnement

On supposera que le filtre passe-bas est du premier ordre. On va faire un changement de variable, afin de travailler avec des fréquences f_e' et f_s' qui sont les écarts des fréquences d'entrée f_e et de sortie f_s à la fréquence centrale du V.C.O. f_o . On pourra ainsi éviter de travailler avec des grandeurs continues, délicates à gérer en terme de variables de Laplace.

On a alors

$$f_s'(t) = f_s(t) - f_o = K_o \cdot u(t) \quad \text{soit} \quad f_s'(p) = K_o \cdot u(p)$$

En terme de phase, on en déduit que

$$\frac{d\varphi_s'(t)}{dt} = 2\pi \cdot K_o \cdot u(t) \quad \text{soit} \quad \varphi_s'(p) = \frac{2\pi \cdot K_o}{p} \cdot u(p)$$

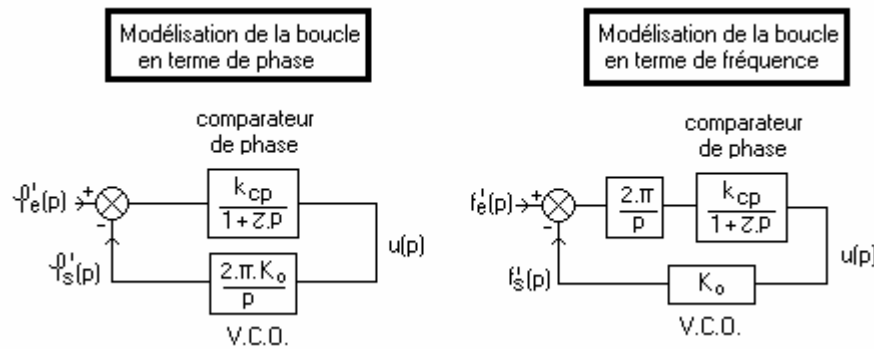
De plus

$$f_e' = f_e - f_o = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi_e'}{dt} \quad \text{soit} \quad \varphi_e'(p) = \frac{2\pi \cdot f_e'}{p}$$

On remarque également que

$$u = k_{cp} \cdot (\varphi_e - \varphi_s) = k_{cp} \cdot (\varphi_e' - \varphi_s')$$

En utilisant les expressions précédentes, fruits de la linéarisation des différents éléments autour de leurs points de fonctionnement, on peut établir les schémas suivants :



Si on raisonne en terme de fréquence, appliquer soudainement une sinusoïde à f_e revient à appliquer un échelon de fréquence d'amplitude f_e . D'après le théorème de la valeur finale, on a

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (f_e'(t) - f_s'(t)) = \lim_{t \rightarrow \infty} (f_e(t) - f_s(t)) = \lim_{p \rightarrow 0} (p \cdot (f_e'(p) - f_s'(p)))$$

En calculant l'écart de phase, on trouve que

$$f_e'(p) - f_s'(p) = f_e'(p) - \left(\frac{2\pi \cdot k_{cp} \cdot K_o}{p \cdot (1 + \tau \cdot p)} (f_e'(p) - f_s'(p)) \right)$$

ce qui conduit à

$$f_e'(p) - f_s'(p) = \frac{f_e'(p)}{1 + \frac{2\pi \cdot k_{cp} \cdot K_o}{p \cdot (1 + \tau \cdot p)}}$$

d'où

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (f_e(t) - f_s(t)) = \lim_{p \rightarrow 0} (p \cdot (f_e'(p) - f_s'(p))) = 0$$

Le signal de sortie de V.C.O. sera de même fréquence que la sinusoïde d'entrée. En revanche, une fois le régime permanent établi, les deux signaux sont déphasés l'un par rapport à l'autre

• Pour conclure, dès que f_e rentre dans la plage $[f_o-F_c; f_o+F_c]$, la boucle d'asservissement va faire converger la fréquence du V.C.O. vers f_e et si f_e varie assez lentement pour que la dynamique de la boucle le permette, le V.C.O. va alors osciller à f_e .

rq : En pratique, la plage est plus large dans la mesure où le filtre ne coupe pas abruptement.

rq : La définition de la plage de capture donnée est simpliste tant qu'on ne précise pas la dynamique d'accrochage. En effet, il se peut que la fréquence f_e rentre dans la plage de capture mais que l'accrochage ne se fasse pas, si la boucle n'en a pas le temps. Nous verrons dans la partie relative aux caractéristiques de la boucle que les plages de fonctionnement n'évoluent pas aussi simplement que ce que prévoient les raisonnements que nous venons de faire.

b/ L'état accroché.

• Une fois à l'état accroché, la fréquence du signal d'entrée et celle du signal de sortie du V.C.O. sont identiques. On peut alors écrire que $u(t)$ est de la forme

$$u(t) = k_{cp} \cdot \cos(\varphi_e(t) - \varphi_s(t)) = k_{cp} \cdot \cos \varphi(t).$$

En régime permanent, on a égalité de fréquence f_e et f_s et $\varphi(t)$ est constante. On peut donc écrire que

$$f_e = f_s = f_0 + k_{cp} \cdot K_o \cdot \cos \varphi$$

soit

$$\cos \varphi = \frac{f_e - f_0}{k_{cp} \cdot K_o}$$

Dans le cas particulier où $f_e = f_0$, on trouve donc que $\cos \varphi = 0$, ce qui signifie que le déphasage peut prendre les valeurs $+$ ou $-\pi/2$. La position stable dépend du signe du gain du V.C.O. .

• La boucle répond comme un filtre passe-bas du second ordre avec les caractéristiques suivantes :

$$\frac{\Delta f_s(p)}{\Delta f_e(p)} = \frac{\frac{2\pi \cdot k_{cp} \cdot K_o}{p \cdot (1 + \tau \cdot p)}}{1 + \frac{2\pi \cdot k_{cp} \cdot K_o}{p \cdot (1 + \tau \cdot p)}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi \cdot k_{cp} \cdot K_o} \cdot p + \frac{\tau}{2\pi \cdot k_{cp} \cdot K_o} \cdot p^2} = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot m}{\omega_0} \cdot p + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

On a

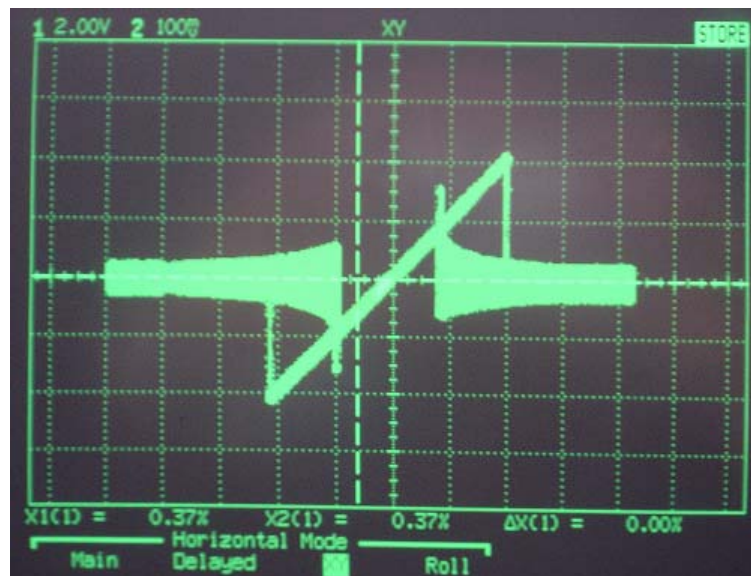
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2\pi \cdot k_{cp} \cdot K_o}{\tau}} \quad \text{et} \quad m = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi \cdot k_{cp} \cdot K_o \cdot \tau}}$$

II. Etude expérimentale de la boucle.

Avant de songer à utiliser le système construit, nous allons commencer par vérifier l'incidence des différents paramètres de la boucle sur les caractéristiques de cette dernière.

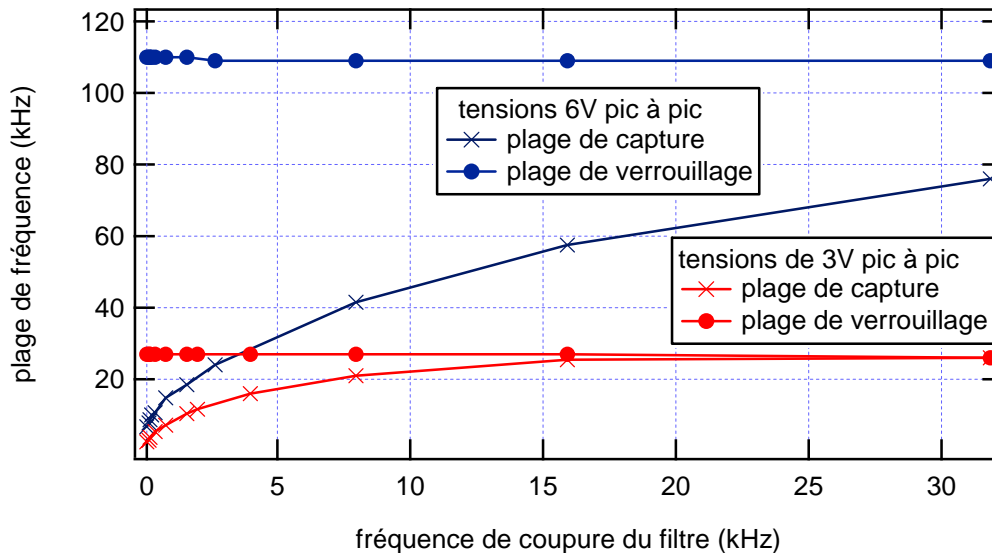
II.1. Effet de la fréquence de coupure du filtre sur la plage de capture.

On envoie un signal triangulaire symétrique, de fréquence 120 mHz, d'amplitude crête à crête 10V sur l'entrée externe de wobulation d'un générateur 33220. Ce dernier va moduler en fréquence. On choisit une fréquence de porteuse de 100 kHz. On valide « modulation externe » et on prend une profondeur de modulation de 100 kHz. La fréquence va alors balayer une plage de 200 kHz de large, centrée sur la fréquence centrale de 100 kHz. Sur la voie X de l'oscilloscope, on applique le signal triangulaire (image de la fréquence d'entrée) et sur la voie Y, on envoie l'entrée du V.C.O. de notre PLL. On passe en mode XY. Avec les curseurs de l'oscilloscope de série HP54600, on sait que la plage totale de variation de fréquence d'entrée est 200 kHz, on passe en % et on force la plage totale de variation de fréquence à 100%. Il ne reste plus ensuite à estimer les plages de capture et de verrouillage, que l'écart des curseurs donne comme fraction de la plage de 200kHz. Expérimentalement, on obtient une figure de forme suivante :



On fixe la tension d'entrée de la boucle et la tension de sortie du V.C.O. à une valeur identique. Par la suite, nous ferons des mesures pour 3V crête puis 1,5V crête. La valeur de ces tensions a une influence sur la taille de la plage de verrouillage en modifiant la caractéristique du V.C.O.. Il faut noter que le suiveur, qui n'est pas indispensable au fonctionnement de la boucle, doit être impérativement utilisé si on cherche à avoir des résultats quantitatifs.

En faisant varier la fréquence de coupure du filtre au moyen d'une résistance variable calibrée allant de 500Hz à 200kHz et en travaillant avec une capacité de 10 nF, on observe l'évolution de la plage de capture et de la plage de verrouillage. Sur la figure suivante, on présente les évolutions de ces paramètres pour les deux valeurs d'amplitude des tensions.



On constate évidemment que la plage de capture est toujours inférieure à la plage de verrouillage.

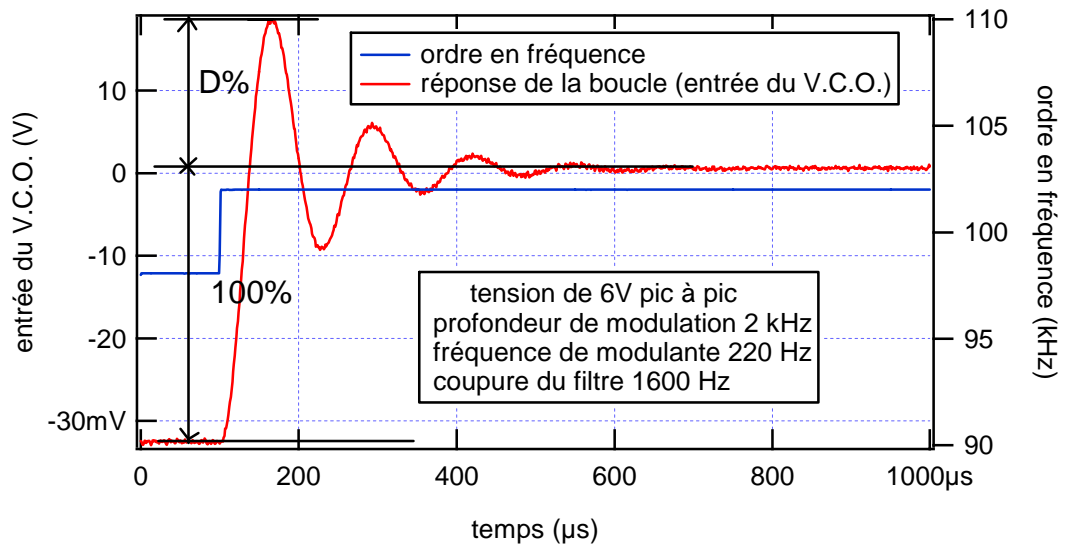
La plage de verrouillage est plus grande lorsque les amplitudes sont plus fortes. Pour les tensions de 1,5V crête, la tension maximale de sortie du comparateur est 0.11. C'est le comparateur de phase qui fait décrocher et le décrochage se fait en dehors de la plage d'environ 26 kHz de large centrée sur 100kHz. Pour des tensions de 3V crête, la tension maximale de sortie du comparateur de phase est 0.45V, ce qui signifie que c'est encore ce dernier qui sera à l'origine du décrochage. Compte tenu de la caractéristique du V.C.O. relevée précédemment, le décrochage doit survenir en dehors d'une plage d'environ 110kHz de large centrée sur 100kHz, ce qui est conforme à nos observations. En travaillant avec des amplitudes de tension plus fortes, on va finir par faire apparaître le comportement non linéaire du V.C.O. sur les basses fréquences. Dans ce cas, c'est le V.C.O. qui fixera la limite basse de la plage de verrouillage.

La plage de capture est en général supérieure à $2.F_c$ ce qui s'explique simplement par le fait que le filtre ne coupe pas abruptement. Elle finit par « saturer » pour les fortes valeurs de F_c puisque dans ce cas elle sera limitée par la plage de verrouillage. Contrairement à ce qu'on pourrait attendre avec les explications données en I.3., elle n'évolue pas linéairement avec la fréquence de coupure F_c du filtre passe-bas. La convergence vers zéro est d'autant plus rapide que la fréquence de coupure du filtre est faible, c'est-à-dire que la boucle est lente. On constate donc que la plage de capture dépend notablement de la dynamique de la boucle et que l'explication donnée en I.3. est insuffisante.

II.2. Effet de la fréquence de coupure du filtre sur la dynamique de la boucle.

On applique en entrée de la boucle un signal modulé en fréquence par une modulante en créneau de fréquence 220 Hz et d'amplitude crête à crête de 4 kHz ce qui correspond à une profondeur de modulation de 2kHz. La porteuse est placée à 100 kHz, au plus près de la fréquence centrale du V.C.O. et l'entrée de la boucle comme la sortie du V.C.O. ont des amplitudes crête à crête de 6V. Le signal d'entrée est réalisé avec un générateur Agilent 33220. Comme résistance du filtre passe-bas de la boucle, on prend une résistance variable étalonnée allant de 1kHz à 100kHz et une capacité de 10 nF. Là encore, l'emploi du suiveur est impératif si on cherche à mener une étude quantitative.

On observe l'entrée du V.C.O. à l'oscilloscope et on relève le temps de premier passage à 100% de la réponse asymptotique ainsi que le pourcentage de dépassement (Cf [Rivo]). Expérimentalement, on récupère, après moyennage, des signaux de forme suivante :



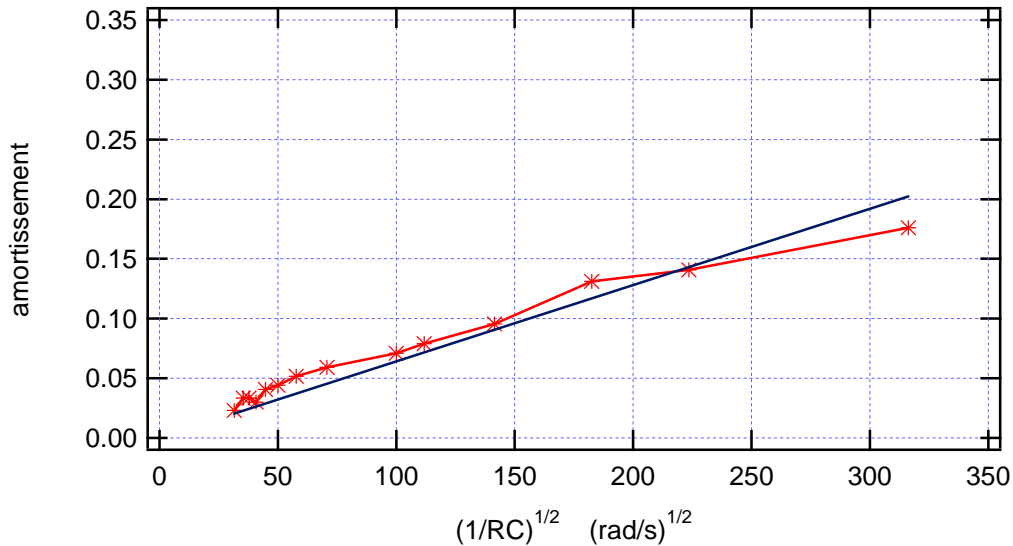
Si D représente le dépassement en %, et $t_{100\%}$ le temps de premier passage à 100% de la réponse asymptotique, pour un système de type passe-bas du second ordre, on a un coefficient d'amortissement m qui vaut

$$m = \frac{\left(\frac{\ln(D/100)}{\pi}\right)^2}{\sqrt{1 + \left(\frac{\ln(D/100)}{\pi}\right)^2}}$$

et une pulsation caractéristique du filtre ω_o qui vaut

$$\omega_o = \frac{(\pi - \text{Arc cos } m)}{t_{100\%} \cdot \sqrt{1 - m^2}}$$

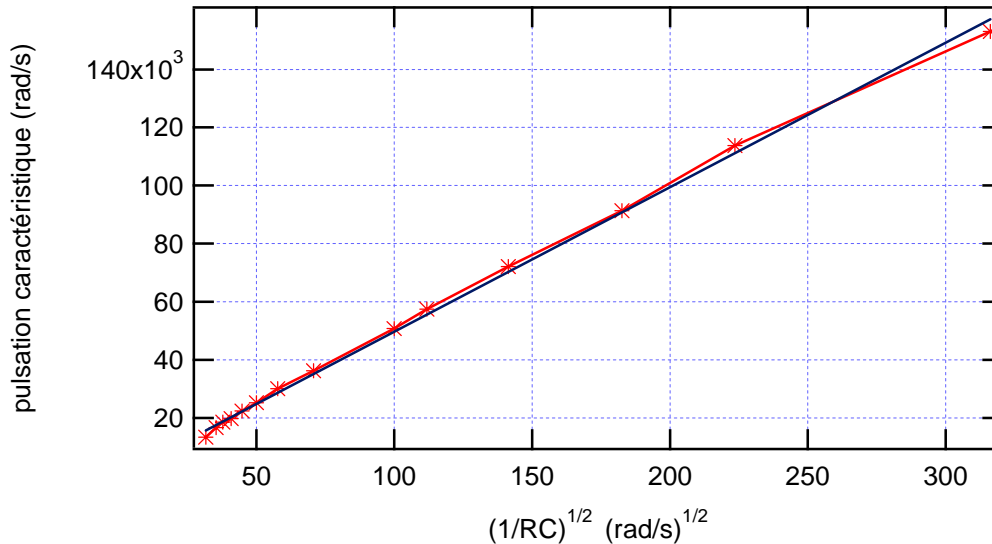
Avec nos relevés expérimentaux et en utilisant les deux formules précédentes, on peut tracer les courbes suivantes sachant que $\tau = RC$ est la constante de temps du filtre passe-bas en sortie du comparateur de phase.



En linéarisant les différents éléments autour de leur point de fonctionnement, on s'attend à avoir un amortissement qui évolue comme

$$m = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot k_{cp} \cdot K_o \cdot \tau}}$$

Si on suppose que l'évolution est linéaire, en ajustant les points expérimentaux, on trouve que $m = k_1 \cdot (1/RC)^{1/2} = (6,4 \cdot 10^{-4} \pm 0,3) \cdot (1/RC)^{1/2}$ (tout en unités S.I.)



En linéarisant les différents éléments autour de leur point de fonctionnement, on s'attend à avoir une pulsation caractéristique ω_0 qui évolue comme

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot k_{cp} \cdot K_o}{\tau}}$$

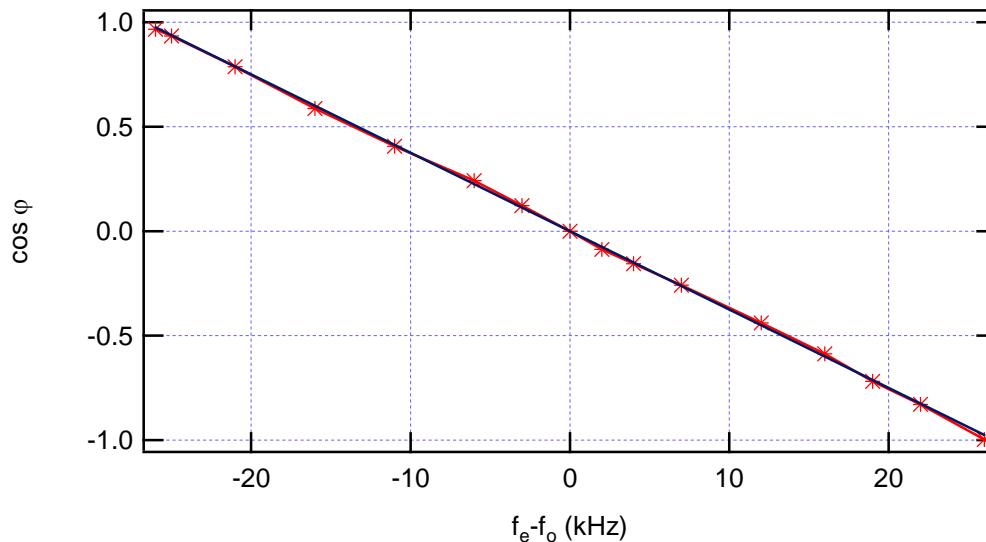
En ajustant les points expérimentaux, si on suppose que l'évolution est linéaire, on trouve que

$$\omega_0 = k_2 \cdot (1/RC)^{1/2} = (497 \pm 4) \cdot (1/RC)^{1/2} \quad (\text{tout en unités S.I.})$$

Le coefficient d'amortissement et la pulsation caractéristique évoluent donc dans le sens attendu en augmentant en $(1/RC)^{1/2}$. Si on compare les coefficients directeurs obtenus par les ajustements, on doit avoir théoriquement $k_1 = 1/(2 \cdot k_2)$. En pratique, cette relation n'est pas strictement vérifiée, mais elle reste correcte en terme d'ordre de grandeur. N'oublions pas toutes les linéarisations effectuées pour arriver aux formules.

II.3. Relation entre le déphasage sortie/entrée et la différence de fréquence $f_e - f_o$

Lorsque la boucle est accrochée, on s'attend à ce que le cosinus du déphasage entre la sortie du V.C.O. et l'entrée de la boucle évolue linéairement avec l'écart entre la fréquence du signal d'entrée notée f_e et la fréquence centrale du V.C.O. notée f_o . On a travaillé avec une tension de 3V crête sur l'entrée et une tension de 1,5V crête en sortie du V.C.O.. Expérimentalement, on constate que la relation attendue est vérifiée de façon satisfaisante.



L'ajustement des points expérimentaux donne

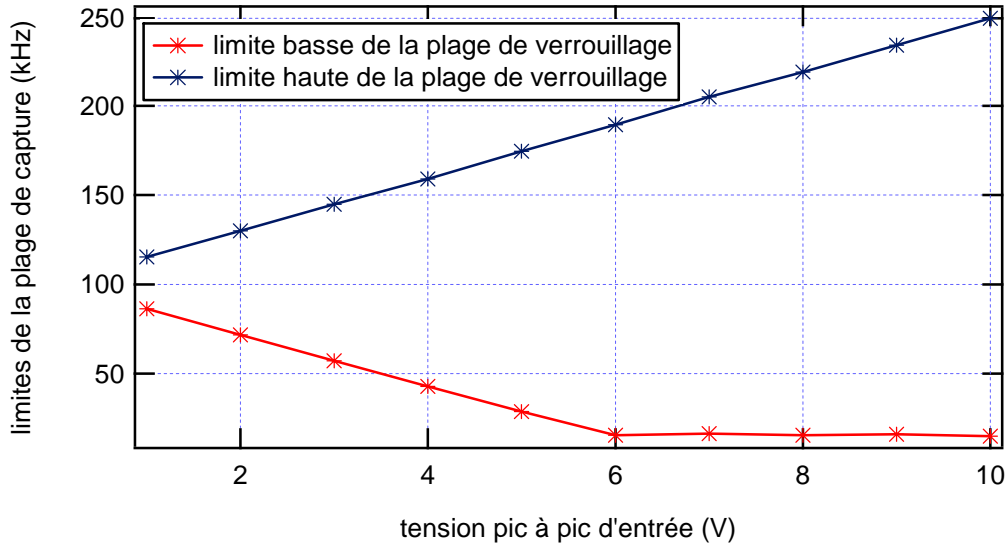
$$\cos \varphi = -(3,75 \pm 0,02) \cdot 10^{-5} \cdot (f_e - f_o) \quad \text{en unités S.I.}$$

Ce résultat est conforme au résultat quantitatif attendu compte tenu des caractéristiques du comparateur de phase et du V.C.O. utilisés.

On observe que lorsque le cosinus atteint -1 ou 1, c'est-à-dire qu'entrée et sortie sont en phase ou en opposition de phase, la boucle décroche. C'est donc le comparateur de phase qui fixe, dans ce cas, la plage de verrouillage.

II.4. Effet de l'amplitude des tensions sur la plage de verrouillage.

Pour réaliser le filtre du comparateur de phase, on choisit $R=10k\Omega$ et $C=10nF$. On fixe l'amplitude du signal de sortie du V.C.O. à 10V pic à pic (5V crête) et on fait varier l'amplitude du signal d'entrée de la boucle. La fréquence centrale du V.C.O. est fixée à $f_0=101kHz$. On va tracer l'évolution des valeurs limites haute et basse de la plage de verrouillage en fonction de l'amplitude pic à pic de l'entrée. On obtient les évolutions suivantes :



Pour une amplitude crête à crête d'entrée inférieure à 6V, les deux limites évoluent de façons symétriques et c'est le comparateur de phase qui fixe la limite de la plage de verrouillage. Cette situation cesse à partir du moment où la tension de sortie du comparateur de phase atteint une valeur proche de -1. C'est alors le V.C.O. qui ne répond plus et qui fait décrocher pour les basses fréquences. En revanche, rien ne change pour les hautes fréquences. Il faut que la tension de sortie du comparateur de phase atteigne une valeur voisine de 4,5V pour que cet effet apparaisse pour la limite haute.

III. Applications.

La boucle à verrouillage de phase est un outil qui va pouvoir être utilisé à travers de très nombreuses applications. Nous allons en présenter deux. La démodulation de fréquence et la reconstruction de porteuse en vue de la réalisation d'une démodulation cohérente.

III.1. Démodulation de fréquence.

a/ Principe de base.

• Si on envoie, en entrée de la boucle, un signal modulé en fréquence, dont une partie du spectre est dans la plage de capture, ce qui autorise l'accrochage, et dont l'ensemble du spectre est tout juste compris dans la plage de verrouillage, alors, l'oscillateur commandé en tension va reproduire le signal modulé en fréquence. L'intérêt de cette opération, c'est que la variation du signal d'entrée de l'oscillateur est proportionnelle à la variation de fréquence du signal de sortie. En effet, puisque la boucle est accrochée, on a

$$f_s(t) = f_o + K_o \cdot u(t)$$

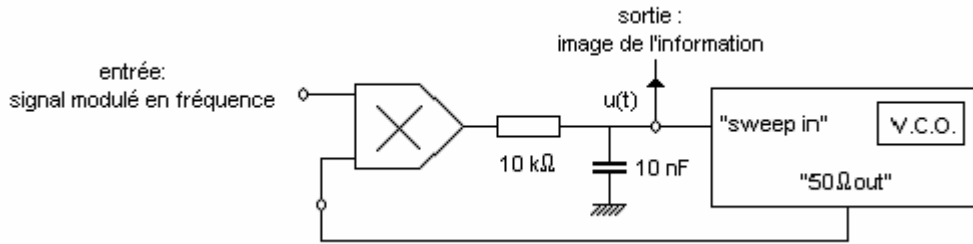
Pour un signal modulé en fréquence si $m(t)$ est l'information, on a également

$$f_s(t) = f_o + k \cdot m(t)$$

Finalement, on peut écrire que

$$u(t) = \frac{f_p - f_o}{K_o} + \frac{k}{K_o} \cdot m(t)$$

Pourvu que la plage de capture et la plage de verrouillage soient correctement adaptées au signal à démoduler, la boucle à verrouillage de phase est donc un démodulateur de fréquence.



- Pour mettre en œuvre rapidement une démodulation de fréquence, on fabrique un signal modulé en fréquence avec une porteuse de quelques dizaines de kHz, d'amplitude 3 volts crête et une profondeur de modulation de quelques kHz. Comme modulante, on prend un simple signal sinusoïdal d'une fréquence voisine de la centaine de Hz. On règle la tension de sortie du V.C.O. à 3V crête et la fréquence centrale sur une fréquence la plus proche possible de celle de la porteuse.

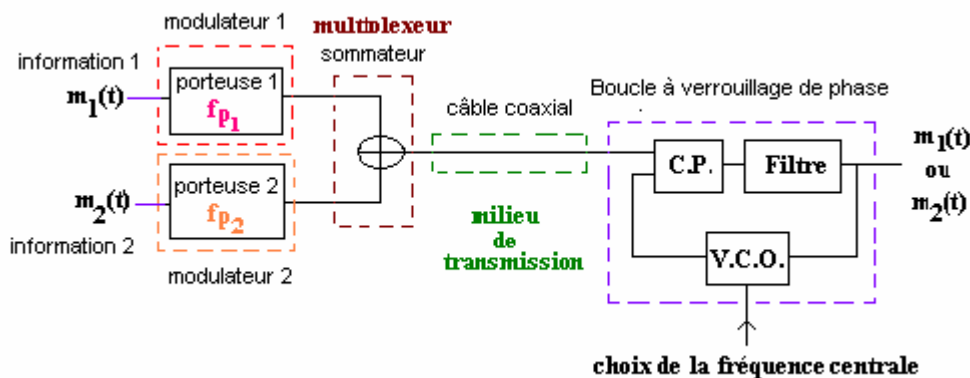
On envoie alors le signal modulé sur la boucle, on synchronise sur la modulante, et on observe l'entrée du V.C.O. qui doit nous restituer une image du modulant. Il faut noter que le niveau des tensions joue sur la plage de verrouillage. Il faut souvent un peu d'ajustage pour obtenir un résultat correct. On peut également essayer une modulante en triangles ou en créneaux. Pour une fréquence de modulante trop élevée, la boucle va filtrer. Pour observer cet effet, on peut prendre une modulante en créneaux et augmenter sa fréquence jusqu'à quelques kHz.

b/ Application dans le cas d'un démultiplexage.

Avec un tel système, on peut proposer une expérience permettant de réaliser un multiplexage avec deux signaux modulés en fréquence. Pour réaliser chaque signal modulé, on utilise un V.C.O. en appliquant le signal informatif sur l'entrée de balayage. Les signaux informatifs peuvent être pris sur la sortie analogique d'un walkman ou d'une radio. Comme V.C.O., les générateurs Agilent 33220 sont très pratiques pour ce type d'expérience, en raison de la grande finesse du réglage de la fréquence de porteuse et du réglage intégré de l'amplitude de modulation.

L'amplitude des signaux modulés est fixée à 2,5V crête et la profondeur de modulation est choisie égale à 2kHz. On règle l'amplitude de sortie des sources de signaux sonores afin que notre système démodule correctement chacun d'entre eux. Les porteuses de modulation sont choisies assez éloignées pour permettre une démodulation plus simple (on choisira 100kHz et 200kHz). En effet, si ces fréquences sont trop proches, on risque d'avoir un chevauchement des signaux modulés dans le domaine spectral.

Les deux signaux modulés sont additionnés. Pour cela, on utilise le comparateur du boîtier comparateur correcteur ENSC325 avec un correcteur proportionnel de gain 1 (deux inverseurs en cascade). On les transmet en même temps dans un câble coaxial qui est connecté à l'entrée de la boucle à verrouillage de phase. On peut observer en FFT le signal dans le câble et constater que l'on obtient effectivement deux spectres disjoints.



L'amplitude du signal de sortie du V.C.O. est réglée à 1,5V crête environ. Sur la boucle, il suffit de régler la fréquence centrale du V.C.O. de la boucle sur une valeur proche de f_{p1} ou de f_{p2} pour récupérer respectivement $m_1(t)$ ou $m_2(t)$. La sortie de la boucle (entrée du V.C.O. dans ce cas) est envoyée sur un amplificateur de puissance relié à un haut parleur.

Il faut noter que l'étape qui consiste à démoduler sur les deux canaux avec la même boucle est délicate et il qu'il faut souvent ajuster les différents niveaux de tension et la fréquence centrale avant d'avoir un résultat correct.

Une fois que l'expérience fonctionne correctement, on peut essayer, alors que l'on démodule sur une voie, de rapprocher la porteuse de l'autre voie, afin d'observer l'effet de superposition des spectres dans le canal de

transmission. On constate que le son restitué est très perturbé, ce qui souligne l'importance d'un transport de l'information dans des plages de fréquences disjointes. Cette expérience est présentée sur un film associé.

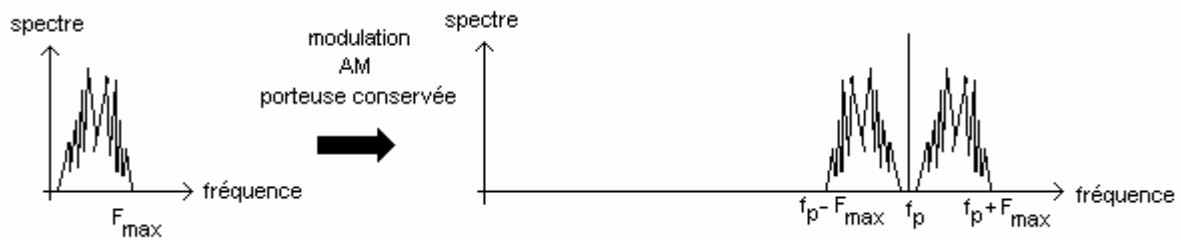
III.2. Reconstruction de porteuse : application à la démodulation d'amplitude.

a/ Principe de base.

Le spectre d'un signal modulé en amplitude, à porteuse conservée est de forme suivante :

$$s_m(t) = S_o \cdot (1 + m(t)) \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot t)$$

si $m(t)$ représente l'information et f_p la fréquence de porteuse



Pour démoduler un tel signal, on peut envisager de réaliser une détection cohérente. Pour cela, on multiplie le signal modulé par un signal sinusoïdal à la même fréquence que la porteuse, déphasé de φ par rapport à la porteuse de démodulation, ce qui nous donne un signal $s_i(t)$ (le facteur $1/10$ représente le gain du multiplieur).

$$s_i(t) = S \cdot (1 + m(t)) \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot t) \cdot \frac{1}{10} \cdot S_d \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot t + \varphi) = \frac{S \cdot S_d}{20} \cdot (1 + m(t)) \cdot (\cos \varphi + \cos(4\pi \cdot f_p \cdot t + \varphi))$$

Ensuite on filtre pour éliminer les fréquences voisines de $2 \cdot f_p$ et récupérer l'information à une constante près.

$$s_d(t) = \frac{S \cdot S_d}{20} \cdot (1 + m(t)) \cdot \cos \varphi$$

On constate que pour récupérer un signal non nul, il faut éviter que la porteuse de démodulation soit en quadrature de phase par rapport à la porteuse de modulation.

b/ Travail expérimental.

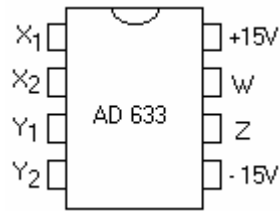
Expérimentalement, on va utiliser un générateur Agilent 33220 pour moduler par un signal externe issu de la sortie analogique d'une radio qui nous restitue une image électrique du signal audio (plage de fréquence occupée allant de quelques Hz à quelques kHz). On prend une profondeur de modulation de 80% afin d'avoir une amplitude de modulation suffisante.

La boucle à verrouillage de phase est réglée avec une tension de sortie du V.C.O. de 1,5V crête environ. La fréquence centrale du V.C.O. est réglée le plus finement possible sur 100kHz. La boucle est choisie pour avoir une plage de capture qui contient la porteuse et une plage de verrouillage assez étroite pour ne pas accrocher d'autres fréquences. Pour le filtre de la boucle, on prend $R=100k\Omega$ et $C=10nF$.

Pour réaliser la détection cohérente, on utilise la deuxième ligne multiplieur/filtre passe-bas de la maquette ENSC336 (la même que celle utilisée pour faire le comparateur de la boucle). Sur l'une des entrées du multiplieur, on envoie le signal modulé en amplitude à porteuse conservée. Sur l'autre, on envoie la sortie du V.C.O. de la boucle, qui doit restituer un signal à la même fréquence que la porteuse. On veillera cependant à ce que la porteuse reconstruite ne soit pas en quadrature de phase avec celle utilisée pour la modulation. Pour cela, on fera en sorte de décaler légèrement la fréquence de porteuse de modulation avec la fréquence centrale du V.C.O.. Ce décalage sera réalisé sur la porteuse de modulation, car le réglage de fréquence peut être effectué très finement. Dans les conditions d'expérience choisies, il s'agit d'un décalage de quelques centaines de Hz, ce qui est faible devant la porteuse.

Cette expérience est présentée sur un film associé au dossier.

Annexe : brochage du multiplieur AD633.



La relation entre les différentes entrées et la sortie est telle que

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z$$

En pratique, on mettra X_2 et Y_2 à la masse et se contentera de X_1 et de Y_1 comme entrée. L'entrée Z sera elle aussi mise à la masse si on cherche à faire un simple produit (ne surtout pas laisser X_2, Y_2 et Z « en l'air »)

- La réponse en fréquence de ce composant commence à se dégrader au-delà de 100 kHz.
- Il faut faire attention aux saturations si les tensions d'entrée deviennent trop importantes

Bibliographie.

- [More] « Transmission de signaux », C. More, Tec & Doc
- [Cout] « Boucle à verrouillage de phase et applications » G. Couturier, Dpt GEII Bordeaux I.
- [Rivo] « Cours d'automatique », Tome2, Rivoire & Ferrier, Eyrolles, Annexe sur les caractéristiques des filtres passe-bas du second ordre, pages 151-154.
- [Jour] TP Phytem sur la modulation d'amplitude et de fréquence, B Journet (téléchargeables sur le site de la licence phytem à l'adresse <http://www.phytem.ens-cachan.fr/coursenligne1A.htm>).

Liste de matériel.

Deux générateurs synchronisables Agilent 33220
Un générateur Thandar ENSC131 (pour le V.C.O.).
Maquette démultiplexage ENSC336-2 (pour le comparateur de phase).
Maquette comparateur/correcteur ENSC 325 (pour sommer les signaux après multiplexage)
Une alimentation +15V/-15V pour l'alimentation des éléments électroniques
Un oscilloscope avec connexion GPIB/USB
Adaptateur GPIB/USB
Un amplificateur de puissance Phytex (ENSC300)
Un haut-parleur.

Version du 01-05-2006