

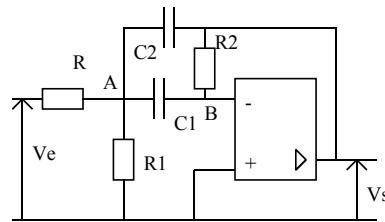
## FILTRAGE

### I Réalisation d'un filtre passe-bande

Il est possible de réaliser des filtres passe-bande par association en cascade d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas, du type de ceux étudiés précédemment en TP-cours.

On peut aussi réaliser des filtres passe-bande dits "à filtre unique" tels que celui représenté ci-après conduisant au transfert :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{-R_2/R}{1 + \frac{C_1}{C_2} + jR_2C_2\omega + \frac{1 + \frac{R_1}{R}}{jR_1C_1\omega}}$$



Cette expression s'obtient, par exemple, en appliquant le théorème de Millman aux points A d'une part et B d'autre part.

Un calcul un peu pénible donne les valeurs théoriques de la fréquence de résonance  $\omega_0$  (donnant  $|\underline{H}(j\omega)|$  maximum) et les fréquences de coupure du montage  $\omega_1$  et  $\omega_2$  (à partir de l'équation :  $|\underline{H}(j\omega)| = \frac{|\underline{H}(j\omega)|_{\max}}{\sqrt{2}}$ ).

On prendra :  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  ;  $R = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = C = 22 \text{ nF}$  (boîtes à décades).

La fréquence de résonance vaut  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 727 \text{ Hz}$  et les fréquences correspondant aux pulsations de coupures  $\omega_1$  et  $\omega_2$  valent

respectivement :  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = 658 \text{ Hz}$  et  $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = 803 \text{ Hz}$  (facteur de qualité  $Q = 5$ ).

#### Etude expérimentale :

- Réaliser le montage. Vérifier qualitativement son fonctionnement par une exploration rapide en fréquence.
- Vérifier la valeur de la fréquence de résonance  $f_0$  et des fréquences de coupures  $f_1$  et  $f_2$ .

### II Utilisation du filtre

Le but de cette partie est d'extraire d'un signal périodique quelconque, à l'aide du filtre, un signal sinusoïdal.

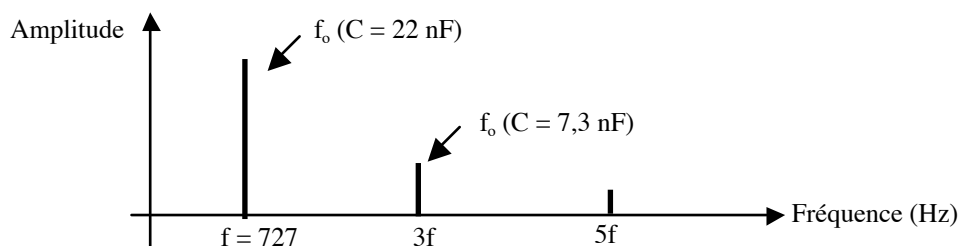
Appliquer à l'aide du GBF une tension rectangulaire de fréquence  $f \approx 730 \text{ Hz}$  à l'entrée du filtre.

Vérifier que le signal à la sortie du filtre n'est plus rectangulaire et qu'il se rapproche d'un signal sinusoïdal à la fréquence  $f = f_0$  (le signal serait parfaitement sinusoïdal avec un filtre idéal dont le facteur de qualité tendrait vers l'infini).

Pour tester la qualité du filtrage, effectuer successivement la décomposition en série de Fourier des signaux d'entrée et de sortie à l'aide du logiciel « Synchronie<sup>®</sup> » et de la carte d'acquisition reliée à l'ordinateur. Vérifier que les amplitudes des harmoniques du signal ont été fortement atténuées par le filtre (la décomposition est en général améliorée par la sélection d'une période du signal).

Prendre maintenant  $C_1 = C_2 = C = 7,3 \text{ nF}$  (boîtes à décades) en conservant les mêmes valeurs des résistances des résistors, et bien sûr la même fréquence  $f$  du signal d'entrée ( $\approx 730 \text{ Hz}$ ).

On a alors  $f_0 = 2191 \text{ Hz} \approx 3.f$  avec toujours  $Q = 5$ . Vérifier que le filtre extrait alors l'harmonique 3 du signal d'entrée, c'est-à-dire qu'il atténue cette fois-ci le fondamental et les harmoniques de rang supérieur à trois.



Spectre (décomposition en série de Fourier) du signal créneau

Recommencer l'ensemble des opérations avec un signal triangulaire.

Comparer dans chaque cas le résultat obtenu au signal appliqué. Discuter par rapport au but poursuivi (extraction d'un signal sinusoïdal).

Remarque : En deuxième année, l'emploi de filtres plus performants (filtre à capacités commutées) permettra d'obtenir des circuits nettement plus sélectifs ( $Q \approx 100$ ).

### III Démodulation par multiplieur

Le principe de la modulation d'amplitude pour la transmission d'une information a été étudié dans un TP-cours antérieur. La démodulation avait alors été réalisée par le montage « détecteur de crête ». Il s'agit ici de s'intéresser à une autre façon de réaliser cette même opération, en utilisant cette fois-ci un multiplieur et un filtre. Cette technique, appelée « détection synchrone » est la plus utilisée et est nécessaire lorsque le signal est fortement parasité ou lorsque le taux de modulation est important.

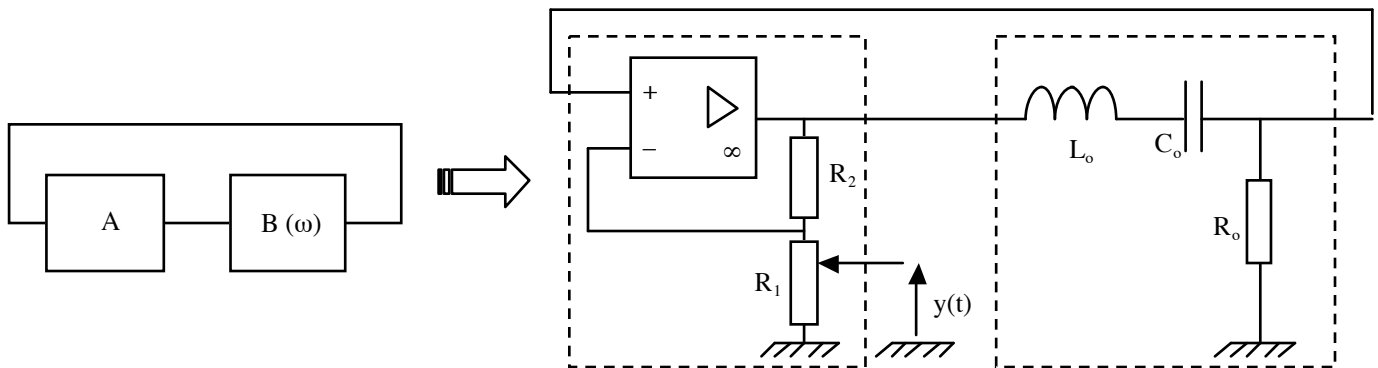
On reverra préalablement le principe général de la modulation d'amplitude sur le TP-cours « Diode » (IV 1) pages 5 et 6).

#### 1) Production d'un signal sinusoïdal

La porteuse, signal sinusoïdal de haute fréquence servant de support pour la transmission de l'information, sera produite par un oscillateur « quasi-sinusoïdal ».

Le principe général de ce type de montage est indiqué dans le TP « Oscillateurs » (II 1) page 3).

L'amplificateur de gain A indépendant de la fréquence est réalisé par un montage amplificateur non-inverseur avec AO, et le quadripôle de gain B( $\omega$ ) dépendant de la fréquence est obtenu par un circuit  $R_o L_o C_o$  série en sortie sur  $R_o$ .



On prendra une bobine sans noyau de fer avec  $L_o \approx 125mH$ , et on ajustera  $C_o (\approx 2nF)$  de façon à obtenir une porteuse de fréquence  $f_{HF} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = 10kHz$  (fréquence de résonance du quadripôle).

$R_o = 1k\Omega$ ,  $R_1$  est réalisée avec un potentiomètre de  $10k\Omega$  ce qui permet d'avoir un signal de sortie sinusoïdal  $y(t)$  d'amplitude réglable, et  $R_2$  (boîte à décades) sera ajustée à la valeur minimale permettant le démarrage des oscillations (obtention de la condition  $AB = 1^+$ ).

Vérifier le bon fonctionnement de ce montage. **Le conserver pour la suite.**

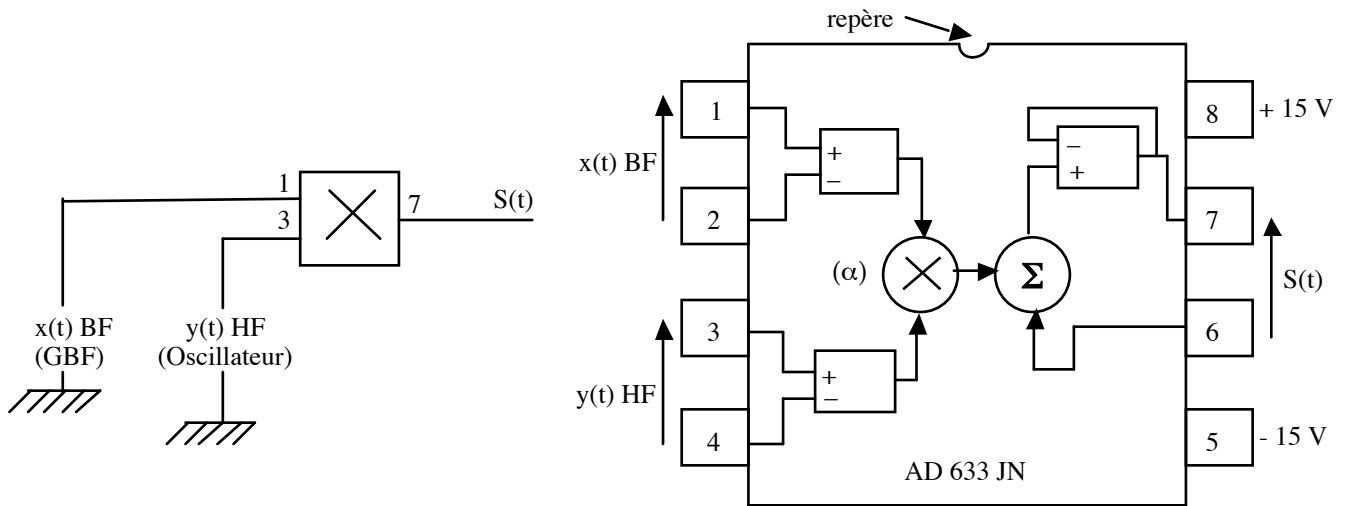
#### 2) Production du signal modulé en amplitude

Cette opération est réalisée au niveau de l'émetteur par un premier multiplieur analogique intégré AD 633 JN : voir le TP-cours « Diode » (IV 2) page 6).

La modulation, sinusoïdale pour l'instant, notée  $x(t)$ , sera délivrée par un GBF ; elle aura une fréquence de  $f_{BF} = 100Hz$ .

Le câblage du multiplieur est le suivant (attention à l'orientation du composant définie par le repère) :

- ↻ + 15 V sur la borne 8 et - 15 V sur la borne 5 pour son alimentation (la même que celle de l'AO précédent) ;
- ↻ bornes 2 et 4 à la masse ;
- ↻ signal modulant  $x(t)$  BF appliqué sur 1 et porteuse  $y(t)$  HF délivrée par l'oscillateur précédent sur 3 : on réalise alors l'opération  $\alpha.BF.HF$  conformément au schéma fonctionnel ci-dessous ( $\alpha = 0,1 V^{-1}$ ) ;
- ↻ borne 6 reliée à la masse pour obtenir  $S = \alpha.BF.HF$  (modulation sans porteuse) ou borne 6 reliée à la borne 3 pour obtenir  $S = \alpha.BF.HF + HF$  (modulation avec porteuse).
- ↻ sortie en 7.



Vérifier à l'aide de la carte d'acquisition et du logiciel « Synchronie » que le signal S(t) a bien l'allure souhaitée et que son spectre d'amplitude comporte bien les pics attendus :

↳ Modulation sans porteuse :

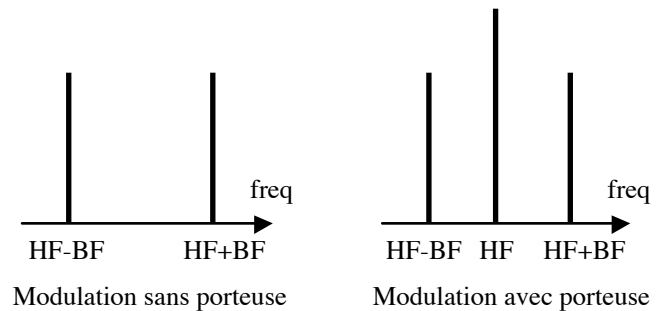
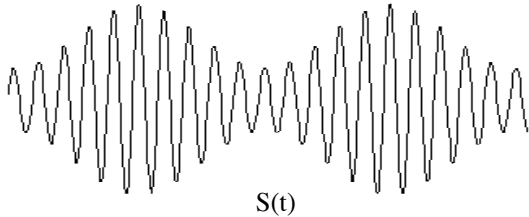
En prenant  $x = A \cos \omega_{BF}t$  et  $y = B \cos \omega_{HF}t$ ,

$$\text{on obtient } S = \alpha xy = \alpha AB \cos \omega_{BF}t \cos \omega_{HF}t = \frac{\alpha AB}{2} [\cos(\omega_{HF} + \omega_{BF})t + \cos(\omega_{HF} - \omega_{BF})t]$$

↳ Modulation avec porteuse :

on obtient cette fois ci  $S = \alpha xy + y = \alpha AB \cos \omega_{BF}t \cos \omega_{HF}t + B \cos \omega_{HF}t$

$$S = \frac{\alpha AB}{2} [\cos(\omega_{HF} + \omega_{BF})t + \cos(\omega_{HF} - \omega_{BF})t] + B \cos \omega_{HF}t$$



### 3) Démodulation

#### a) Principe

Reprenons par exemple le signal  $S = \frac{\alpha AB}{2} [\cos(\omega_{HF} + \omega_{BF})t + \cos(\omega_{HF} - \omega_{BF})t]$  modulé en amplitude (sans porteuse).

On s'intéresse au signal S'(t) obtenu au niveau du récepteur en le multipliant par la porteuse  $y = B \cos \omega_{HF}t$  à l'aide d'un multiplieur identique à celui utilisé pour la modulation (coefficient  $\alpha$  identique).

En utilisant un calcul analogue à celui effectué pour obtenir précédemment S(t), déterminer le spectre d'amplitude de S'(t) ; on montrera en particulier l'existence d'un pic correspondant à la fréquence de la modulation et d'autres de fréquences beaucoup plus élevées que l'on précisera.

On veut alors "récupérer" l'information contenue dans la modulation. Il faut donc conserver le pic correspondant dans le spectre de S'(t) tout en éliminant les autres pics situés à des fréquences supérieures.

Pour cela, on utilise un filtre passe-bas de fréquence de coupure  $f_0$ .

Proposer, d'après l'étude précédente, un ordre de grandeur de  $f_0$  permettant de réaliser l'opération souhaitée.

Donner alors le spectre d'amplitude du signal obtenu, noté S''(t).

b) Réalisation

On considère le filtre passe-bas d'ordre 2 ci-contre (quadripôle RLC série en sortie sur C).

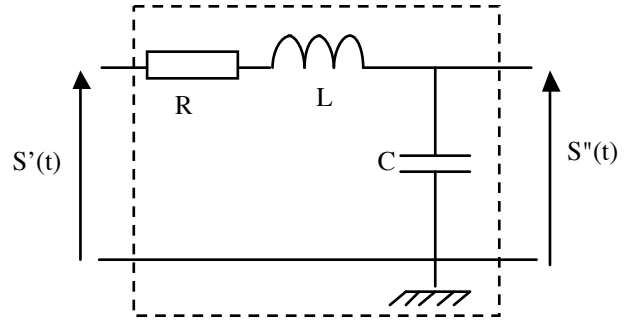


Montrer que la fonction de transfert s'écrit :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - u^2 + \frac{ju}{Q}}$$

avec  $u = \frac{\omega}{\omega_o}$ ,  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  et  $Q = \frac{L\omega_o}{R}$ .

On prendra C = 10 nF (boîte à décades) et L = 1H (boîtes à décades).

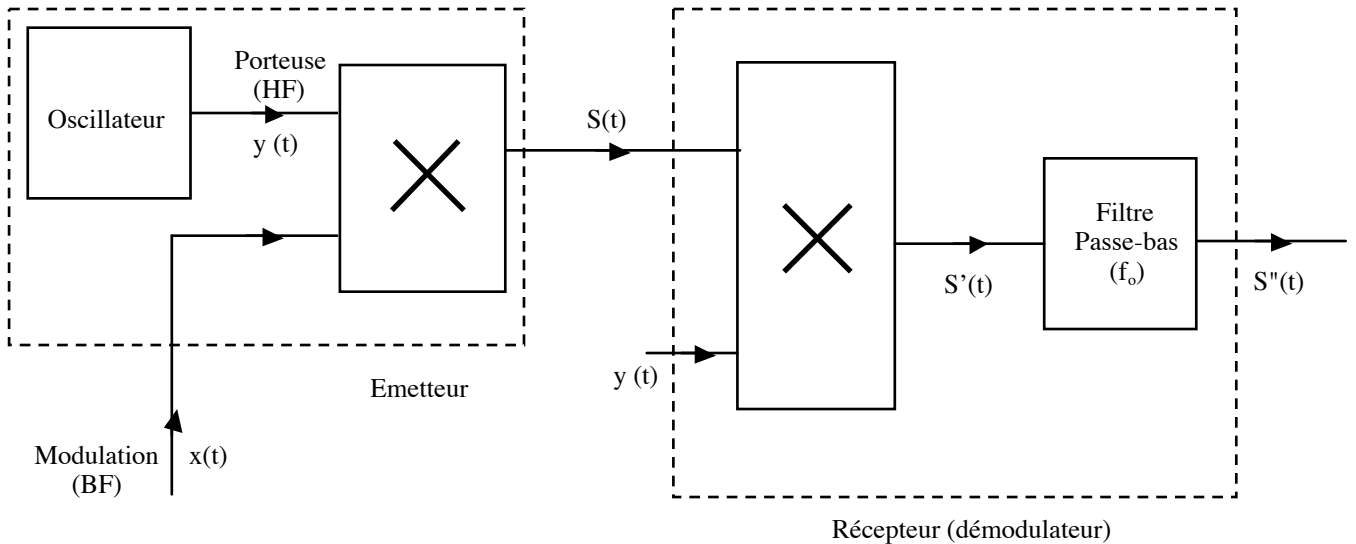


Quelle valeur de R doit-on prendre de façon à avoir  $Q \approx \frac{1}{\sqrt{2}}$  et donc  $|H| = \frac{1}{\sqrt{1+u^4}}$  ?



Tracer l'allure de la courbe de gain en diagramme de Bode en la justifiant rapidement et calculer la fréquence de coupure  $f_o$  (vérifier la cohérence avec la valeur précédemment déterminée dans le paragraphe précédent).

Câbler la totalité du dispositif (on réalisera une modulation sans porteuse ; le signal  $y(t)$  appliqué au multiplieur contenu dans le récepteur sera fourni par l'oscillateur de l'émetteur) :



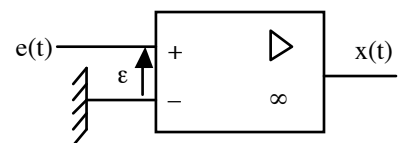
Vérifier que la décomposition en série de Fourier du signal  $S'(t)$  est conforme au calcul théorique du paragraphe précédent. Vérifier que le signal  $S''(t)$  ainsi que sa décomposition sont cohérents avec ce qui est attendu, à savoir que le récepteur permet d'extraire la modulation BF du signal modulé  $S(t)$ , en le comparant au signal  $x(t)$  injecté dans l'émetteur.

**Conserver l'ensemble du dispositif pour la suite.**

4) Modulation par un signal carré

Il s'agit de produire un signal BF carré. Une possibilité serait d'utiliser un oscillateur de relaxation : voir le TP « Oscillateurs »(I). On se propose plutôt ici de transformer le signal BF précédent sinusoïdal en un signal carré.

Réaliser le montage ci-contre appelé « comparateur simple » (alimentation +15V/-15V commune avec les autres circuits intégrés) et vérifier qu'il permet d'obtenir, à partir d'un signal  $e(t)$  sinusoïdal délivré par un GBF, un signal  $x(t)$  carré de même fréquence (on prendra une fréquence de 100 Hz). On relèvera sur un même graphe l'allure des signaux  $e(t)$  et  $x(t)$  en concordance de temps. On relèvera aussi l'allure du graphe  $x(e)$ . On notera au passage l'existence d'un léger phénomène d'hystérésis à plus haute fréquence (500 Hz par exemple) provoquant un dédoublement de la partie verticale du graphe  $x(e)$ . Il ne s'agit pas ici d'un phénomène souhaité et du au montage lui même comme obtenu avec le comparateur à hystérésis (on se reportera le cas échéant au TP-cours « Amplificateur opérationnel »), mais d'un phénomène subi du à la fréquence (vérifier sa disparition à basse fréquence, ce qui n'était pas le cas avec le comparateur à hystérésis).



En l'absence de rétroaction, l'AO fonctionne ici en régime non linéaire (comme pour le comparateur à hystérésis).

Vérifier que le comportement de l'AO en régime saturé permet d'interpréter le signal obtenu. Pour ce faire, on étudiera le signe de  $\epsilon = E^+ - E^-$ .

Utiliser ce dispositif pour produire, à partir du signal sinusoïdal  $e(t)$  délivré par le GBF, un signal modulant  $x(t)$  carré de fréquence 100 Hz, et l'injecter dans l'émetteur à la place du signal sinusoïdal.

Refaire alors l'ensemble des observations demandées précédemment (signaux  $S(t)$ ,  $S'(t)$  et  $S''(t)$  ainsi que leurs décompositions), et vérifier *in fine* l'extraction de cette modulation en créneaux.

### 5) Problème de cohérence

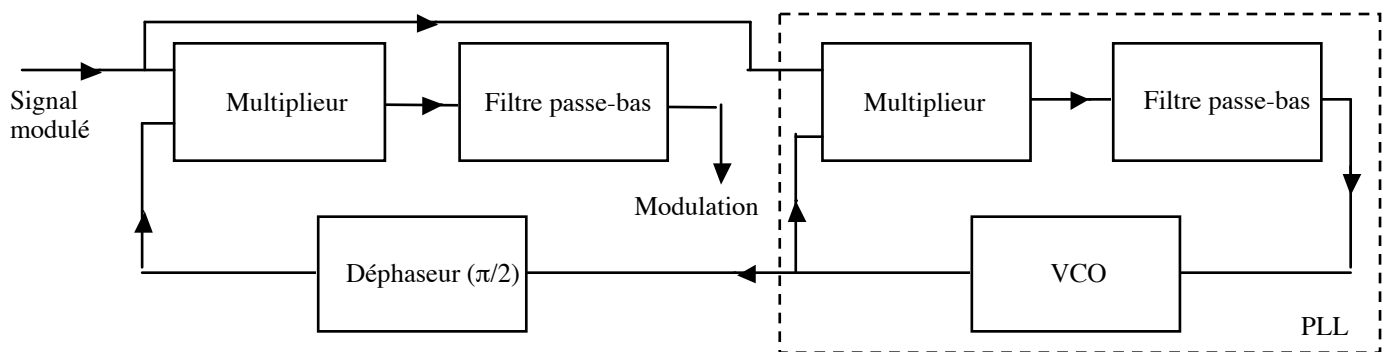
On remarquera que cette technique de démodulation nécessite l'utilisation de la porteuse  $y(t)$  au niveau du récepteur. Il est cependant peu réaliste de la transporter jusqu'au système démodulateur, émetteur et récepteur pouvant être séparés d'une très grande distance.

En conséquence, remplacer le signal  $y(t)$  fourni initialement au démodulateur par l'oscillateur de l'émetteur, par celui fourni par un deuxième GBF produisant un signal sinusoïdal de fréquence  $f_{HF} = 10kHz$ .

Est-il possible comme précédemment dans ce cas de "récupérer" en sortie du démodulateur la modulation ?

Le problème est le suivant. L'« oscillateur local » (second GBF dans la manipulation précédente) ne produit pas une porteuse au niveau du récepteur exactement de même fréquence et en phase avec la porteuse d'origine. On dit alors que la démodulation n'est pas cohérente, et il est alors impossible de récupérer le signal modulant.

En pratique, on utilise une boucle à verrouillage de phase, ou PLL (Phase Locked Loop) permettant l'asservissement de la phase. Le schéma de principe de la démodulation synchrone devient donc :



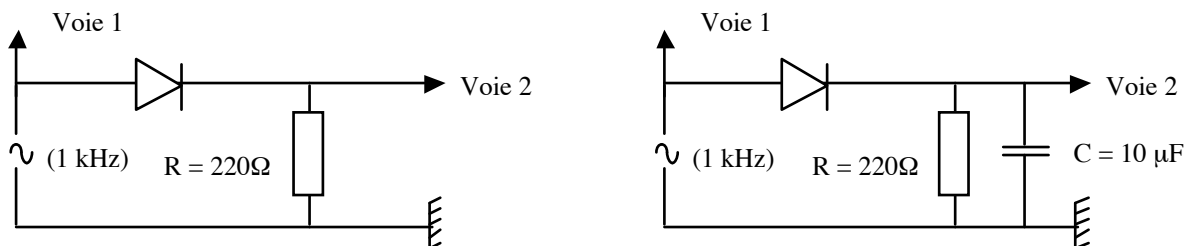
Le multiplieur de la PLL est un comparateur de phase (sa tension de sortie est proportionnelle à l'écart de phase entre les deux signaux qui lui sont appliqués). Le VCO (Voltage Control Oscillator) est un oscillateur commandé en tension (il fournit un signal d'amplitude constante dont la fréquence varie proportionnellement à la tension injectée).

### IV Retour sur la diode et le détecteur de crête (TP-cours « Diode »)

On considère le montage de gauche ci-dessous constitué par l'association série d'un résistor de résistance  $R = 220 \Omega$  et d'une diode, dipôle non linéaire (l'anneau gris sur le composant correspond à la barre sur la représentation symbolique de celui-ci). Il est alimenté par un GBF délivrant un signal purement sinusoïdal d'environ 1 kHz de fréquence.

A l'aide de l'oscilloscope, effectuer la décomposition en série de Fourier de la voie 1, signal fourni par le GBF, et de la voie 2, image du courant traversant le circuit (on ne peut superposer simultanément les deux tracés sur l'écran que si l'un a été mis en mémoire).

Observer l'enrichissement du spectre (augmentation du nombre et de l'amplitude des harmoniques de la voie 2 par rapport à la voie 1) du à la présence d'un composant non linéaire, ici la diode. C'est une règle générale. On remarquera sur sa décomposition que le signal de la voie 1 n'est pas purement sinusoïdal, le GBF débitant en effet dans un circuit de résistance peu supérieure à sa résistance de sortie.



Ajouter un condensateur de capacité  $C = 10 \mu F$  en parallèle sur  $R$  (montage de droite dit « détecteur de crête »). Vérifier que la voie 2 se rapproche d'une tension continue avec une faible ondulation résiduelle, à la fois sur le signal lui-même et sur sa décomposition (pic de forte amplitude en 0 Hz et forte atténuation du fondamental et des harmoniques). Ceci est dû au filtrage du signal issu de la diode par le filtre constitué de l'association parallèle RC.