

## IV – Détection synchrone

### Objectifs :

- Analyser/Raisonner : les différentes FFT obtenues tout le long de la chaîne de transmission
- Réaliser : Une simulation de Monte-Carlo, une détection synchrone
- S'approprier : Simulation de Monte-Carlo, le principe d'une détection synchrone avec ou sans porteuse, le multiplieur.
- Valider/Communiquer : Valider la transmission du signal finale par mesure de la fréquence récupérée.

### Matériel à disposition :

- 1 Oscilloscope numérique Keysight avec câbles coaxiaux, et T...
- 1 interface Sysam avec ordinateur équipé de Latis-Pro
- 1 GBF FI 5505 GA
- 1 alimentation continue réglable RAD88
- 1 alimentation +15V/0/-15V
- 1 plaquette Labdec et des fils de connexion adaptées
- 1 Déphaseur « câblé » à 1,6 kHz + 1 impédance inconnue.
- 2 multimètres
- 1 diode 1N4007 sur support et 1 diode Ge (1N6X).
- 1 ALI TL081
- 2 AD 633
- 1 boîte de composants, des composants libres : 1 TL081, des résistances (1kΩ), des capacités (1μF)
- 1 Passe-bande à 1kHz
- 1 boîte à décades de résistances et 1 boîte à décades de capacité.
- Les notices des différents appareils de mesure.

### 1. Mesures de temps et de fréquences

Mesurer indirectement une fréquence par comparaison avec une fréquence connue voisine, en utilisant une détection synchrone	Réaliser une détection « synchrone » à l'aide d'un multiplieur et d'un passe-bas simple adapté à la mesure.	
<b>2. Électronique</b>		
Détection synchrone.	Mettre en œuvre un protocole de détection synchrone.	

## I – Détection quadratique

### I-1) Multiplieur

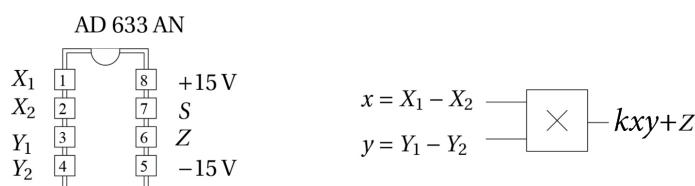
Afin de réaliser une détection synchrone, on va utiliser à deux reprises le composant AD633 qui permet de multiplier facilement deux signaux. Voici son fonctionnement :

Les multiplieurs de signaux analogiques sont couramment employés en électronique. Un tel circuit comporte :

- Deux bornes d'alimentation symétrique  $\pm 15\text{ V}$ ;
- Deux entrées différentielles  $X_1, X_2$  et  $Y_1, Y_2$  (les tensions appliquées ne doivent pas dépasser 10 Volts) ;
- Un sommateur ajoutant l'entrée Z au résultat de la multiplication. Si on ne se sert pas de cette fonction, il est impératif de mettre cette entrée à la masse ;
- Une sortie S, issue du circuit multiplieur et du sommateur, réalisant l'opération :

$$S = k(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2) + Z = kxy + Z$$

Où k est une constante caractéristique du composant, dont la dimension est l'inverse d'une tension ; Elle vaut  $0,1\text{ V}^{-1}$  dans le cas du AD 633 AN.



Comme tout chipset (ALI,...) le multiplieur a des limitations techniques :

- Saturation en tension limité par le facteur k.
- Vitesse de balayage (Eviter des fréquences trop rapides).

- Bande passante de l'ordre du MHz.

On fera bien attention de mettre la borne Z à la masse et d'alimenter le multiplieur.

### I-2) Mesure de k

Afin de se familiariser avec le composant, on va vérifier expérimentalement, avec précision la valeur de k.

- Réaliser la multiplication d'un même signal continu. On n'oubliera pas de mettre Z, X<sub>2</sub> et Y<sub>2</sub> à la masse.
- On réalisera les mesures entre 1 et 8V par pas de 0,5V.
- Dresser sous forme de tableau les résultats obtenus avec les incertitudes constructeurs sur la tension d'entrée et la sortie.

### Q1) A l'aide d'une simulation de Monte-Carlo déterminer k et son incertitude. Conclure

*Afin de gagner du temps l'algorithme est sur le site.*

### I-3) Principe de la détection quadratique

#### a) Principe

Les deux entrées du multiplieur sont alimentées par le même signal :  $e(t) = E_0 \cos(\omega t)$ . La sortie vaut donc :

$$s(t) = kE_0^2 \cos^2(\omega t) = \frac{kE_0^2}{2}(1 + \cos(2\omega t)) = kE_{eff}^2(1 + \cos(2\omega t))$$

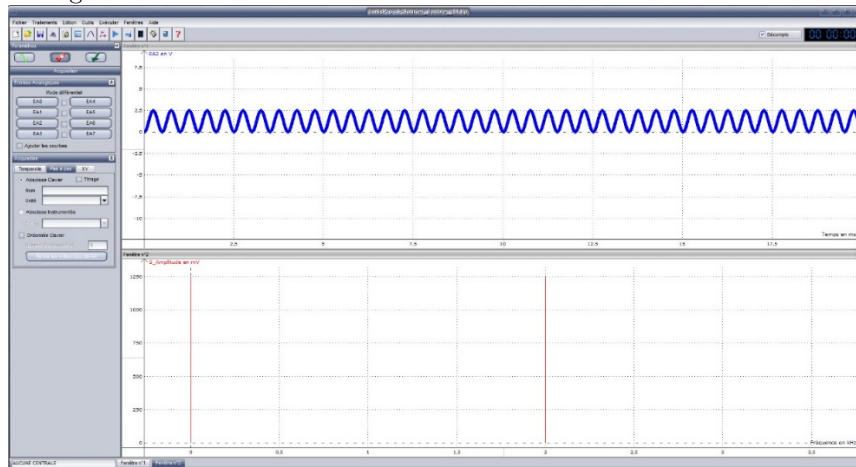
D'un point de vue spectral on a apparition de deux composantes :

- 1 composante continue de fréquence nulle.
- 1 composante de fréquence double de l'initiale.

### Q2) Le multiplieur est un composant linéaire ou non linéaire ?

#### b) Réalisation

- Alimenter le multiplieur à l'aide du GBF avec un signal d'amplitude 2V et de fréquence 1kHz.
- Sur les oscilloscopes numériques Keysight l'algorithme utilisé ne permet pas d'apercevoir le pic du continu (l'harmonique de fréquence nulle). Par conséquent, on va visualiser la FFT sur Latis-Pro afin de se familiariser avec l'interface et le logiciel.



#### c) Détection quadratique

On désire mesurer de plusieurs façons différentes la valeur efficace du signal d'entrée :  $e_{eff}$ .

- À l'aide des mesures automatiques de Latis-pro (ou de l'oscilloscope) déterminer  $e_{eff,1}$ .
- À l'aide de la FFT du signal de sortie (Latis-Pro) déterminer  $kE_{eff}^2$  puis  $e_{eff,2}$ .
- Placer un filtre passe-bas de type RC dont la capacité vaut  $C=100\text{nF}$ . On déterminera la valeur de R afin que le passe-bas soit efficace afin de récupérer la valeur moyenne du signal de sortie. En déduire  $e_{eff,3}$ .

### Q3) Commenter les valeurs obtenues, et conclure sur la nomination « Détection quadratique ».

## II – Modulation d'amplitude

### II-1) Principe

#### a) Nécessité de la modulation

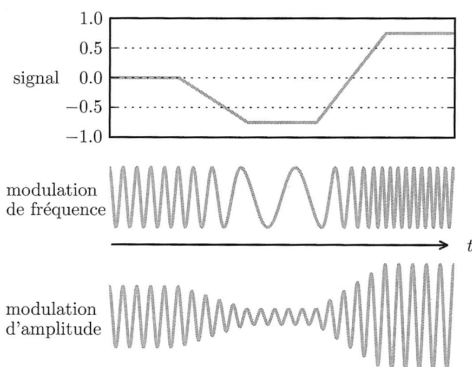
Pour transmettre sur de grandes distances des informations, par exemple sonores, de fréquences comprises entre 20 Hz et 20 kHz. La transmission ne peut pas être directe, sinon les émissions des différents émetteurs se superposeraient et on ne pourrait plus les distinguer. Par ailleurs, cette fréquence est trop basse pour que le signal puisse être transmis facilement sur de grandes distances. De plus les antennes seraient immenses car à 1kHz la longueur d'onde est de 300km. On utilise donc deux signaux :

- La porteuse  $p(t)$  propre à l'émetteur (signal sinusoïdal de fréquence très élevée) : par exemple de 88 à 108MHz pour les ondes

FM.

- Le signal modulant  $m(t)$  (ou  $e(t)$ ) qui correspond à l'information à transmettre (signal basse fréquence) qui représente par exemple le domaine audible de 20Hz à 20kHz.

Dans le cas de la modulation d'amplitude le signal modulant va « moduler » l'amplitude de la porteuse. On n'étudiera pas les autres modulations dans ce TP.



b) Modulation d'amplitude sans porteuse

Dans le cas d'une modulation « sans » porteuse le signal de sortie a pour forme :

$$s(t) = k m(t)p(t) = kA_p \cos(\omega_p t) A_m \cos(\omega_m t)$$

$$\Leftrightarrow s(t) = k \frac{A_m A_p}{2} (\cos((\omega_m + \omega_p)t) + \cos((\omega_p - \omega_m)t))$$

Il est donc possible de mettre à profit cette propriété pour générer des signaux de fréquences différentes de celles des signaux reçus. Si l'on note respectivement  $\omega_p$ , et  $\omega_m$  la pulsation de  $p(t)$  et  $m(t)$ , alors  $s(t)$  apparaît comme la somme de deux termes sinusoïdaux du temps : L'un de pulsation  $|\omega_p - \omega_m|$  et l'autre de pulsation  $\omega_p + \omega_m$ .

c) Modulation d'amplitude avec porteuse

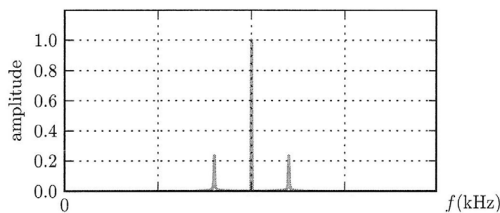
Afin de retrouver facilement la porteuse on ajoute une composante continue au signal à transmettre  $A_0$  c'est ce qu'on appelle la modulation avec porteuse :

$$\Leftrightarrow s(t) = k(A_0 + m(t))p(t) = kA_p A_0 \cos(\omega_p t) \left( 1 + \frac{A_m}{A_0} \cos(\omega_m t) \right)$$

On pose :  $m = \frac{A_m}{A_0}$  le taux de modulation d'où :

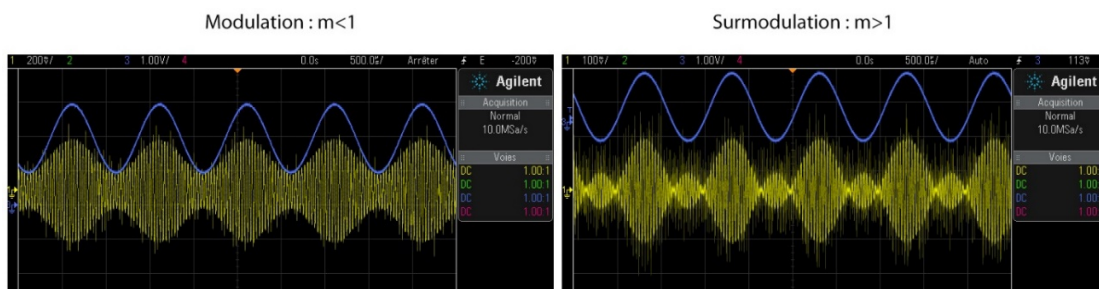
$$s(t) = kA_p \left( A_0 \cos(\omega_p t) + m \frac{A_0}{2} (\cos((\omega_m + \omega_p)t) + \cos((\omega_p - \omega_m)t)) \right)$$

On obtient donc en sortie trois fréquences dont une est celle de la porteuse.



- Pour la porteuse on choisit un signal de fréquence 30kHz et d'amplitude 2V, pour le modulant une fréquence de 1kHz et une amplitude de 2V. On choisira un offset de 4V comme valeur de  $A_0$  pour commencer.
- Observer à l'oscilloscope la sortie du multiplieur pour les trois cas suivants :  $m=1$ ,  $m>1$  (surmodulation) et  $m<1$  (modulation).

Le signal est difficile à synchroniser quelques conseils pour y arriver. Le menu de synchronisation se nomme « Trigger » vous pouvez choisir une des voies, la ligne (50Hz) ou une synchronisation extérieure. Pour la synchronisation extérieure il faut connecter un câble coaxial du GBF (trig out) vers l'oscilloscope (Trig in). Les bornes sont derrière les appareils. La synchronisation « ligne » est en général assez efficace quand les deux signaux ont des fréquences très éloignées.



Q4) En observant simultanément le signal de sortie et le signal modulant  $m(t)$ , conclure sur la nécessité d'avoir  $m < 1$  pour récupérer l'information contenue dans  $m(t)$  si on utilise la détection d'enveloppe comme méthode de démodulation.

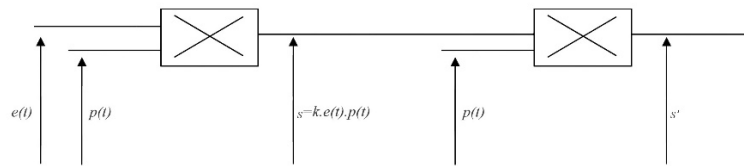
Q5) Retrouver la valeur de précision de  $m$ , dans le cas  $m < 1$ , en remarquant que  $m = \frac{s_{max} - s_{min}}{s_{max} + s_{min}}$ . Donnez son incertitude sachant que :

$$\frac{u(m)}{m} = \frac{2\sqrt{2} s_{max}}{s_{max}^2 - s_{min}^2} U_{s_{max}}$$

## II-2) Démodulation synchrone

### a) Principe

Après avoir schématisé la transmission de l'information grâce à la modulation d'amplitude avec porteuse, on va simuler la réception à l'aide d'une démodulation synchrone dans un premier temps. La démodulation (ou détection) synchrone est une méthode de démodulation dans laquelle le signal modulé  $s(t)$  est multiplié par un signal synchrone de la porteuse  $p(t)$ .



À la sortie du second multiplieur on a :

$$\begin{aligned} s'(t) &= ks(t)p(t) = k \times kA_p A_0 \cos(\omega_p t) (1 + m \cos(\omega_m t)) \times A_p \cos(\omega_p t + \varphi) \\ &= \frac{k^2 A_p^2 A_0}{2} (\cos(2\omega_p t + \varphi) + \cos(\varphi)) \times (1 + m \cos(\omega_m t)) \\ &= \frac{k^2 A_p^2 A_0}{2} [\cos(\varphi) + \cos(2\omega_p t + \varphi) + m \cos(\omega_m t) \cos(\varphi) + \frac{m}{2} \cos((2\omega_p + \omega_m)t + \varphi) + \frac{m}{2} \cos((2\omega_p - \omega_m)t - \varphi)] \end{aligned}$$

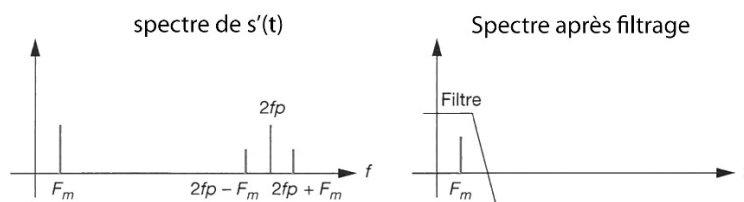
On va supposer que les deux porteuses en phase, ce qui est le cas dans notre TP mais qui peut différer dans la transmission des signaux alors :

$$s'(t) = \frac{k^2 A_p^2 A_0}{2} \left[ 1 + \cos(2\omega_p t) + m \cos(\omega_m t) + \frac{m}{2} \cos((2\omega_p + \omega_m)t) + \frac{m}{2} \cos((2\omega_p - \omega_m)t) \right]$$

Le signal de sortie est donc composé de cinq composantes :

- Un signal continue d'amplitude :  $\frac{k^2 A_p^2 A_0}{2}$
- Un signal de la fréquence modulante d'amplitude :  $m \times \frac{k^2 A_p^2 A_0}{2}$
- Trois signaux à hautes fréquences.

On va pouvoir ainsi récupérer l'information  $m(t)$  de notre signal par une opération de filtrage adaptée.



### b) Réalisation à l'aide d'un filtre

- Réaliser le montage sans le filtre dans un premier temps.
- Représenter l'ensemble du spectre, puis ensuite proposer une observation précise des trois pics à haute-fréquence. Vérifier ainsi par deux méthodes la valeur de  $f_m$ .
- Utiliser un passe-bas de fréquence de coupure 1kHz puis le passe bande à 1kHz pour récupérer le signal voulu. Vérifier sur la FFT l'opération effectuée. Conclure.

### c) Démodulation par détecteur d'enveloppe.

On veut récupérer le signal  $m(t)$  par un autre type de démodulation. On va ainsi revoir le détecteur d'enveloppe qu'on a déjà étudié dans le TP1. Pour que la détection soit efficace il faut que :

$$T_{porteuse} \ll RC \leq T_m$$

- Réaliser le détecteur d'enveloppe en utilisant les boîtes à décade. Afin de voir l'efficacité de votre détecteur placer le afin de démoduler  $s'(t)$ .
- Dans notre cas une composante continue est toujours présente, afin de la supprimer on pourra utiliser notre filtre passe-bande à 1kHz (un passe-haut suffirait).

### III – Mesure d'impédance par détection synchrone

#### III-1) Principe de l'expérience

On va voir une autre utilisation de la détection 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 :  $\underline{Z} = R + jX$

#### III-2) Etude des différents blocs

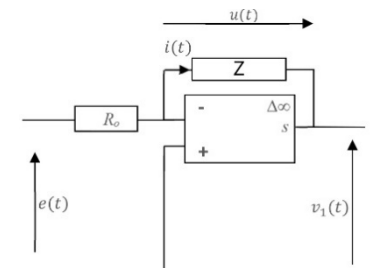
##### a) Convertisseur tension-courant

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 :

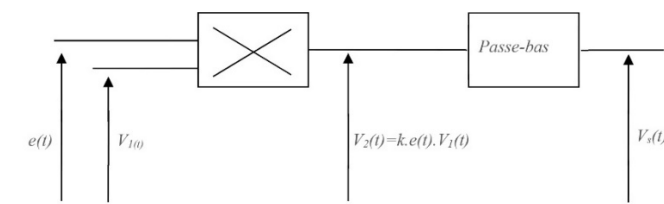
Si on écrit :  $\underline{Z} = Z e^{j\varphi}$  et  $e(t) = E \cos(\omega t)$

Q6) Démontrer que  $V_1(t) = -\frac{E}{R_0} Z \cos(\omega t + \varphi)$  où  $\cos(\varphi) = \frac{R}{Z}$  et  $\sin(\varphi) = \frac{X}{Z}$

- Réaliser le montage avec  $R_0 = 1k\Omega$  et placer vous à  $f=1,6$  kHz. Vérifier que  $V_1$  ne sature pas.



##### b) Détermination de R



A l'aide d'un multiplieur on génère le signal  $v_2(t)$  tel que :

$$v_2(t) = -\frac{kE^2}{2R_0} Z (\cos(2\omega t + \varphi) + \cos(\varphi))$$

A l'aide du passe-bas tel que  $f_c \ll 2f$  on obtient :

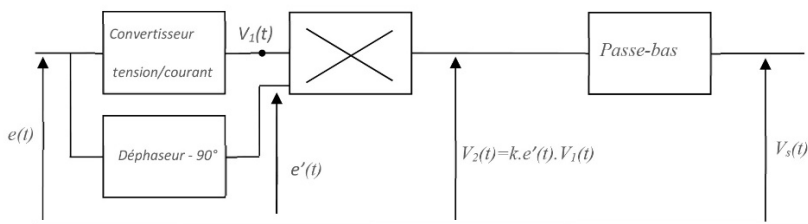
$$\langle v_2(t) \rangle = -\frac{kE^2}{2R_0} R$$

- Réaliser le montage et en déduire R. On vérifiera l'ordre de grandeur à l'aide du RLC-mètre.

##### c) Détermination de X

Afin de récupérer X on a besoin d'obtenir  $\sin(\varphi)$  au lieu de  $\cos(\varphi)$ . Pour cela on va rajouter un déphaseur au montage. Un déphaseur est un filtre qui a une fonction de transfert de module un, mais qui déphase le signal.

Ainsi  $e'(t) = E \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$



Q7) Démontrer que cette fois-ci, après le filtre :  $\langle v_2(t) \rangle = -\frac{kE^2}{2R_0} X$

- En déduire la valeur de X puis de  $\underline{Z}$ . Comparer le résultat aux valeurs du RLC-mètre. Conclure.