

 <p>Université Paul Sabatier TOULOUSE III</p>	<p>UFR PCA PHYSIQUE - CHIMIE - AUTOMATIQUE UNIVERSITÉ PAUL SABATIER - TOULOUSE III BAT SRT - 118 ROUTE DE NARBONNE 31062 TOULOUSE CEDEX 4</p> <p>UNITE DE FORMATION ET DE RECHERCHE PHYSIQUE - CHIMIE - AUTOMATIQUE 118 Route de Narbonne 31062 TOULOUSE CEDEX 04</p>
--	---

 <p>DEPARTEMENT E.E.A.</p>
--

CHEF DU DEPARTEMENT E.E.A.
Guy ABLART Professeur
Site Internet : <http://www.eea.ups-tlse.fr/>

Secrétariat de la formation
Lucienne CHERBONNEAU : Tél. 0561556923
E-mail : cherbonneau@adm.ups-tlse.fr

MASTER 1 STS - EEA :
Electronique, Electrotechnique, Automatique

2M7E05M :
Signaux et Télécommunications

Responsable : Yannick DEVILLE
ydeville@ast.obs-mip.fr

Textes de
TRAVAUX PRATIQUES

2M7E05M

Signaux et Télécommunications
Salles G45 Bât 3A

Responsable TP : Thierry PERISSE
perisse@cict.fr

TP 1 : Filtres à capacités commutées.
TP 2 : Démodulation FM et FSK.
TP 3 : Bruit dans les circuits électroniques.
Documentations CI : PLL565 et MF10.

Année 2007 - 2008

TP n°1 :
Filtres à capacités commutées

1. Introduction :

Les filtres actifs classiques fonctionnent continûment dans le temps. Le plus souvent on réalise les cellules biquadratiques qui synthétisent ces filtres en technologie hybride à amplificateurs opérationnels (AOP) monolithiques avec résistances et condensateurs couches minces. Les filtres à capacités commutées sont des systèmes analogiques à échantillonnage ne contenant que des condensateurs, des AOP et des interrupteurs analogiques. Si les fréquences des signaux sont nettement inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs (ou fréquence d'échantillonnage : f_e), les filtres à capacités commutées se comportent alors comme des filtres RC actifs.

Parmi les avantages des filtres à capacités commutées citons :

1. fabrication monolithique de tout le filtre ;
2. utilisation de la technologie MOS à grande densité de composants, d'où la réalisation possible de systèmes de traitement de signaux analogiques et numériques sur une seule puce ;
3. comme il sera vu par la suite, la constante de temps τ de ces filtres a pour expression :

$$\tau = \frac{C}{C'} * \frac{1}{f_e} \quad \text{où } f_e \text{ est la fréquence d'échantillonnage ;}$$

le haut degré de contrôle de la fréquence f_e (quartz de précision) ainsi que du rapport (C/C') de deux condensateurs intégrés sur une même puce (un rapport de valeurs de composants identiques est plus précis que la valeur d'un composant) permet d'obtenir une meilleure précision de la fonction de transfert de ces filtres ;

4. l'élimination des résistances diminue la consommation.

Un filtre de degré relativement élevé devient alors un circuit intégré de dimensions très réduites, consommant peu de puissance et plus fiable qu'un circuit RC actif classique.

Un filtre à capacités commutées étant un système à échantillonnage, nous commencerons par faire quelques rappels sur l'échantillonnage.

2 Rappels sur l'échantillonnage :

2.1 L'échantillonnage périodique :

Un échantillonnage périodique d'un signal analogique est obtenu en multipliant ce signal par une fonction d'échantillonnage $e(t)$ qui est une suite périodique de période T_e (**fig 1**).

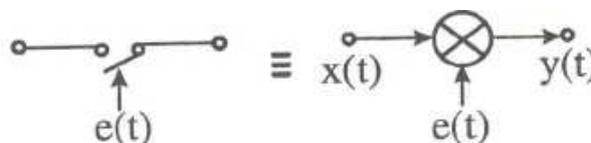


Fig.1

Le signal de sortie est alors : $y(t)=x(t).e(t)$

Dans le cas où les échantillonneurs sont considérés idéaux, le signal d'échantillonnage périodique $e(t)$ est un peigne de Dirac $\delta_{Te}(t)$ (on considère que la durée d'échantillonnage est nulle ou très petite devant la période Te) :

$$e(t) = \delta_{Te}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kTe) \quad \text{où } Te : \text{période d'échantillonnage.}$$

2.2 Système échantillonné à deux échantillonneurs synchrones :

Le principe de ce système est présenté sur la fig 2

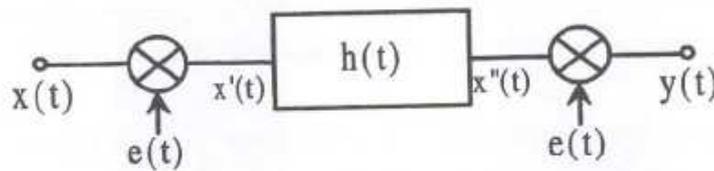


Fig.2

Les deux échantillonneurs sont synchrones et opèrent à la même fréquence $fe=1/Te$.
Nous avons alors :

$$\begin{aligned} x'(t) &= x(t).e(t) \\ \text{et} \quad x''(t) &= x'(t)*h(t) \\ \text{soit en sortie :} \quad y(t) &= [x(t).e(t)]*[h(t).e(t)] \end{aligned}$$

Dans le cas où les échantillonneurs sont idéaux, nous avons ainsi en sortie :

$$y(t) = [x(t).\delta_{Te}(t)]*[h(t).\delta_{Te}(t)]$$

où * désigne le produit de convolution.

Les propriétés spectrales en sortie du système sont alors obtenues en prenant la transformée de Fourier de $y(t)$:

$$Y(f) = \mathfrak{F}[y(t)] = [X(f) * \mathfrak{F}[\delta_{Te}(t)]] \cdot [H(f) * \mathfrak{F}[\delta_{Te}(t)]]$$

Or la transformée de Fourier d'un peigne de Dirac est donné par

$$\mathfrak{F}[\delta_{Te}(t)] = (1/Te)\delta_{1/Te}(f) = fe\delta_{fe}(f)$$

qui est également un peigne de Dirac.

Par suite :

$$Y(f) = (fe)^2 [X(f) * \delta_{fe}(f)] [H(f) * \delta_{fe}(f)] = (fe)^2 \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(f - nfe) \right] \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} H(f - nfe) \right]$$

La réponse fréquentielle du système d'échantillonnage considéré est donc le produit du spectre périodisé du signal d'entrée par la réponse périodisée de la fonction de mise en forme de H.

Si $x(t)$ est un signal quelconque et $h(t)$ un filtre passe bas, la représentation graphique de $Y(f)$ est donnée sur la fig 3.

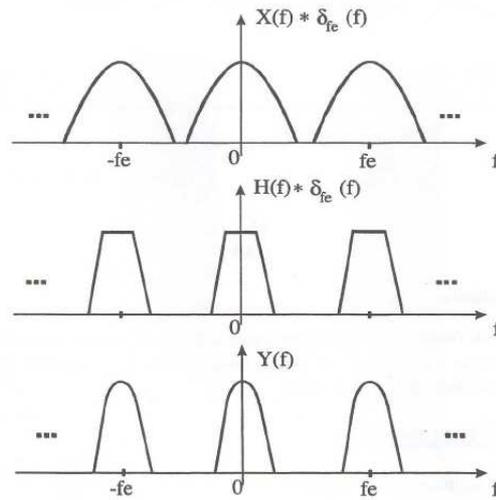


Fig. 3

2.3 Distorsion due au recouvrement spectral :

Pour tout système à échantillonnage, il est nécessaire de respecter la condition de Shannon ($fe \geq 2f_{max}$) afin que la transformation signal analogique – signal échantillonné soit réversible.

La fig 4 illustre un cas de distorsion due au non respect du théorème de Shannon. Une sinusoïde de fréquence f_0 est échantillonnée à une cadence $fe = 1,25f_0$. Il existe en fait une infinité de sinusoïdes, de fréquences $nfe \pm f_0$, passant par les mêmes échantillons (fig 4a). En l'absence d'une information plus précise, cette suite sera toujours interprétée comme provenant de la sinusoïde de plus basse fréquence $f_0' = fe - f_0$ (fig 4b).

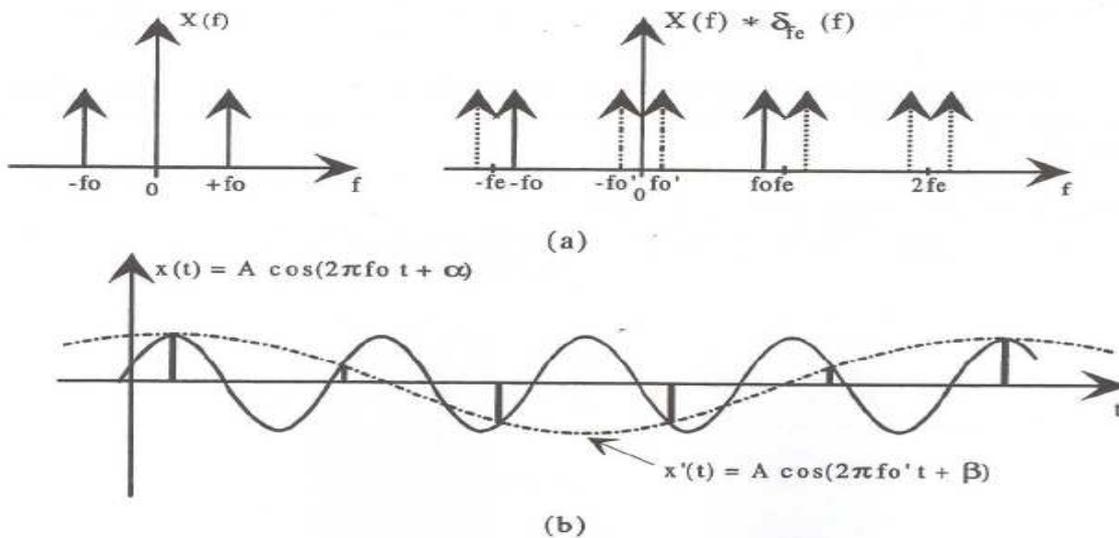


Fig.4

2.4 Conclusion :

Du fait de l'échantillonnage mis en jeu dans un filtre à capacités commutées (comme nous allons le voir par la suite), les points énoncés dans ce paragraphe 2 devront être considérés tout au long de la manipulation.

3 Travail préliminaire :

3.1 Echantillonneur bloqueur :

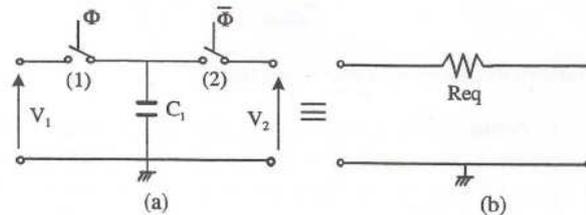


Fig.5

Le principe de l'échantillonneur bloqueur est donné fig 5a : Les signaux de commande Φ et $\bar{\Phi}$ des interrupteurs (1) et (2) sont fournis par une horloge de fréquence f_e .

On montre que ce montage est équivalent à une résistance R_{eq} (fig 5b) :

$$\text{- interrupteur (1) fermé : } V_1 = \frac{Q_1}{C_1}$$

$$\text{- interrupteur (2) fermé : } V_2 = \frac{Q_2}{C_1}$$

$$\text{donc : } V_2 - V_1 = \frac{Q_2 - Q_1}{C_1}$$

$$\text{de plus le courant moyen évalué sur une période est : } I_{moy} = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{(Q_1 - Q_2)}{T_e}$$

$$\text{d' où } V_1 - V_2 = \frac{I_{moy} \cdot T_e}{C_1}$$

Par suite l'expression de la résistance équivalente est : $R_{eq} = \frac{1}{C_1 \cdot f_e}$ où f_e est la fréquence d'échantillonnage.

3 2 Intégrateur à capacités commutées (fig 6) :

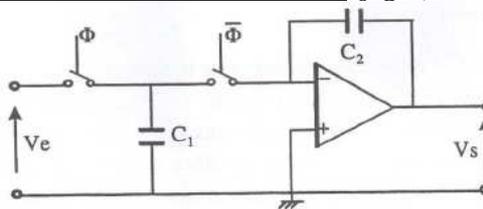


Fig.6

Questions :

La fréquence de commutation f_e étant très grande devant celle du signal d'entrée, démontrer que la fonction de transfert $H'(p)$ est de la forme : $H'(p) = \frac{-1}{\tau p}$.

Exprimer la constante de temps τ de ce montage en fonction de C_1 , C_2 et f_e .

Comparer avec la méthodologie de conception d'un filtre RC actif classique. Pour faire varier la fréquence de ce filtre, sur quels paramètres peut-on jouer ?

3.3 Structure du filtre universel :

On utilise le montage précédent pour créer des filtres plus complexes en utilisant la structure de la **fig 7** où $H(p)=-H'(p)$.

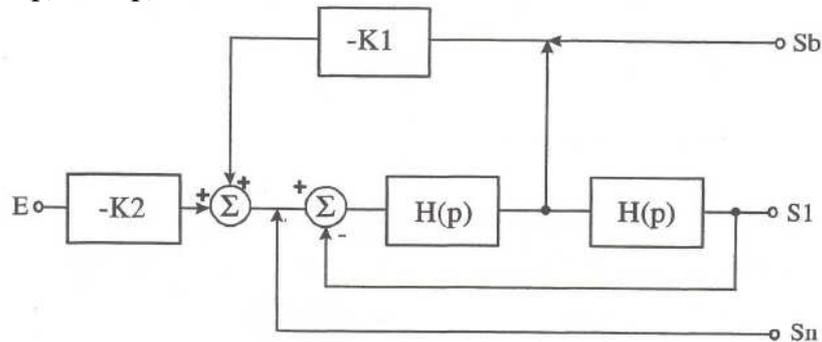


Fig.7

Questions :

Déterminer les fonctions de transfert S_b/E , S_1/E et S_n/E en fonction de τ, K_1 et K_2 et donner pour chaque fonction de transfert le type de filtre ainsi réalisé.

3.4 Filtre universel :

Le circuit utilisé dans la manipulation est le filtre universel MF10. Ce circuit comme son nom l'indique, peut être utilisé pour réaliser divers types de filtres (passe-bas, passe-haut, réjecteur, passe-bande, ...).

Chaque circuit comporte deux blocs ; Dans la maquette chacun des deux blocs est câblé de façon à pouvoir réaliser un filtre passe-bas du 2nd ordre. Nous pourrons donc obtenir un filtre du 4^{ème} ordre par la mise en cascade des deux blocs. Un bloc du circuit câblé dans ce mode peut être représenté par la structure de la fig 8.

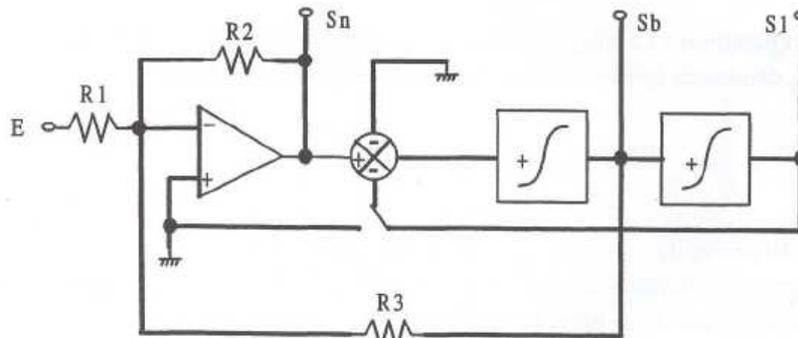


Fig.8

Question :

En considérant respectivement les entrées E et Sb montrer que cette structure est équivalente à celle décrite sur la fig 7 (donner les expressions de K1 et de K2 en fonction de R1, R2 et R3.

D'après les résultats du paragraphe 3 3, il est donc possible de réaliser divers filtres du 2nd ordre à partir de cette structure. La manipulation consiste ainsi à réaliser et à étudier les différents filtres passe-bas décrits dans le **tableau 1**.

nombre de pôles(ripple 2dB)	BUTTERWORTH		BESSEL		TCHEBYTCHEV	
	fn /fc	Q=1/(2z)	fn /fc	Q=1/(2z)	fn /fc'	Q=1/(2z)
2	1	0,707	1,274	0,577	0,907	1,129
4	1	0,512	1,432	0,522	0,471	0,929
	1	1,307	1,606	0,806	0,964	4,594

Tableau 1 : coefficients des filtres à réaliser

fc : fréquence de coupure à -3db

fc' :(Tchebychev) fréquence à partir de laquelle la courbe d'amplitude sort de la bande d'ondulation.

On rappelle que la fonction de transfert d'un système du 2nd ordre est de la forme :

$$F(p) = \frac{G}{\left(1 + \frac{2z p}{\omega_n} + \frac{p^2}{\omega_n^2}\right)} \quad \text{avec } \omega_n : \text{ pulsation propre non amortie du circuit.}$$

Questions :

En identifiant cette expression avec l'expression de la fonction de transfert du filtre passe-bas établie au 3 3 montrer que :

$$G = -\frac{R1}{R2} \quad Q = \frac{R3}{R2} \quad \text{et montrer que } fn \text{ est proportionnelle à } fe.$$

4 Manipulation :

4.1 Description de la maquette :

Le circuit monolithique utilisé est le **filtre universel MF10**.

Les deux blocs du 2nd ordre sont indépendants et peuvent être étudiés séparément.

Deux divisions de fréquence sont disponibles en fonction de la tension appliquée à l'entrée

50/100/CL : **0v.=> $f_n=f_e/100$; +5v.=> $f_n=f_e/50$**

Questions :

Sur quel paramètre de l'intégrateur à capacité commutée influe la tension appliquée sur cette entrée ? Quel est l'intérêt de disposer de ces deux modes de fonctionnement ?

Les résistances R1 et R2 sont déjà câblées et ont pour valeur : $R_1=R_2=10\text{ K}\Omega$.

Le signal de commutation de fréquence réglable (f_e) est disponible sur la maquette.

A partir de la maquette, en choisissant les valeurs de R3 et de f_e (résultats du 3 4) pour un des deux blocs, il est donc possible de réaliser un filtre passe-bas du 2nd ordre de caractéristiques ω_n et z données. La réalisation d'un filtre du 4nd ordre s'effectue par la mise en cascade des deux blocs.

4.2 Filtre de Bessel du 2nd ordre :

Les deux blocs sont ici utilisés séparément pour réaliser un filtre de Bessel du second ordre de fréquence de coupure 200Hz.

Sur un bloc les valeurs de la résistance R3 et de la fréquence d'échantillonnage f_e sont déterminées pour une division de fréquence par 100, sur l'autre pour une division par 50 (penser à changer le niveau sur l'entrée 50/100/CL pour passer de la division de fréquence par 100 à la division par 50).

Pour les deux filtres ainsi réalisés :

- a. *Observer à l'oscilloscope le signal de sortie lorsque la fréquence du signal d'entrée varie de 10Hz à 100KHz (on se placera plus particulièrement autour de la fréquence d'échantillonnage et de ses multiples).
Décrire le phénomène observé (on relèvera notamment les fréquences et les amplitudes du signal de sortie).
Réaliser la même étude en connectant en sortie du filtre l'analyseur de spectre. Donner les représentations spectrales du signal de sortie pour un signal d'entrée basse fréquence (150Hz), de fréquence ($f_e/2$), et enfin de fréquence proche de la fréquence d'échantillonnage f_e .
Interpréter le phénomène observé. Par quel moyen simple peut-on supprimer ce fonctionnement parasite ?*
- b. *Pour une valeur de fréquence du signal d'entrée dans la bande passante du filtre, observer la forme du signal de sortie à l'oscilloscope pour des calibres d'amplitude*

et de base de temps permettant d'observer une fraction de période. Commentaires. Comparer les deux filtres.

Pour le filtre utilisant la division de fréquence par 50, placer un filtre de lissage en sortie (filtre passe-bas de fréquence de coupure 4KHz). Quelle est l'amélioration apportée sur le signal de sortie. En se basant sur une observation du signal de sortie à l'analyseur de spectre, avec et sans filtre de lissage, décrire les effets de ce filtre.

- c. *Conclure sur les précautions à respecter pour que la réponse d'un filtre à capacités commutées soit correcte. Quel est alors l'intérêt de ce type de filtre ?*

4.3 Filtre de Bessel du 4nd ordre :

Utiliser la division de fréquence par 100.

- a. *Déterminer les deux résistances R3 et les deux fréquences fe pour que le filtre ait une fréquence de coupure de 200Hz.*
b. *Tracer les courbes de gain et de phase pour un signal d'entrée de fréquences comprises entre 10Hz et 5KHz.*

4.4 Filtres de Butterworth du 4nd ordre :

Mêmes questions qu'au 4 3.

4.5 Filtre de Chebyshev du 4nd ordre :

Mêmes questions qu'au 4 3 mais ici $f_c' = 200\text{Hz}$..

Vérifier que l'on retrouve bien le dépassement de 2db (ripple).

4.6 Comparaison des trois types de filtres :

*Comparer la linéarité dans la bande passante
la netteté de la cassure*

les courbes de phase :

quel est le filtre dont on pourra corriger le plus facilement les variations de phase ?

Conclusions.

TP n 2 :
Applications de la PLL à la démodulation FSK et FM

2. Objectifs :

L'objectif de cette manipulation est de se familiariser avec quelques unes des applications de la PLL (Phase Locked Loop). Elles sont utilisées dans de très nombreux domaines touchant aussi bien l'instrumentation et les mesures que la radiodiffusion.

Nous nous intéresserons plus particulièrement à l'utilisation de la PLL comme système de démodulation FM (Frequency Modulation) et FSK (Frequency Shift Keying). Cette étude sera menée à partir des données constructeurs, spécifiant les caractéristiques de chacun des sous système composant la PLL.

3. Procédés de modulation :

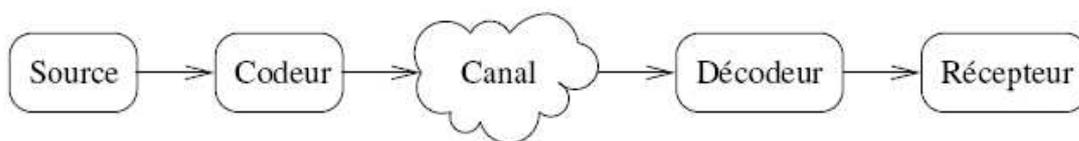
Un système de télécommunication se présente sous la forme suivante :



Le canal transporte l'information entre la source et le récepteur. Lorsque la transmission se fait sur un support qui laisse passer le spectre de la source, la transmission s'effectue en bande de base. Ce canal est en général perturbé (bruit, interférences, perturbations atmosphériques et réflexions sur des obstacles lors de la propagation, ...).

Autrement dit, l'information telle qu'elle est fournie au canal par la source n'atteint son destinataire que d'une façon incomplète, ou distordue. Le signal en bande de base n'est pas adapté à la voie de transmission.

Par exemple, pour les transmissions par faisceaux hertziens ou en radiodiffusion, seules les hautes fréquences peuvent se propager dans l'atmosphère. A cette fin, on introduira entre la source et le canal un codeur ou modulateur, de la même façon, une boîte décodeur ou démodulateur entre le canal et le récepteur.



On utilise alors un support adapté au canal. Ce support peut être une onde sinusoïdale, appelée onde porteuse, mais il peut aussi être un train d'impulsions ou un phénomène plus complexe. Le codage ou modulation consiste à faire varier un des paramètres du support linéairement avec l'information à transmettre.

Dans le cas d'une porteuse sinusoïdale on peut faire varier l'amplitude, la fréquence ou la phase de cette porteuse. Pour un train d'impulsions on peut faire varier l'amplitude, la position, la durée.

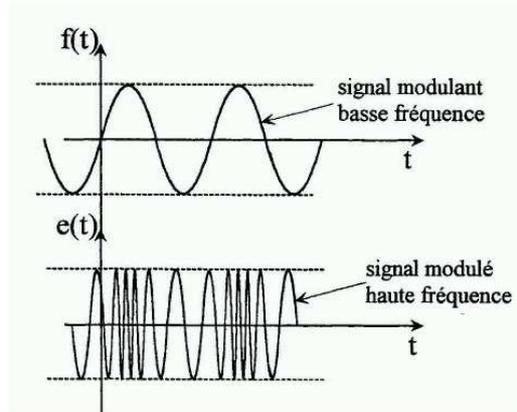
Pour réaliser la modulation, la fréquence de la porteuse sera toujours très supérieure à la fréquence la plus élevée du spectre du signal en bande de base.

4. Caractéristiques des signaux modulés FM et FSK :

Nous allons présenter rapidement les principales caractéristiques de signaux modulés FM et FSK.

3.1 Modulation FM (Frequency Modulation) :

Pour ce type de modulation, toute l'information (message) est contenue dans la fréquence instantanée, d'où une certaine insensibilité aux perturbations éventuelles lors de la propagation car elles affectent essentiellement l'amplitude des signaux. Ceci améliorera la transmission et donc le rapport signal à bruit. La figure ci-dessous représente les formes d'ondes des signaux modulant (de type sinusoïdal) et modulé résultant.



Un signal modulé en fréquence se met sous la forme :

$$v(t) = E \cos \Psi_i(t) \quad \text{avec} \quad \frac{\partial \Psi_i}{\partial t} = \omega_i$$

$$\text{et} \quad \begin{aligned} f_i &= \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \Psi_i}{\partial t} \\ f_i &= f_c + \Delta f(t) \end{aligned}$$

Où :

- $\Psi_i(t)$ est la phase instantanée du signal modulé.
- f_i la fréquence instantanée et f_c la fréquence porteuse.

La déviation (ou excursion) de fréquence $\Delta f(t)$ est définie, dans le cas d'un signal modulant $m(t)$ basse fréquence sinusoïdal, par :

$$\Delta f(t) = Km(t) = KA_m \sin(\omega_m t) \quad \text{K constante du modulateur (Hz/V)}$$

Ces expressions montrent que la fréquence instantanée $f_i(t)$ de la porteuse évolue dans le temps : son excursion autour de la fréquence centrale f_c est liée à l'amplitude A_m du signal modulant, et ses variations se font au rythme de la pulsation ω_m du signal modulant $m(t)$.

On appelle $\Delta f_M = KA_m$ l'excursion ou la déviation maximale de la fréquence instantanée.

Dans le cas où le signal modulant est sinusoïdal, l'onde modulée en fréquence a pour expression :

$$v(t) = A \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{\Delta f_M}{f_m}$$

Cet indice de modulation β dépend à la fois de l'amplitude A_m et de la fréquence f_m du signal modulant. On se reportera au cours du module Signaux et Télécommunications pour le calcul complet du spectre du signal modulé.

Les principales propriétés de la modulation de fréquence sont un niveau du signal détecté en sortie du modulateur FM indépendant de l'amplitude de la porteuse (lié à l'écrouissage effectué en entrée du récepteur), une bonne résistance aux perturbations (interférences, réflexions, bruit, ...), une largeur de bande nécessaire à la transmission toujours plus grande par rapport à la modulation AM (comme nous l'avons vu, d'autant plus grande que l'indice de modulation β est élevé).

Ainsi la modulation FM est utilisée dans le cas où :

- l'affaiblissement entre émetteur et récepteur est soumis à des fluctuations, par exemple pour les faisceaux hertziens (en milieu urbain notamment) ;
- une qualité particulièrement bonne est souhaitée en dépit de conditions de transmissions défavorables, par exemple dans le cas de liaisons avec des sondes spatiales (données de télémétrie ...), de la radiodiffusion sonore de bonne qualité (dans bande 88 à 108MHz).

3.2 Modulation FSK (Frequency Shift Keying):

Lorsque l'on désire transmettre des signaux binaires (0-1) par voie téléphonique ou radiotéléphonique, on associe aux niveaux 0 et 1 des signaux sinusoïdaux de fréquence fixée par des standards. La bande passante des lignes téléphoniques étant de 3KHz (300Hz-3300Hz), ces standards de fréquence sont inclus dans cette marge. Ainsi, pour les modems à faibles débits utilisés sur les lignes spécifiques, l'avis V23 de l'IUT (Union Internationale des Télécommunications) spécifie qu'un 1 binaire est codé par une fréquence de 2100Hz et un 0 binaire par une fréquence de 1300Hz. Soit un saut de fréquence de ± 400 Hz autour d'une porteuse à 1700Hz. Cette spécification permet d'établir des liaisons à 1200 bits/s. C'est l'émission de fréquence en mode verrouillé.

Elle permet de réaliser des modems à bas débit et faible coût, utilisés dans le domaine de l'automobile par exemple ou dans les bandes libres, dites ISM (instrumentation Scientific and Médical) autour de 433 MHz, de 863 à 868 MHz, ou de 2.4 GHz pour le WIFI avec, dans ce cas d'autres types de modulation et des débits beaucoup plus élevés allant jusqu'à 54 Mbits/s.

La fig 4 ci-dessous présente les graphes des signaux modulants et modulés par saut de fréquence

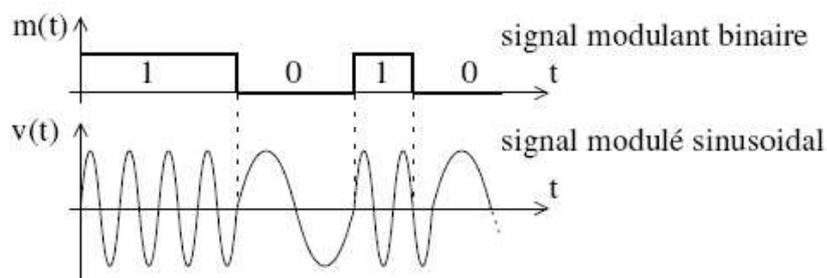


fig 4

Dans le cas de la modulation FSK, le signal modulé a pour expression :

$$v(t) = A \cos \left((\omega_c + 2\pi a_k \Delta f) t \right) \quad \text{où } a_k = \pm 1$$

Il s'agit alors d'un signal modulé en fréquence par un signal binaire antipolaire (± 1). Du fait de la non linéarité du procédé de modulation FSK, le spectre est très complexe. Ce principe de modulation et démodulation FSK est utilisé dans les modems à faibles débits, dont les vitesses de transmission n'excèdent pas en général 1200 bits/s.

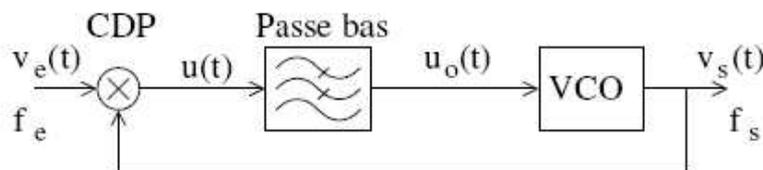
La modulation FSK peut aussi être utilisé comme moyen de conversion de données numériques pour leur stockage sur support magnétique (disque ou cassette).

5. Caractéristiques de la PLL :

4.1 Généralités :

On appelle PLL (Phase Locked Loop), ou boucle à verrouillage de phase, un système bouclé dans lequel la grandeur asservie est la phase (ou la fréquence).

La figure ci-dessous représente le schéma fonctionnel d'une PLL. C'est un système asservi (contre réaction) à retour unitaire.



Les éléments constitutifs de ce circuit sont les suivants :

- Un comparateur de phase (CDP) : ce circuit élabore une tension d'erreur $u(t)$ proportionnelle à la différence de phase (ou de fréquence) de deux signaux appliqués en entrée.
- Un filtre passe-bas (FPB) : la tension d'erreur $u(t)$ est filtrée pour ne conserver que la composante continu ou lentement variable $u_o(t)$.
- Un oscillateur contrôlé en tension (OCT ou VCO) : c'est un oscillateur fournissant un signal dont la fréquence varie à l'image d'une tension ou d'un courant de commande en entrée.

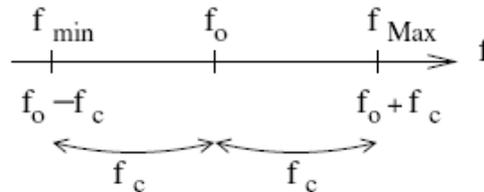
En l'absence de signal en entrée du système, le VCO fonctionne alors à sa fréquence d'oscillation libre f_o .

Si un signal est appliqué à l'entrée du CDP, ce dernier délivre une tension d'erreur $u(t)$ fonction du déphasage ou de la différence de fréquence entre le signal d'entrée et le signal délivré par le VCO. Le signal $u(t)$ est ensuite filtré et appliqué à l'entrée du VCO. La tension de commande $u_o(t)$, ainsi générée, modifie la fréquence du VCO de façon à réduire la différence de fréquence entre les signaux appliqués au CDP. Ainsi, si la fréquence f_e du signal d'entrée est suffisamment proche de f_o , la boucle de retour impose au VCO de se synchroniser ou de se verrouiller avec le signal d'entrée.

Une fois la boucle verrouillée, la fréquence délivrée par le VCO est identique à celle du signal d'entrée. Cependant il persiste une différence de phase entre les deux signaux ($\Delta\varphi = \varphi_e - \varphi_s$).

Celle-ci génère une tension de commande du VCO $u_o(t)$ qui maintient la PLL verrouillée. Ce pouvoir d'autocorrection du système permet ainsi à la PLL, une fois qu'elle est verrouillée, de suivre les changements de fréquence du signal d'entrée.

Cet asservissement de la fréquence du signal d'entrée ne peut être obtenu pour n'importe quelle valeur de f_e . Il existe deux plages caractéristiques appelées plage de verrouillage et plage de capture. Ces plages sont centrées par rapport à f_o la fréquence d'oscillation libre du VCO.

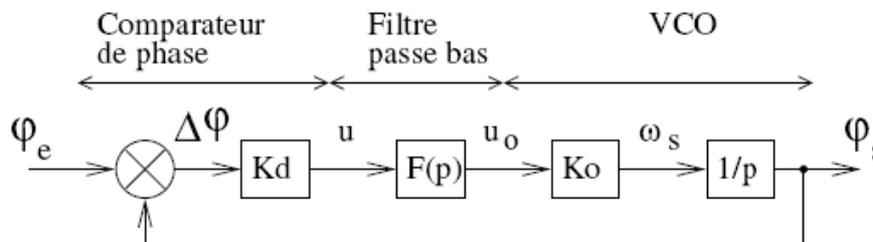


La gamme de fréquence où la PLL est maintenue asservie au signal d'entrée est la plage de verrouillage $2f_L$. C'est le domaine où le VCO peut poursuivre la fréquence du signal d'entrée. De même, pour que le phénomène d'accrochage ait lieu, il est nécessaire que la fréquence f_e se situe dans la plage de capture $2f_c$. C'est le domaine correspondant à l'écart de fréquence par rapport à f_o pour lequel la PLL peut se verrouiller sur la fréquence du signal d'entrée.

Dans la suite, on considèrera toujours que la PLL fonctionne en mode verrouillée, ce qui limite donc l'excursion de fréquence autorisée en entrée. Les caractéristiques constructeurs données en annexe permettent de déterminer les valeurs de f_L et f_c .

4.2 Fonctions de transfert :

La figure suivante représente le schéma bloc de la PLL :



Le signal d'entrée présente une phase $\varphi_e(t)$ et le signal de sortie du VCO une phase $\varphi_s(t)$.

La boucle étant verrouillée, le CDP délivre une tension de sortie $u(t)$ proportionnelle à la différence de phase $\Delta\varphi = \varphi_e - \varphi_s$. Cette tension est ensuite filtrée par le filtre passe-bas de fonction de transfert $F(p)$. Celui-ci va permettre de fixer les caractéristiques dynamiques de la boucle. La fréquence délivrée par le VCO est alors contrôlée par la tension d'erreur filtrée $u_o(t)$, soit :

$$u_o(p) = F(p) u(p) = F(p) K_d (\varphi_e(p) - \varphi_s(p))$$

et le glissement de pulsation du VCO à partir de la pulsation centrale s'écrit :

$$\Delta\omega_s(p) = K_o u_o(p) = K_o K_d F(p) (\varphi_e(p) - \varphi_s(p))$$

La pulsation étant la dérivée par rapport au temps de la phase instantanée, alors :

$$\omega_s = \frac{\partial \varphi_s}{\partial t} \quad \text{et donc} \quad \omega_s(p) = p \varphi_s(p)$$

Le VCO présente alors la fonction de transfert suivante :

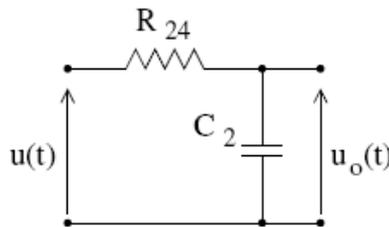
$$\varphi_s(p) = \frac{K_o u_o(p)}{p}$$

qui montre la phase délivrée par le VCO est proportionnelle à l'intégrale de la tension de contrôle d'entrée.

On obtient ainsi la fonction de transfert de la boucle fermée :

$$H(p) = \frac{\varphi_s(p)}{\varphi_e(p)} = \frac{K_o K_d F(p)}{p + K_o K_d F(p)}$$

Il est nécessaire de déterminer la fonction de transfert du filtre $F(p)$ pour obtenir l'expression de $H(p)$. On se limitera ici à la réponse du système en présence d'un filtre passe-bas passif du premier ordre du type présenté sur la figure ci-dessous :



Ce filtre passe bas présente une fonction de transfert du type :

$$F(p) = \frac{u_o(p)}{u(p)} = \frac{1}{1 + \tau p} \quad \text{avec } \tau = R_{24}C_2$$

La résistance $R_{24} = 3,6k\Omega$ étant intégrée au sein de la PLL (voir annexes). Dans ce cas, on obtient une fonction de transfert en boucle fermée $H(p)$ du deuxième ordre de la forme classique :

$$H(p) = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2z p}{\omega_n} + 1} \quad \text{avec } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau}} \quad \text{et } z = \frac{0.5}{\sqrt{K_o K_d \tau}}$$

La réponse transitoire est donc caractérisée par la résonance et l'amortissement. La PLL est d'autant plus stable que τ diminue pour un gain $K_o K_d$ donné. De ce fait, les trois paramètres ω_n, z, τ ne peuvent être choisis de manière indépendante.

La PLL, utilisée comme un système de démodulation FM ou FSK, doit fournir une tension proportionnelle à la fréquence instantanée du signal d'entrée. Dans ce cas, l'information peut alors être extraite de la tension d'erreur après filtrage.

Nous allons maintenant nous intéresser à l'expression de la tension d'erreur $U_o(p)$ en fonction de la pulsation $\omega_e(p)$ du signal d'entrée :

$$u_o(p) = F(p) u(p) = F(p) K_d (\varphi_e(p) - \varphi_s(p))$$

donc

$$u_o(p) = F(p) K_d \varphi_e(p) (1 - H(p)) \quad \text{et} \quad H(p) = \frac{K_o K_d F(p)}{p + K_o K_d F(p)}$$

d'où :

$$u_o(p) = p \varphi_e(p) H(p) / K_o \quad \text{mais} \quad p \varphi_e(p) = \omega_e(p)$$

soit

$$u_o(p) = \frac{\omega_e(p) H(p)}{K_o}$$

La tension d'erreur $U_o(p)$ permet donc d'accéder à l'information contenue dans la pulsation du signal d'entrée, cette dernière étant modulée par le message. Cependant il existe le facteur multiplicatif $[H(p)/K_o]$ qui va distordre l'information puisque $H(p)$ est une fonction de transfert du deuxième ordre :

$$u_o(p) = \frac{\omega_e(p)}{K_o} \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2z p}{\omega_n} + 1}$$

Le système fonctionne alors comme un discriminateur de fréquence, mais il peut présenter dans sa bande passante un dépassement (ou overshoot) plus ou moins important selon la valeur du coefficient d'amortissement z du système.

4.3 Réponse de la PLL à une modulation de fréquence :

Dans le cas d'une modulation de fréquence, en régime établi, la pulsation instantanée du signal reçu varie linéairement en fonction du message :

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega_m(t)$$

La tension d'erreur u_o va donc se présenter sous la forme d'une somme de deux termes :

$$u_o(f) = u_{oc} + \Delta u_o(f_m)$$

et donc

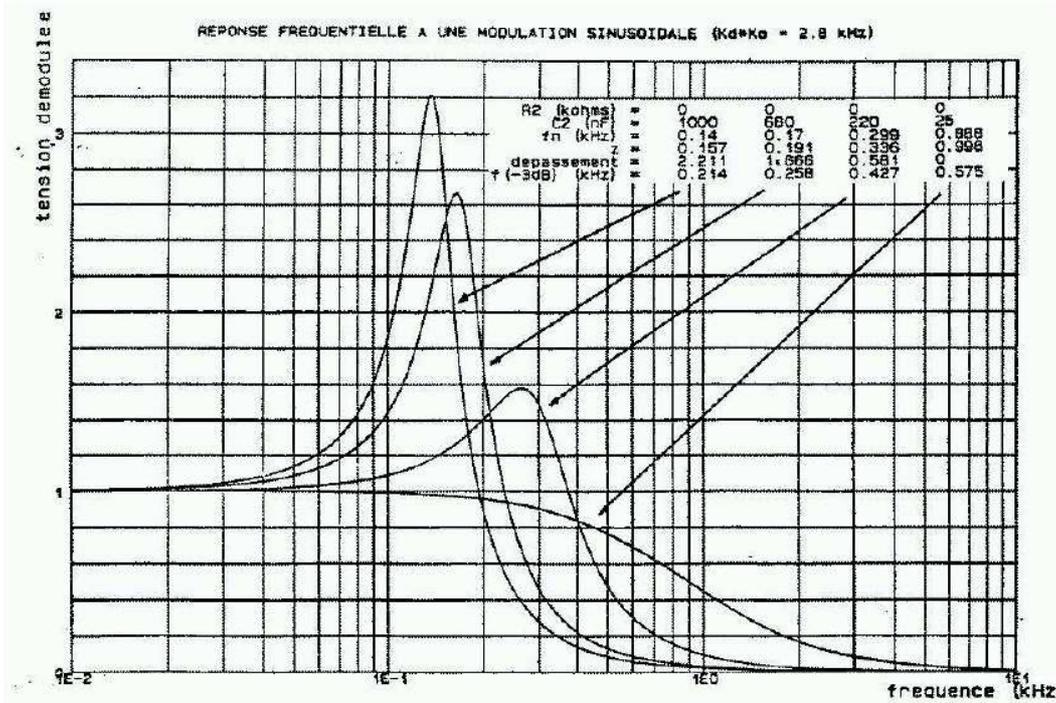
$$\Delta u_o(f_m) = \frac{\Delta\omega_m}{K_o} \frac{1}{1 - \frac{f_m^2}{f_n^2} + j \frac{2z f_m}{f_n}}$$

La tension de commande du VCO varie en fonction de l'écart de la fréquence d'entrée par rapport à la porteuse, et joue donc le rôle d'un discriminateur de fréquence. Cependant la relation $\Delta u_o(f_m) = \text{fonction}(\Delta f_m)$ n'est pas une fonction linéaire du fait du terme $H(f_m)$.

Notons que le signal de modulation étant dans ce cas sinusoïdal de fréquence f_m , le tracé de $\Delta u_o(f_m)$ permet d'accéder à la réponse harmonique de la PLL. De même, du fait de la nature non linéaire du détecteur de phase, il existera un résidu de porteuse d'autant plus important

que la fréquence de coupure du système sera élevée (fonction de z et donc de la fréquence de coupure du filtre passe bas).

La représentation de la tension d'erreur Δu_o en fonction de la fréquence f_m du signal de modulation (perturbation) sera de la forme suivante :



4.4 Répons de la PLL à un saut de fréquence :

On considère dans ce cas que l'on applique un échelon de pulsation $\Delta\omega$ à l'instant $t=0$, donc

$\omega_e(t) = \Delta\omega \Gamma(t)$ Avec $\Gamma(t)$ la fonction échelon unité

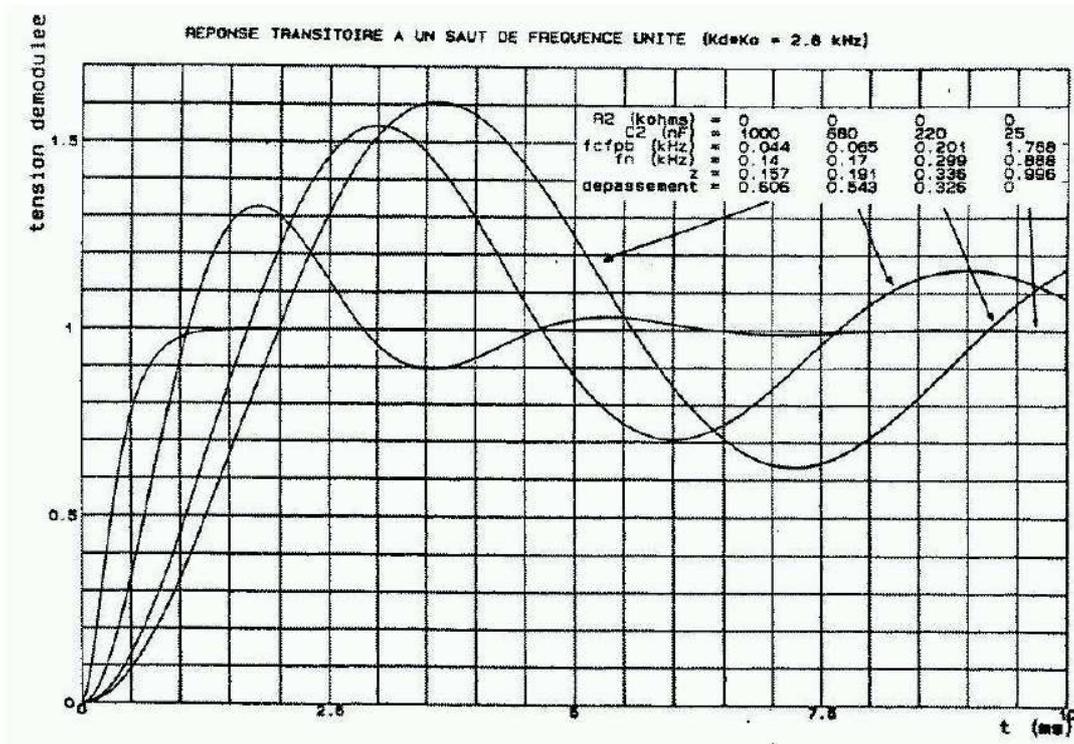
d'où $\omega_e(p) = \Delta\omega / p$

La tension d'erreur résultante s'exprime alors de la façon suivante :

$$u_o(p) = \omega_e(p) \frac{H(p)}{K_o} = \frac{\Delta\omega}{p} \frac{H(p)}{K_o} = \frac{\Delta\omega}{pK_o} \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2z}{\omega_n} p + 1}$$

Après décomposition en éléments simples, on peut accéder à la réponse temporelle de $u_o(t)$.

Le comportement transitoire de la tension d'erreur pour un échelon unité est reporté sur la figure ci-dessous :



La réponse de la PLL sera fonction du coefficient d'amortissement z :

- si $z > 1$: les pôles de $H(p)$ sont réels et négatifs, d'où la présence d'un régime transitoire apériodique amorti.
- si $z = 1$: les pôles sont confondus, le régime linéaire est de type apériodique amorti appelé régime critique.
- si $z < 1$: les pôles de $H(p)$ sont imaginaires conjugués, on est en présence d'un régime oscillatoire transitoire .

On remarque qu'il n'y a de dépassement à la réponse échelon unité que pour des valeurs du coefficient d'amortissement z strictement inférieur à l'unité, la valeur critique étant $z=1$.

6. Questionnaire :

Nous allons utiliser la PLL NE565 dont les caractéristiques sont données en annexe. A partir de ces données :

- *déterminer les valeurs des éléments fixant la fréquence d'oscillation libre du VCO qui doit être de l'ordre de 1KHz ;*
- *pour des capacités du filtre passe bas de 1000nF, 680nF, 220nF et 25nF calculer le coefficient d'amortissement z et la fréquence f_n correspondante ;*
- *dans le cas d'une modulation FM par un signal sinusoidal basse fréquence, déterminer la bande passante à -3dB de la PLL pour différentes valeurs de z ;*

- dans le cas d'une modulation de type FSK, calculer l'amplitude du premier dépassement pour les différentes valeurs de z .

7. Manipulation :

Identifier sur la plaquette les différents éléments de la PLL, ainsi que les différents points de test (sortie CDP, entrée et sortie du VCO,...).

6.1 Réponse de la PLL à une modulation FM :

Pour utiliser la PLL comme système de réception FM il est tout d'abord nécessaire de déterminer la réponse de la PLL à une onde sinusoïdale modulée en fréquence par un signal BF sinusoïdal.

- Effectuer les réglages nécessaires sur le générateur pour qu'il délivre une onde sinusoïdale de fréquence 1KHz et d'amplitude 500mVcc, modulée en fréquence par un signal basse fréquence sinusoïdal de fréquence 100Hz. Observer simultanément à l'oscilloscope les formes d'onde de la porteuse et du signal de modulation (dans le cas d'un problème de synchronisation, utiliser la fonction STOP de l'oscilloscope). Ajuster si nécessaire la fréquence d'oscillation libre du VCO qui doit être de 1KHz. Pour imposer une excursion maximale de fréquence de 50Hz autour de la porteuse, utiliser un signal de modulation rectangulaire de très basse fréquence et ajuster son amplitude en conséquence, puis revenir au mode sinusoïdal.
- Pour la valeur $C=1000\text{nF}$ de la capacité du filtre passe bas, relever l'évolution de la tension d'erreur $u_o(t)$ en fonction de la fréquence du signal de modulation. En faisant varier la fréquence du signal modulant, tracer l'allure du rapport $\frac{u_o(f)}{u_o(\text{BF})}$.
On notera que la tension $u_o(\text{BF})$ est la tension en sortie du filtre passe bas lorsque la fréquence du signal modulant est très faible. Comparer ce résultat avec les abaques.
- Pour les autres valeurs de la capacité du filtre passe bas, observer l'évolution de la tension d'erreur $u_o(t)$ en fonction de la fréquence du signal de modulation. Comparer avec les abaques.
- Quelles sont les limitations de la PLL utilisée comme système de réception FM ?

6.2 Réponse de la PLL à une modulation FSK :

Effectuer les réglages nécessaires sur le générateur pour qu'il fournisse une onde sinusoïdale de fréquence 1KHz et d'amplitude 500mVcc modulée en fréquence par un signal BF rectangulaire de fréquence 100Hz. Faire varier l'amplitude du signal de modulation, et observer simultanément à l'oscilloscope les formes d'ondes de la porteuse et du signal de modulation (dans le cas d'un problème de synchronisation, utiliser la fonction STOP de l'oscilloscope).

Ajuster l'amplitude du signal de modulation BF afin d'imposer une excursion maximale de fréquence de 50Hz autour de la porteuse.

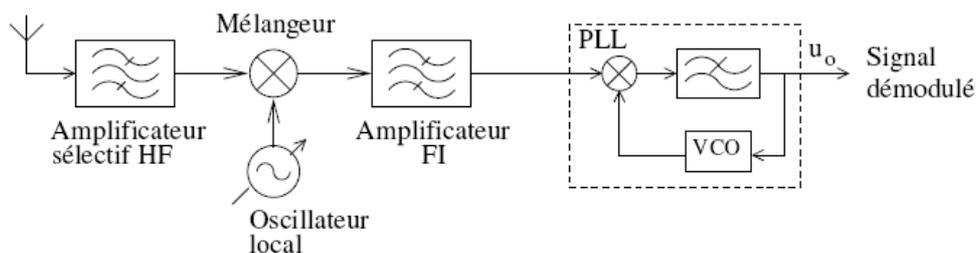
Retoucher si nécessaire la fréquence d'oscillation libre du VCO qui doit être de 1KHz.

Pour la valeur de $C=1000nF$, relever l'amplitude du premier dépassement (utilisation de curseurs, et mode moyenné si nécessaire) et de la pulsation propre (curseurs temps) à l'oscilloscope.

En déduire les différentes valeurs de z . Vérifier que pour $C=25nF$ on est proche de l'amortissement critique.

6.3 Application de la PLL à la démodulation FM :

La bande de réception des émissions de radiodiffusion FM est 88-108MHz. De ce fait il n'est pas possible de réaliser une démodulation directe. Il est donc nécessaire d'effectuer une transposition à plus basse fréquence, appelée fréquence intermédiaire (FI), qui est de 10,7MHz. Cette transposition est effectuée à l'aide d'un mélangeur et d'un VCO, suivi d'un filtrage sélectif et d'une amplification en fréquence intermédiaire. Il est possible d'intégrer la PLL pour effectuer la démodulation comme indiquée sur la figure ci-dessous :



Pour quelle raison n'est-il pas possible d'utiliser la PLL NE565 pour réaliser cette détection ?

6.4 Application de la PLL à la démodulation FSK :

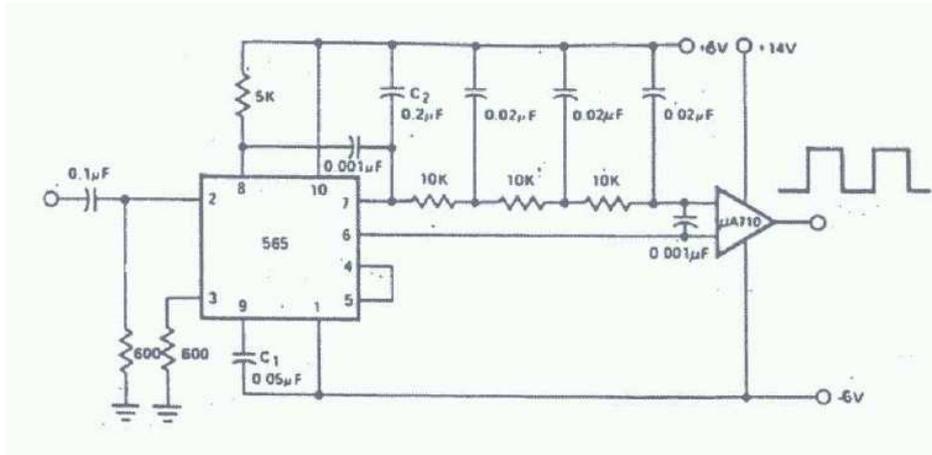
La PLL peut aussi être utilisée comme système de démodulation FSK, utilisée par exemple pour transmettre des données numériques par voies téléphoniques. Nous utiliserons à titre d'exemple le standard suivant :

Niveau 0 fréquence 1070Hz

Niveau 1 fréquence 1270Hz

La fréquence d'oscillation libre du VCO doit être ajustée à 1170Hz pour décrire une excursion de fréquence symétrique par rapport à f_o .

Pour disposer en sortie du démodulateur d'un signal logique, il est nécessaire de conditionner la tension d'erreur u_o . Pour cela on utilise un filtre passe bas suivi d'un amplificateur opérationnel comme indiqué sur la figure ci-dessous :



- a- Expliquer le rôle de chacun de ces éléments.
- b- Observer la forme d'onde résultante.
- c- Réajuster la fréquence d'oscillation libre du VCO pour obtenir en sortie un signal rectangulaire de rapport cyclique 50%.
- d- Quels sont les compromis à respecter lors de la transmission.

TP n°3 :
Etude et caractérisation des sources de bruits

1. Objectifs :

Le but de cette manipulation est d'étudier les sources de bruit utilisées (ou rencontrées) en électronique et de les caractériser en termes de :

- Tensions représentatives : valeur moyenne, valeur efficace.
- Comportement fréquentiel : densité spectrale de puissance.
- Propriétés statistiques : histogramme ou loi de densité de probabilité.

Les signaux issus des sources étudiées dans cette manipulation appartiennent à la classe des signaux aléatoires à puissance finie.

2. Principes généraux & Rappels :

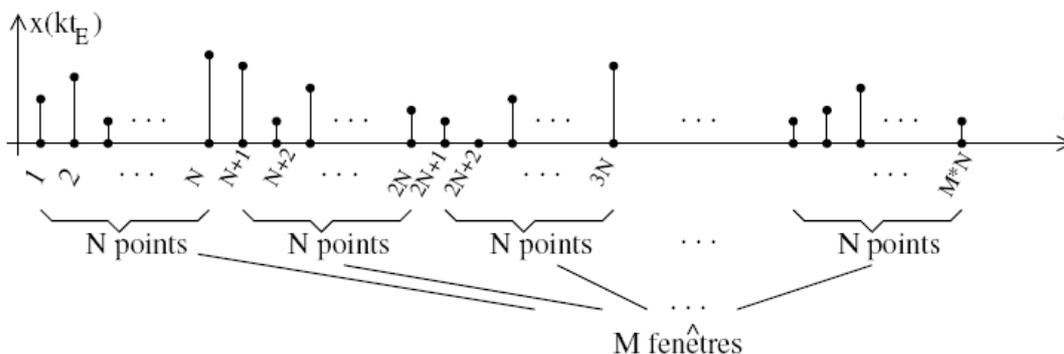
Nous allons dans ce paragraphe effectuer quelques rappels succincts sur les grandeurs caractéristiques des signaux aléatoires. Il est très important à ce niveau de souligner deux points :

- afin de ne pas trop alourdir le texte, une approche théorique simplifiée a été volontairement adoptée. Le lecteur trouvera une approche beaucoup plus détaillée et précise dans les références [1], [2], [3] et dans le cours de l'unité d'enseignement Signaux et Télécommunications.
- toujours par souci de simplification, ces rappels seront effectués en considérant dans un premier temps que les signaux sont à temps continu. Les formules seront ensuite données en considérant des signaux à temps discret, dans la mesure où, lors de la manipulation, les signaux seront échantillonnés.

2-1 Acquisition – Calculs :

Pour obtenir, à partir des échantillons du signal, une estimation correcte des quantités citées ci-dessus, il est nécessaire de calculer une estimation sur une fenêtre temporelle comprenant N points de mesure, et de réaliser ensuite un calcul de valeur moyenne sur M fenêtres indépendantes.

La figure ci-dessous représente le découpage temporel en fenêtres de N points.



L'estimation ainsi obtenue sera d'autant plus proche de la vraie valeur recherchée que le nombre M de fenêtres sera important. Il est cependant bien évident que les temps d'acquisition et de calculs seront d'autant plus longs.

On veillera donc dans un premier temps, lors de la mise au point des programmes, à prendre une faible valeur du nombre M de fenêtres (de l'ordre de 10 à 100) et de prendre ensuite une valeur plus élevée (de l'ordre de 300 à 500) afin d'obtenir des résultats corrects.

L'oscilloscope numérique est ici utilisé comme système d'acquisition. Les données seront transférées ensuite vers un PC par la liaison série RS232 et traitées à l'aide du logiciel Matlab. Les principales caractéristiques de l'oscilloscope sont données en annexe, sa documentation est disponible en salle de Travaux Pratiques.

Il existe une fonction Matlab **acquiHP.m** qui réalise l'acquisition du signal. Cette fonction pilote l'oscilloscope et permet d'acquérir un nombre nb de fenêtres de signal composées de 128 points.

La syntaxe suivante : **acquiHP(nb)** permet d'acquérir un signal composé de nb fenêtres de 128 points. Si nb=10, par exemple, le signal enregistré comportera 10*128=1280 échantillons. Ce découpage en fenêtres de 128 points permet de réduire le temps de communication avec l'oscilloscope. D'autre part, cette fonction sauvegarde automatiquement dans un fichier **s.mat** les informations suivantes :

- la période d'échantillonnage de l'oscilloscope notée t_E (qui est fonction du réglage de la base de temps),
- les données sous forme d'un vecteur nommé **x**.

On peut donc directement dans la fenêtre de commande de Matlab, taper la commande **acquiHP(nb)**, avec un paramètre nb quelconque, et ensuite faire un programme qui relit s.mat et effectue les calculs de valeur moyenne, valeur efficace ...

Comme pour toutes les fonctions de Matlab, on pourra obtenir une aide sommaire sur la fonction **acquiHP** en tapant **help acquiHP** dans la fenêtre de commande.

2.2 Puissance normalisée :

a. *Signal à temps continu*

La définition de la puissance normalisée (ou carré de la valeur efficace x_{eff}^2 ou valeur quadratique moyenne $\overline{x^2}$) calculée sur une durée T, est donnée par la relation :

$$P_x = \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt = x_{eff}^2 = \overline{x^2} \quad (1)$$

Si on considère la définition de la variance d'un signal aléatoire de valeur moyenne μ .

$$\sigma_x^2 = E[(x - \mu)^2] = E[x^2] - \mu^2 \quad (2)$$

avec l'hypothèse d'ergodicité (moyennes temporelles égales aux moyennes statistiques), on peut écrire $P_x = E[x^2]$ et donc déduire des deux relations (1) et (2), ci-dessus :

$$P_x = \sigma_x^2 + \mu^2 \quad (3)$$

Lorsque le signal est centré, sa valeur moyenne est nulle, et donc sa puissance normalisée s'identifie à sa variance :

$$P_x = \overline{x^2} = \sigma_x^2 = x_{eff}^2 \quad \text{quand } \mu = 0 \quad (4)$$

b. Signal à temps discret :

La relation (1) ci-dessus, peut s'écrire lorsque le signal est à temps discret, et mesuré sur une fenêtre contenant N points de mesure (ou échantillons)

$$P_x = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x^2(i) \quad (5)$$

2.3 Densité spectrale de puissance :

Comme son nom l'indique, la densité spectrale de puissance $S_x(f)$ d'un signal $x(t)$ fournit une information sur la répartition de la puissance en fonction de la fréquence. Elle s'obtient en prenant le module au carré de la transformée de Fourier du signal.

a. Signal à temps continu :

Si l'on note $X_i(f, T)$ la transformée de Fourier du signal $x(t)$ calculée sur une fenêtre i , de durée T :

$$X_i(f, T) = \text{TF}\{x_i(t, T)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x_i(t, T) e^{-j\omega t} dt \quad (6)$$

la densité spectrale s'obtient en calculant une moyenne du module au carré de la transformée de Fourier, sur M fenêtres :

$$S_x(f) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |X_i(f, T)|^2 \quad (7)$$

La puissance peut être recalculée à partir du domaine fréquentiel, c'est l'identité de Parseval :

$$P_x = \int_{-\infty}^{+\infty} S_x(f) df = 2 \int_0^{+\infty} S_x(f) df = \overline{x^2} \quad (8)$$

Puisque la puissance normalisée s'exprime en V^2 , on peut déduire de la relation précédente, que la densité spectrale s'exprime en V^2 / Hz .

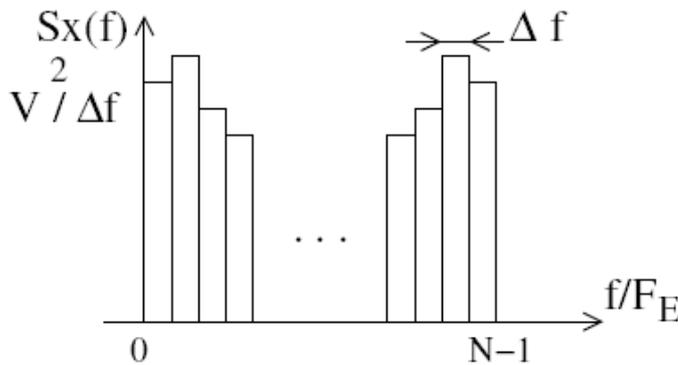
b. Signal à temps discret :

Dans la mesure où le signal sera discrétisé, on calculera sa transformée de Fourier à l'aide d'un algorithme de transformée rapide (FFT) sur N points.

Si $X_i(f_k)$ est la transformée de Fourier calculée sur la ième fenêtre, la densité spectrale s'obtiendra aussi en calculant la valeur moyenne du module au carré des transformées de Fourier :

$$S_x(f_k) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |X_i(f_k)|^2 \tag{9}$$

Remarque importante : si F_e est la fréquence d'échantillonnage du signal, la résolution fréquentielle de l'algorithme est $\Delta f = F_e / N$.



Donc lors de l'estimation de la densité spectrale, la grandeur sera exprimée non pas en V^2 / Hz mais en $V^2 / \Delta f$. L'énergie est calculée dans une fenêtre de largeur Δf . Connaissant la fréquence d'échantillonnage F_e et le nombre de points N , on peut très simplement se ramener à une densité spectrale en V^2 / Hz .

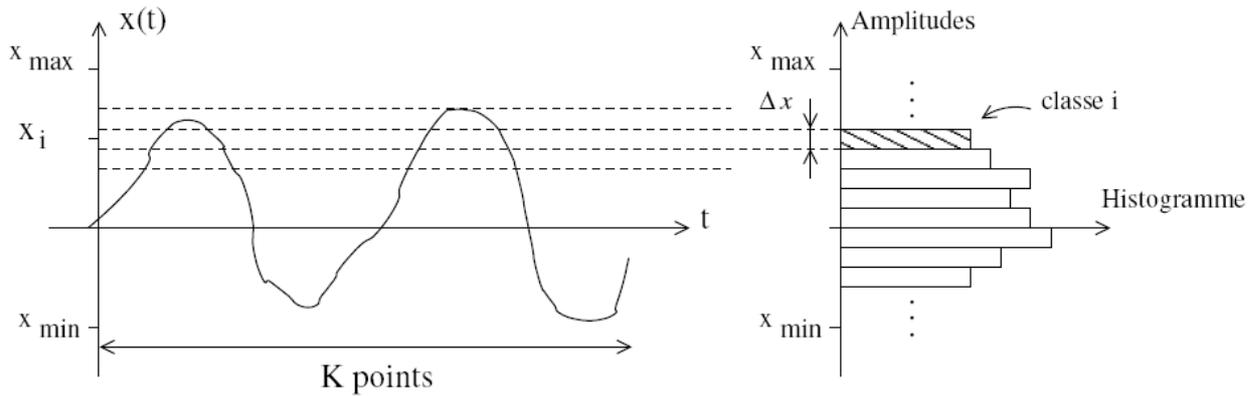
La relation de Parseval, s'écrit donc pour les signaux à temps discret :

$$P_x = \sum_{n=0}^{N-1} S_x(n\Delta f) \tag{10}$$

avec N , le nombre de points de la FFT.

2.4 Histogramme :

La fonction hist(x) de Matlab permet de calculer l'histogramme des valeurs contenues dans les vecteurs x. Par défaut, la fonction hist(x) divisée en 10 classes de même largeur Δx l'espace des amplitudes comprises entre la valeur minimale x_{\min} et maximale x_{\max} de x.



La fonction retourne donc par défaut un vecteur de 10 valeurs représentant pour la classe i , le nombre de valeurs de x , comprises entre $x_i \pm \Delta x/2$. Pour passer de l'histogramme à la probabilité, il suffit de diviser les valeurs retournées par la fonction par le nombre total de points K .

La fonction `hist(x,nb_classe)` permet de calculer l'histogramme sur un nombre quelconque de classes, permettant ainsi une analyse plus fine.

Syntaxe :

- `h=hist(x) ;` retourne dans le vecteur h , les 10 valeurs de l'histogramme.
- `[h,a]=hist(x) ;` retourne dans le vecteur h , les 10 valeurs de l'histogramme, et dans le vecteur a les valeurs des classes.
- `[h,a]=hist(x,20) ;` de même que le cas précédent, avec 20 classes.

Remarque : un histogramme permet donc pour une classe i , d'avoir le nombre de valeurs de x comprises entre $x_i - \Delta x/2$ et $x_i + \Delta x/2$. On peut obtenir la probabilité pour qu'une valeur soit dans l'intervalle $x_i \pm \Delta x/2$, en divisant par le nombre total de mesures, soit :

$$\Pr \left[x_i - \frac{\Delta x}{2} < x < x_i + \frac{\Delta x}{2} \right] \tag{10}$$

Pour comparer l'histogramme à une loi de probabilité théorique $f(x)$, il faut donc calculer à partir de $f(x)$

$$\int_{x_i - \Delta x/2}^{x_i + \Delta x/2} f(x) dx = \Pr \left[x_i - \frac{\Delta x}{2} < x < x_i + \frac{\Delta x}{2} \right] \tag{11}$$

Si la largeur de la classe est suffisamment petite, on peut assimiler l'intégrale ci-dessus à :

$$\int_{x_i - \Delta x/2}^{x_i + \Delta x/2} f(x) dx \simeq f(x_i) \Delta x \quad (12)$$

Ce qui revient à appliquer une méthode d'intégration par rectangle. On aura donc, pour une classe i :

$$\Pr \left[x_i - \frac{\Delta x}{2} < x < x_i + \frac{\Delta x}{2} \right] \simeq f(x_i) \Delta x \quad (13)$$

3 Manipulation :

Il est important de noter que :

- lors de l'appel de la fonction `acquiHP(nb)`, les informations suivantes doivent s'afficher dans la commande de Matlab :
 - Etat du port : open
 - ID Oscilloscope : HEWLETT-PACKARD, 54615B,0,A.02.03
 - Acquisition en cours ...
 - Acquisition terminée!

reflétant ainsi un fonctionnement correct de la fonction d'acquisition.

- Les tranches de signal **doivent** être composées d'un nombre de points multiples entiers d'une puissance de 2 (128, 256, 512, ...); Ceci est imposé par l'algorithme de FFT.
- L'oscilloscope doit être réglé manuellement (base de temps, sensibilité verticale, ...) de façon à acquérir correctement le signal. On portera un soin particulier au réglage de la base de temps, donc au choix de la fréquence d'échantillonnage. La fonction **acquiHP** ne fait que transférer les points de la mémoire de l'oscilloscope vers le PC. Elle ne configure en aucun cas l'oscilloscope !

Pour chacune des sources de bruit disponibles, on réalisera les calculs et les mesures suivantes :

3.1 Valeur moyenne / valeur efficace :

- a. *Réaliser une acquisition et afficher le signal.*
- b. *Calculer la valeur moyenne sur l'ensemble des points de mesure. Comparer à celle mesurée au voltmètre.*
- c. *Calculer et représenter la valeur moyenne obtenue sur des fenêtres successives de 128 points. Procéder de même pour des fenêtres successives de 256 points, puis de 512 points ...*
Conclusion.

- d. *Reprendre les deux questions ci-dessus, avec la valeur efficace du signal.*
- e. *Calculer la puissance du signal, à partir de la valeur moyenne et la valeur efficace obtenues ci-dessus, et les comparer aux valeurs indiquées par les appareils de mesure (voltmètre AC, DC et oscilloscope).*

3.2 Densité spectrale de puissance :

- a. *Calculer et afficher le module au carré de la transformée de Fourier du signal, sur une fenêtre de largeur quelconque.*
- b. *Calculer la densité spectrale de puissance lissée (équation 9), en calculant une moyenne de M densités spectrales obtenues sur des fenêtres de 512 points.*
- c. *Déterminer à partir de la densité spectrale, la puissance du signal et sa valeur moyenne.*
Les comparer aux valeurs obtenues ci-dessus.

3.3 Histogramme des amplitudes

- a. *Tracer l'histogramme calculé sur tout le signal x.*
- b. *Comparer l'histogramme obtenu ci-dessus à la gaussienne :*

$$f(x) = \frac{1}{\sigma^2 \sqrt{2\pi}} e^{-(x-\mu)^2 / 2\sigma^2}$$

On prendra comme valeur moyenne μ et variance σ , les valeurs obtenues au paragraphe 3.1 ci-dessus.

- c. *Calculer la probabilité d'obtenir des amplitudes comprises dans l'intervalle $\mu \pm 1.96 \sigma$.*
Conclusion.

4 Annexes :

4.1 Caractéristiques de l'oscilloscope Agilent 54615B :

Bande passante	500MHz
Sensibilité verticale maxi	2mV/div
Résolution verticale	8 bits
Base de temps mini	1ns/div
Fréquence d'échantillonnage maxi*	1Giga échantillons/s
Profondeur mémoire	5000 points

* la fréquence d'échantillonnage est fonction de la base de temps

4.2 Quelques fonctions Matlab :

- whos affiche les données en mémoire et leur taille
- load s charge en mémoire le fichier s.mat
- length(x) retourne le nombre d'éléments contenus dans le vecteur x
- sum(x) calcule la somme des éléments du vecteur x
- sqrt(x) calcule la racine carré du nombre x
- mean(x) calcule la valeur moyenne des éléments contenus dans le vecteur x
- std(x) calcule l'écart-type (racine carré de la variance) des éléments contenus dans le vecteur x
- fft(x) retourne un vecteur complexe contenant la transformée de Fourier de x
- abs(x) calcule le module du nombre complexe x
- hist(x,nb_classe) retourne l'histogramme composé de nb_classe

References

- [1] F. de Coulon, *Théorie et traitement des signaux*, Dunod
- [2] JG. Proakis, DG Manolakis, *Introduction to digital signal processing*, Maxwell-MacMillan
- [3] AB. Carlson, *Communication systems : An introduction to signals and noise in electrical communication*, MacGraw Hill