MULTIPLIEUR - DETECTION SYNCHRONE

MATERIEL A DISPOSITION :

- ✓ 1 Oscilloscope Techtronic
- ✓ 1 GBF Métrix
- ✓ 1 GBF ENERTEC
- ✓ Carte d'aquisition pour LATIS-PRO
- ✓ 1 alimentation +15V/-15V
- ✓ AO : TL081
- ✓ 2 multiplieurs AD633
- ✓ 1 plaquette LAB
- ✓ Petits Fils courts
- ✓ Montage déphaseur « tout fait » à 1.6kHz.
- ✓ 1 boite de composants (verte).
- ✓ 1 multimètre FLUKE.
- ✓ 1 diode à jonction libres 1N4007
- ✓ Condensateurs libres : 3,3nF ; 10nF ; 100nF ; 1µF
- ✓ Résistances libres : 220Ω ; 1kΩ ; 1,5kΩ ; 4,7kΩ ; 100kΩ
- ✓ 2 câbles coaxiaux + prises en « T »
- ✓ Les notices des oscilloscopes, des GBF, des multimètres.

PREREQUIS :

- ✓ Décomposition d'un signal périodique en série de Fourier, spectre de Fourier.
- ✓ Filtres passe-bas, filtres passe-haut.
- ✓ Détecteur de crête.
- ✓ Notion de valeur efficace, valeur efficace vraie.

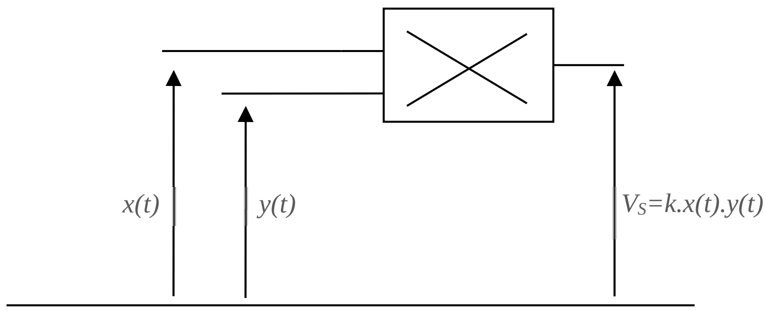
TRAVAIL A EFFECTUER :

- ✓ Proposer un protocole permettant de déterminer la valeur efficace d'un signal sinusoïdal. Justifier si ce montage permet de déterminer une valeur efficace vraie.
- ✓ Mettre en œuvre ***une chaîne de modulation d'amplitude puis de démodulation***. Comparer les performances de la démodulation par détecteur de crête et par détection synchrone. Étudier notamment le cas de la surmodulation.
- ✓ Proposer un protocole permettant de déterminer l'impédance d'une bobine par détection synchrone.

DOCUMENT 1 : LE MULTIPLIEUR ANALOGIQUE.

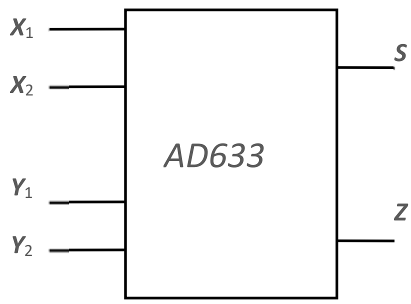
Un multiplieur analogique est un composant électronique permettant de multiplier 2 tensions x(t) et y(t) pour obtenir le signal de sortie : $s(t) = k.x(t).y(t)$

Le schéma bloc d'un tel opérateur est le suivant :



a. LE COMPOSANT :

On utilise un circuit intégré multiplieur analogique AD633.



Les 3 entrées **(X_1-X_2), (Y_1-Y_2), Z** et la sortie **S** sont des tensions.

Il réalise l'opération $\boxed{S = \frac{(X1 - X2).(Y1 - Y2)}{K} + Z}$ où K=10V.

Les tensions d'entrée seront inférieures à 8V pour éviter la saturation.

Pour les manipulations suivantes, Z=0 (mise à la masse).

b. DETERMINATION EXPERIMENTALE DE K.

La méthode la plus simple consiste à élever une tension continue au carré et à mesurer la valeur du signal de sortie.

Pour plus de précision, on peut effectuer plusieurs mesures en faisant varier le signal d'entrée.

c. LIMITES DU COMPOSANT.

Comme tout composant électronique le multiplieur a des limites de fonctionnement :

- ✓ La limitation en tension de sortie.
- ✓ La vitesse de balayage (de l'ordre d'une dizaine de volts par µs pour AD633)
- ✓ La bande passante (de l'ordre du MHz pour AD633)

Des défauts existent également comme une tension de décalage, en générale négligeable).

Document 2 : Detection quadratique.

a. Principe :

Deux entrées x(t) et y(t) sont alimentées par le même GBF : $x(t) = y(t) = e(t) = E_o \cos(\omega t)$ et sont envoyées au multiplieur.

⇒ Le signal de sortie vaut : $s(t) = kE_o^2 \cos^2(\omega t) = \frac{kE_o^2}{2}\left(1 + \cos(2\omega t)\right)$

⇒ Le signal comprend donc :

- ✓ Une composante continue $\frac{kE_o^2}{2}$: c'est la valeur moyenne de s(t)
- ✓ Une composante variable $\frac{kE_o^2}{2}\cos(2\omega t)$ de fréquence double de celle de l'entrée

⇒ Le signal de sortie possède des harmoniques absentes du signal d'entrée : le multiplieur est un composant non linéaire.

b. Detection quadratique :

On veut sélectionner la composante spectrale de fréquence nulle. Pour cela, on place en sortie du multiplieur un passe-bas.

⇒ On obtient en sortie du filtre un signal continu de valeur : $\frac{kE_o^2}{2} \propto \frac{E_o^2}{2}$

Or, sachant que $e(t) = E_o \cos(\omega t)$, on a : $E_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T e(t)dt} = \frac{E_o}{\sqrt{2}}$

Ainsi, $\frac{E_o^2}{2}$ représente la valeur efficace au carré de e(t) c'est à dire la moyenne quadratique du signal d'entrée.

DOCUMENT 3 : DETECTION SYNCHRONE.

a. PRINCIPE

Les entrées x(t) et y(t) sont alimentées par deux GBF différents : $x(t) = E_{01}\cos(\omega_1 t)$ et $y(t) = E_{02}\cos(\omega_2 t + \phi)$

⇒ Le signal de sortie vaut : $s(t) = E_{01}E_{02}.\cos(\omega_1 t).\cos(\omega_2 t + \phi)$

$$\Rightarrow\ s(t) = k\frac{E_{01}E_{02}}{2}\left(\cos((\omega_2+\omega_1)t+\varphi)+\cos((\omega_2-\omega_1)t+\varphi)\right)$$

$$\Rightarrow\ s(t) = k\frac{E_{01}E_{02}}{2}\left(\cos(2\pi(f_2+f_1)t+\varphi)+\cos(2\pi(f_2-f_1)t+\varphi)\right)$$

⇒ Le spectre du signal comporte deux pics de fréquence : $|f_2 - f_1|$ et $f_2 + f_1$ de même amplitude $k\frac{E_{01}E_{02}}{2}$

⇒ Le multiplieur est bien un composant non linéaire.

b. APPLICATION A LA TRANSMISSION DE SIGNAUX :

Cette multiplication de signaux réalise une translation dans l'espace des fréquences. Elle est très utilisée dans le domaine des transmissions.

Soit un signal e(t) (sinusoïdal) que l'on souhaite transmettre mais dont la fréquence f_e est absorbée par le canal de communication. Pour transmettre e(t) correctement, on le multiplie à un signal de porteur de fréquence f_p de façon à ce que $|f_p - f_e|$ ou $f_p + f_e$ soit en dehors de la zone d'absorption du canal.

Pour récupérer le signal, on peut filtrer le signal reçu pour ne garder que $f_p + f_e$. Puis on le multiplie par le signal porteur.

⇒ On obtient un signal constitué des fréquences $2f_p + f_e$ et f_e

⇒ A l'aide d'un filtre passe-bas, on peut récupérer le signal e(t).

c. DETECTION SYNCHRONE.

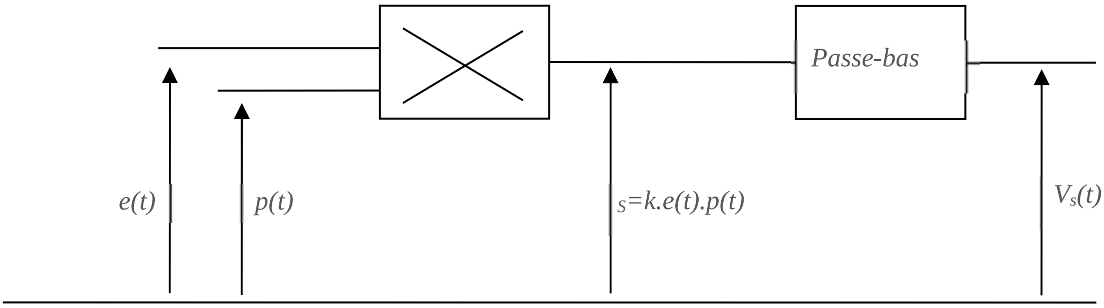
On souhaite analyser un signal $e(t) = E_o\cos(\omega_o t + \phi)$

Pour cela on dispose d'un signal porteur parfaitement connu : $p(t) = P_o\cos(\omega t)$

On place aux entrées d'un multiplieur les signaux e(t) et p(t) et on place à la sortie du multiplieur un filtre passe bas de fréquence de coupure tellement faible qu'il ne laisse passer que le continu (son gain statique étant égal à 1) .

Après le multiplieur, on a : $s(t) = k\frac{P_oE_o}{2}\left(\cos((\omega_o-\omega)t+\phi)+\cos((\omega_o+\omega)t+\phi)\right)$

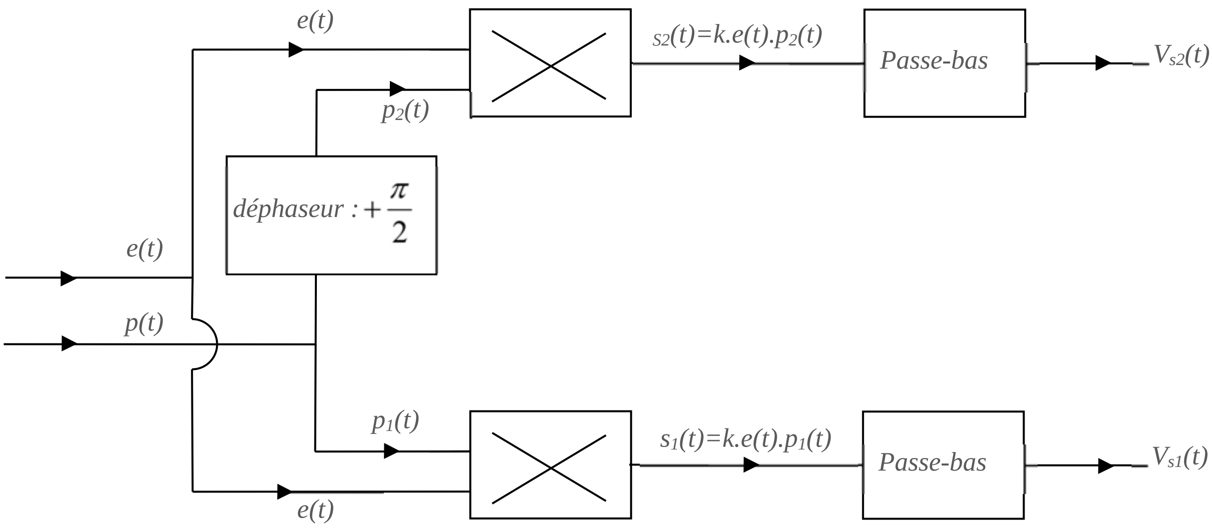
Après le passe-bas, le signal est nul SAUF si $\omega=\omega_o$, dans ce cas là, on a : $V_s = k\frac{P_oE_o}{2}\cos(\phi)$



Ainsi, en faisant varier la fréquence de la porteuse, nous pouvons déterminer la fréquence du signal à analyser (dès que s(t) est non nulle).

La limite de cette méthode se pose lorsque les deux signaux sont en quadrature ($\phi = \frac{\pi}{2}[\pi]$) : Dans ce cas-là, le signal de sortie est toujours nul.

Pour y remédier, on peut utiliser deux signaux identiques mais en quadrature : $p_1(t) = p(t) = P_o \cos(\omega t)$ et $p_2(t) = P_o \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$.



Après le premier multiplieur et filtre passe-bas on a, si $\omega = \omega_o$: $V_{s1} = k\frac{P_o E_o}{2}\cos(\phi)$

Après le second multiplieur et filtre passe-bas on a , si $\omega = \omega_o$: $V_{s2} = k\frac{P_o E_o}{2}\sin(\phi)$

Ainsi, quand $\omega = \omega_o$, au moins un des 2 signaux de sortie sera non nul.

Notons que pour déterminer la valeur de E_o , il suffit de calculer $s_1^2 + s_2^2$ et pour ϕ, on calculera $\frac{s_2}{s_1}$

DOCUMENT4 : MODULATION D'AMPLITUDE.

a. NECESSITE DE MODULER LES SIGNAUX EN TELECOMMUNICATION.

Les systèmes de télécommunication ont pour objet de transmettre des informations à l'aide d'un signal se propageant dans l'espace ou le long d'une ligne, de son point d'émission à celui de réception.

Pour les ondes radio par exemple, la fréquence des signaux varie entre 20 Hz et 20 kHz. La transmission directe est impossible pour plusieurs raisons :

- ✓ Les dimensions des antennes, de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, seraient beaucoup trop grandes (pour 1 kHz, $\lambda = \frac{c}{f} \approx 300\ km!$)
- ✓ A ces fréquences, le signal est fortement perturbé.
- ✓ Il n'est pas possible à la réception de distinguer ce signal d'autres signaux de fréquences proches.

Ainsi, que ce soit en transmission Hertzienne (radio, TV,…), en téléphonie ou en transmission de données, le procédé de modulation est la solution considérée comme la plus efficace.

Le signal à transmettre *s(t)* (ou ***signal modulant***) est utilisé pour moduler (faire varier) une des caractéristiques d'un signal porteur de fréquence plus élevée, ou ***onde porteuse***.

Si le signal porteur est sinusoïdal alors on peut l'écrire de la manière suivante: $p(t) = A_p.cos(2\pi f_p t+\varphi)$ où A_p est l'amplitude de la porteuse, f_p la fréquence de la porteuse sans modulation et φ est la phase de la porteuse. Il existe alors trois possibilités :

- ***Modulation d'amplitude*** : A_p varie au cours du temps et le couple (f_p, φ) reste constant. Nous étudierons ce cas dans un prochain TP.
- Modulation de fréquence ou de phase : A_p reste constante et φ varie en fonction du temps de la manière suivante :
  - ✓ Pour la ***modulation de fréquence*** la partie variable de la fréquence instantanée est proportionnelle au signal modulant : $\frac{d\varphi}{dt} = k.s(t)$ où k est un coefficient de proportionnalité.
  - ✓ Pour la ***modulation de phase*** $\varphi(t)$ est proportionnel au signal modulant : $\varphi(t) = k.s(t)$ où k est une constante de proportionnalité.

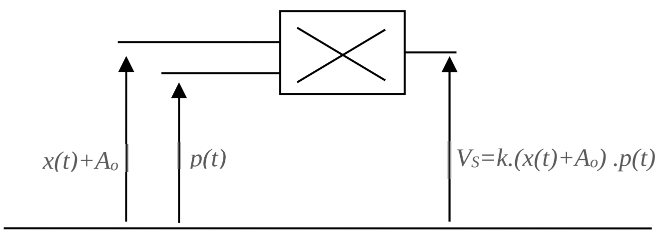
b. MODULATION D'AMPLITUDE.

OBTENTION DU SIGNAL MODULE.

Le signal porteur est de la forme : $p(t) = A_p.cos(2\pi f_p t)$

Le signal à transmettre est : $e(t) = A_m.\cos(2\pi f_m t + \phi)$

Pour moduler le signal porteur en amplitude, on utilise un multiplieur : le signal résultant est alors composé des fréquences $f_p + f_m$ et $f_p - f_m$.



En l'absence de la fréquence de la porteuse, il est difficile de récupérer le signal modulé. C'est pourquoi, on ajoute une composante continue A_o au signal à transmettre :

$$\Rightarrow V_s(t) = k.A_p\cos(2\pi f_p t).\left(A_m\cos(2\pi f_m t) + A_o\right)$$

$$\Rightarrow V_s(t) = k.A_p.A_o.\cos(2\pi f_p t).\left(1 + \underbrace{\frac{A_m}{A_o}}_{m}\cos(2\pi f_m t)\right) \quad \text{où } m = \frac{A_m}{A_o} = \text{taux de modulation}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_s(t) = k.A_p.A_o.\cos(2\pi f_p t) + \frac{k.A_p.A_o.m}{2}.\cos\left(2\pi\left(f_p + f_m\right)t\right) + \frac{k.A_p.A_o.m}{2}.\cos\left(2\pi\left(f_p - f_m\right)t\right)}$$

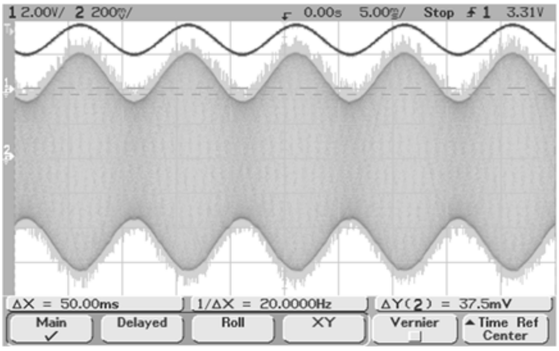
$\Rightarrow$ Le signal modulé est composé de trois fréquences :

- ✓ La fréquence du signal porteur f_p d'amplitude $k.A_p.A_o$
- ✓ Deux fréquences latérales $f_p + f_m$ et $f_p - f_m$ d'amplitude $\frac{k.A_p.A_o.m}{2}$

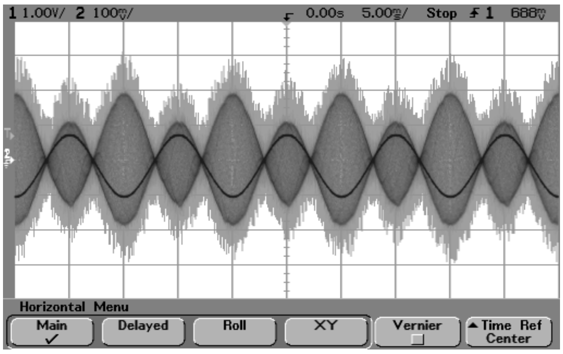
MODULATION/ SURMODULATION.

L'allure de $V_s(t)$ dépend de la valeur de m :

m < 1 : modulation



m> 1 : Surmodulation :



Notons que lors de la démodulation, on ne peut pas se placer dans le cas d'une surmodulation si l'on choisit la méthode de détection d'enveloppe. En effet, dans le cas d'une surmodulation, l'enveloppe du signal ne correspond plus à x(t). Ce problème ne se pose pas si l'on choisit de démoduler par détection synchrone.

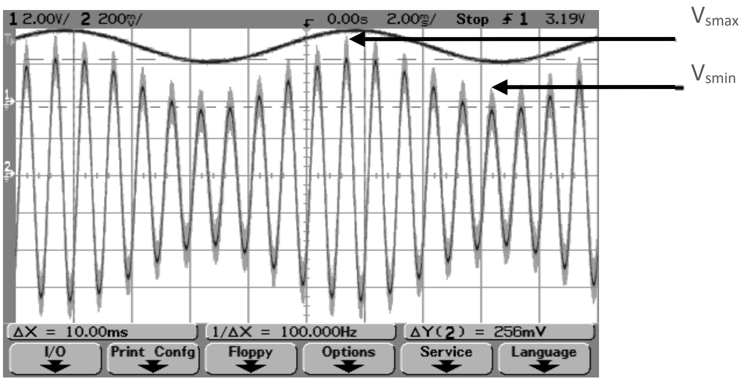
MESURE DE M.

Partons de $V_s(t) = \underbrace{k.A_p.A_o}_{A}.\cos(2\pi f_p t).\left(1 + m.\cos(2\pi f_m t)\right)$

$\Rightarrow$ Les valeurs extrêmes de l'enveloppe du signal modulé dépendent de m :

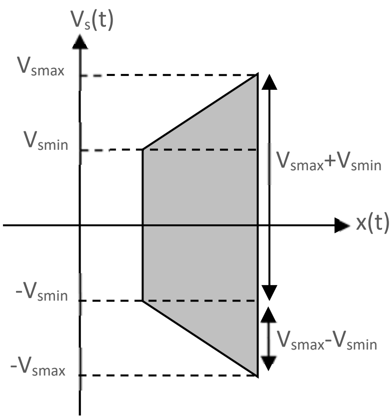
$V_{Smax} = A\,(1 + m)$ et $V_{Smin} = A\,(1 - m)$ d'où $\boxed{m = \dfrac{V_{s\max} - V_{s\min}}{V_{s\max} + V_{s\min}}}$

MESURE DIRECTE DE M :



MESURE DE M EN MODE LISSAJOU :

On applique en Y le signal modulé $V_S(t)$ et en X le signal $x(t)$ et on se place en mode XY :

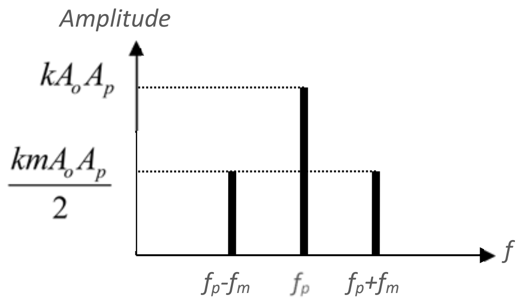


SPECTRE DE FOURIER.

Le signal modulé est composé de trois fréquences :

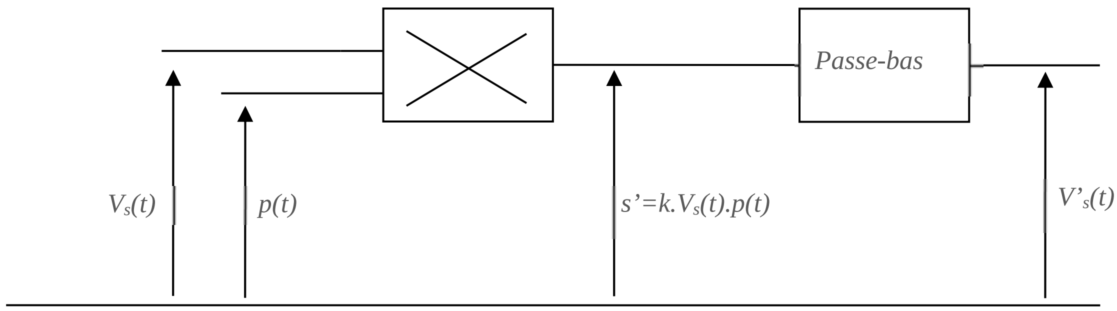
- ✓ La fréquence du signal porteur f_p d'amplitude $k.A_p.A_o$
- ✓ Deux fréquences latérales $f_p + f_m$ et $f_p - f_m$ d'amplitude $\dfrac{k.A_p.A_o.m}{2}$

L'allure du spectre de Fourier sera donc de la forme :



c. DEMODULATION PAR DETECTION SYNCHRONE.

La détection synchrone consiste ici à envoyer dans un multiplieur le signal modulé et un signal de même fréquence que la porteuse puis de faire passer le signal résultant dans un filtre passe-bas de fréquence de coupure très faible.



A l'entrée du multiplieur, on a : $V_s(t) = \underbrace{k.A_p.A_o}_{A}.\cos(2\pi f_p t).\left(1+\underbrace{\frac{A_m}{A_o}}_{m}\cos(2\pi f_m t)\right) = A.\cos(2\pi f_p t).(1+m\cos(2\pi f_m t))$ et

$p(t) = A'_p \cos(2\pi f_p t)$.

À la sortie du multiplieur, on a : $s'(t) = k.A.A_p'.\cos^2(2\pi f_p t).(1+m\cos(2\pi f_m t))$

$$\Rightarrow s'(t) = \frac{k.A.A_p'}{2}(1+\cos(4\pi f_p t)).(1+m\cos(2\pi f_m t))$$

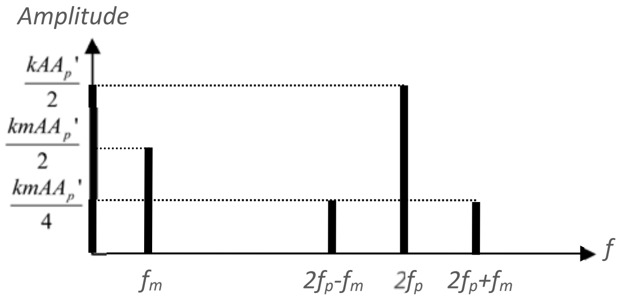
$$\Rightarrow \boxed{s'(t) = \frac{k.A.A_p'}{2}\left(1+\cos(4\pi f_p t)+m\cos(2\pi f_m t)+\frac{m}{2}\cos(2\pi(2f_p+f_m)t)+\frac{m}{2}\cos(2\pi(2f_p-f_m)t)\right)}$$

⇒ Le signal est constitué de 5 signaux :

- ✓ Un signal continu d'amplitude $\frac{k.A.A_p'}{2}$.
- ✓ Un signal BF, de fréquence f_m et d'amplitude $m\frac{k.A.A_p'}{2}$

- ✓ Trois signaux HF de fréquences f_p , $f_p + f_m$ et $f_p - f_m$ et d'amplitudes respectives $\frac{k.A.A_p'}{2}$, $m\frac{k.A.A_p'}{4}$

⇒ Le spectre de Fourier d'un tel signal est donc de la forme :



En choisissant un filtre passe-bas de fréquence de coupure comprise entre f_m , $2f_p - f_m$, on récupère en sortie :

- ✓ Un signal continu d'amplitude $\frac{k.A.A_p'}{2}$.
- ✓ Un signal BF, de fréquence f_m et d'amplitude $m\frac{k.A.A_p'}{2}$

Il suffit d'utiliser ensuite un filtre passe-haut pour éliminer la composante continue du signal.

On obtient alors $s'(t) = \frac{k.m.A.A_p'}{2}\cos(2\pi f_m t)$

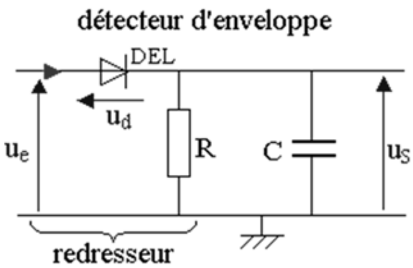
Notons que l'on a supposé que le signal utilisé pour la détection $A'_p\cos(2\pi f_p t)$ était en phase avec la porteuse ce qui est le cas en général en TP mais ce qui est faux en réalité : Il existe un déphasage entre les deux signaux. Ce déphasage varie de plus au cours du temps, ce qui fait que l'amplitude du signal modulé varie au cours du temps. Pour remédier à cette difficulté, on utilise un bouclage à verrouillage de phase qui assure un déphasage nul entre les deux signaux.

d. DEMODULATION PAR DETECTION D'ENVELOPPE.

MONTAGE :

Une diode est un dipôle qui laisse passer le courant dans le sens de la flèche (u_d = 0 V) et bloque le passage du courant dans le sens inverse.

L'association d'une diode et d'un dipôle RC parallèle constitue un détecteur d'enveloppe.



FONCTIONNEMENT :

La première partie est un montage redresseur. La diode ne laisse passer le courant que dans un seul sens. Cela élimine la partie négative de la tension. En y ajoutant un condensateur C, on élimine les variations rapides de la tension dues à la porteuse.

Le condensateur initialement déchargé se charge tant que u_e croît jusqu'au maximum, avec une constante de temps t_C quasi nulle. Lorsque u_e décroît, $u_C > u_e$, la diode est bloquée, le condensateur se décharge dans la résistance avec une constante de temps $\tau_D = R.C$ grande par rapport à la période T_P de la porteuse (si R et C sont bien choisis).

Lorsque u_e atteint de nouveau u_C , la diode est à nouveau passante et le condensateur se charge.

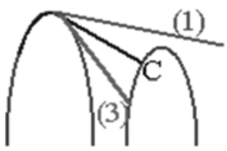
QUALITE DU DETECTEUR :

Plus le point C est proche du sommet de la crête, meilleur est le détecteur : La courbe obtenue suit mieux l'enveloppe de la tension modulée.

Si le condensateur se décharge trop lentement (1) (τ_D trop grande), la courbe ne suit plus l'enveloppe et le condensateur se charge quelques crêtes plus loin.

Si le condensateur se décharge trop vite (3) (τ_D trop petite), la courbe est trop dentelée.

Pour obtenir une démodulation de qualité, il faut que la constante de temps τ_D du dipôle RC soit très supérieure à la période T_P de la porteuse, en restant inférieure à la période T_m du signal modulant :

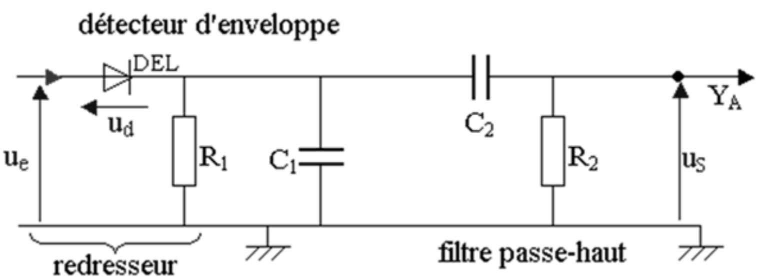


$$T_P << \tau_D < T_m \quad \text{ou} \quad f_m < 1/\tau_D << f_P$$

DEMODULATION COMPLETE :

A la sortie du détecteur d'enveloppe, la tension a encore une composante continue due à la tension de décalage utilisée lors de la modulation, qu'il faut supprimer.

On utilise un filtre passe-haut :



Le condensateur C_2 élimine la composante continue de la tension.

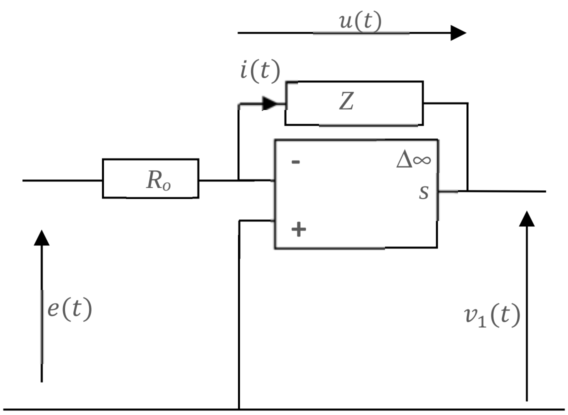
DOCUMENT 5 : MESURE D'IMPEDANCE PAR DETECTION SYNCHRONE

La manipulation proposée vise à mesurer la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'un dipôle linéaire par détection synchrone entre le courant traversant le dipôle et la tension à ses bornes.

L'impédance étudiée est de la forme : $\underline{Z} = R + jX$

a. CONVERTISSEUR TENSION/COURANT.

- On utilise pour commencer un convertisseur tension/courant afin d'obtenir les images de la tension U(t) et du courant i(t). La tension d'entrée e(t) est sinusoïdale : $e(t) = E\cos(\omega t)$ et $\underline{E} = E$



Convertisseur tension/courant

$\Rightarrow$ On a alors : $i(t) = \frac{e(t)}{R_o}$ et $v_1(t) = u(t)$

Soit : $\underline{E}\,(j\omega) \propto \underline{I}\,(j\omega)$ et $\underline{U}\,(j\omega) \propto \underline{V}_1(j\omega)$

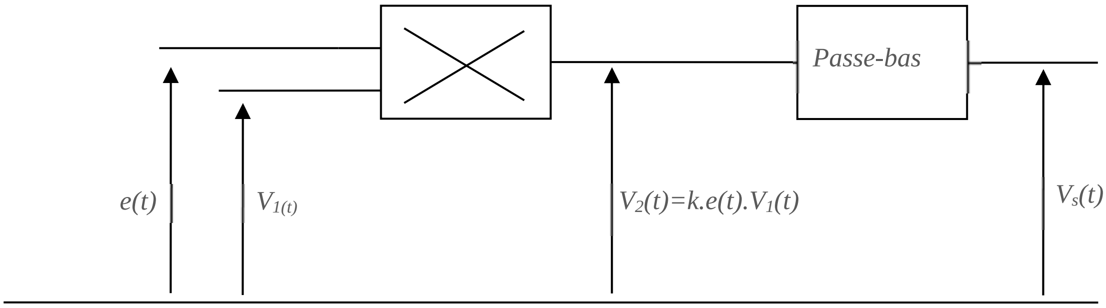
- L'impédance du dipôle s'écrivant : $\underline{Z} = R + jX = |\underline{Z}|.e^{j\phi}$, on obtient :

$$\underline{Z} = -\frac{\underline{U}}{\underline{I}} = -R_o\frac{\underline{V_1}}{\underline{E}} = \sqrt{R^2 + X^2} \times \exp(j\phi)$$

$$V_1(t) = \frac{-E}{R_o}\sqrt{R^2 + X^2}\cos(\omega t + \phi)$$

b. DETERMINATION DE R.

Afin de déterminer R, on injecte $V_1(t)$ et $e(t)$ dans un multiplieur puis on filtre le signal obtenu par un filtre passe bas (de fréquence de coupure faible devant $f = \frac{\omega}{2\pi}$)



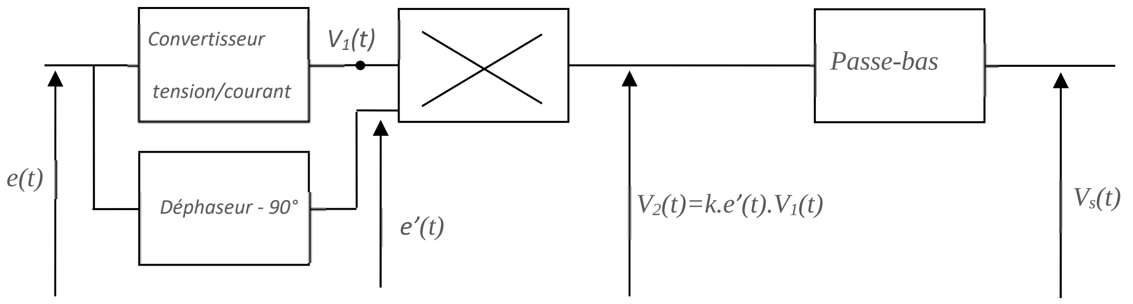
On a alors : $V_2(t) = \dfrac{-kE^2}{2R_o}\sqrt{R^2+X^2}\left(\cos(2\omega t+\phi)+\cos(\phi)\right)$

- Si la condition f_c << $2f$ est satisfaite, on a obtient : $V_s(t) = \dfrac{-kE^2}{2R_o}R$

  ⇒La mesure de $V_s(t)$ permet de déterminer R.

c. DETERMINATION DE X.

Afin de déterminer X, on insère un déphaseur à -90° entre $e(t)$ et $V_1(t)$



- On a cette fois : $V_2(t) = \dfrac{-kE^2}{2R_o}\sqrt{R^2+X^2}\left(\cos\left(2\omega t+\phi-\dfrac{\pi}{2}\right)-\sin(\phi)\right)$ et donc $V_s(t) = \dfrac{kE^2}{2R_o}X$
- On en déduit la valeur de X.