
Télécommunications - Traitement du signal

Références :

Max – *Méthodes et techniques de traitement du signal*

Duffait – *Expériences d'électronique* (chap.3 et chap.9)

Quaranta – *Dictionnaire de physique expérimentale : Electronique (tome III)* (articles "démodulation" et "modulation")

Picinbono – *Théorie des signaux et des systèmes*

Neffati – *Traitement du signal analogique*

Manneville & Esquieu – *Electronique : systèmes bouclés linéaires, de communication et de filtrage* (parties "systèmes bouclés linéaires", chap. 3.3 et "systèmes de communication")

Horowitz – *The arts of electronics* (chap.13)

Malvino – *Principes d'électronique*

Krob – *Electronique expérimentale* (chap.3 et chap.9)

Fontolliet – *Système de télécommunications*

Guillien – *Electronique* (tome 2)

Notice de l'oscilloscope HP 54600

I) Introduction

Le principe de base des télécommunications est de transporter un message entre une source et un destinataire par le biais d'un canal. Les gammes de fréquence des différents messages sont très diverses : voix humaine (300 à 3000 Hz) pour le téléphone, musique (16 Hz à 20 kHz) pour la HiFi, signal de télévision (30 Hz à 6 MHz pour un poste 625 lignes). Quatre types de canaux sont actuellement en utilisation et chacun a des limitations physiques quant aux gammes de fréquences des porteuses véhiculées : canaux hertziens (plus de 100 kHz), les câbles et lignes diverses (de quelques Hz à quelques GHz), les guides d'ondes et les satellites (de l'ordre du GHz), et les fibres optiques (10^{14} Hz).

Un message ne peut pas être envoyé directement sur le canal de transmission car, d'une part, les fréquences des canaux et des messages ne coïncident pas forcément (il faut adapter la fréquence du signal au mode de transmission) et, d'autre part, il s'agit surtout de pouvoir transmettre plusieurs messages sur un même réseau (multiplexage). La modulation qui a pour effet un décalage de fréquence répond à ces 2 exigences. À la réception, il faut effectuer l'opération inverse : la démodulation.

Il existe deux procédés de transmission : numérique et analogique, associés respectivement aux modulations numérique et analogique. Deux types principaux de modulation ont été développés pour la transmission analogique : modulation d'amplitude (AM), et modulation de fréquence (FM). Ils ont été étendus à la transmission numérique. Le terme "numérique" désigne un échantillonnage et un codage du signal analogique en éléments binaires (0 et 1) réalisés avant la transmission. La transmission numérique s'est développée intensément ces dernières années car elle permet entre autres d'augmenter le nombre de canaux disponibles dans une gamme de fréquences et de s'affranchir du bruit lié à la transmission de faibles signaux.

Ce poly est composé de deux parties, inégales en longueur. Dans la partie "Traitement du signal" sont traités divers aspects de la modulation et la démodulation d'amplitude et de fréquence, pour des signaux aussi bien analogiques que numériques. Dans la partie "Transmission du signal", nous illustrons la mise en oeuvre d'une fibre optique.

II) Modulation – Traitement du signal

1) Transformée de Fourier d'un signal

Références :

Notice de l'oscilloscope HP 54600

Picinbono – *Théorie des signaux et des systèmes*

Duffait – *Expériences d'électronique* (chap.3)

On étudie le spectre d'un signal sinusoïdal, fourni par un générateur BF, en l'envoyant sur un oscilloscope numérique qui permet de faire une transformée de Fourier. **Lire attentivement la notice de l'oscilloscope** pour être capable d'obtenir le spectre et de trouver **les paramètres du calcul de la transformée de Fourier** réalisé par l'oscilloscope. Si celui-ci peut fonctionner en mode analogique ou en mode numérique, il faut se placer en mode numérique préalablement.

a) Calcul de la transformée de Fourier numérique d'un signal

– Fenêtre d'analyse du signal : le calcul de la transformée est fait sur une durée T finie qui correspond en général (vérifier néanmoins sur la notice) à la partie du signal visible sur l'écran de l'oscillo et qui est facile à calculer en utilisant le calibre temporel.

– Numérisation du signal : en mode numérique, le signal est échantillonné régulièrement avec un pas t_e , le temps d'échantillonnage. La fenêtre définie précédemment correspond donc à un nombre n de points tel que $T = nt_e$. Le nombre de points n est généralement une puissance de 2 (512, 1024, ...).

On définit aussi la fréquence d'échantillonnage $f_e = 1/t_e$.

– Résolution en fréquence du spectre obtenu : deux points du spectre sont séparés par l'intervalle $\delta f = 1/T$.

– Bornes en fréquence du spectre obtenu : la borne supérieure du spectre vaut $f_{max} = \frac{1}{2t_e} = f_e/2$. En toute rigueur, le spectre s'étend de $-f_{max}$ à $+f_{max}$.

Comme le signal de départ est réel ce spectre est symétrique par rapport à $f = 0$ et on limite souvent son tracé à l'intervalle $[0, f_{max}]$. Certains oscilloscopes permettent aussi de tracer le spectre sur un intervalle plus limité.

– Fenêtrage : la fenêtre d'analyse du signal ne correspond pas nécessairement à un nombre entier de périodes du signal. La FFT calculée correspond à la transformée de Fourier du signal mesuré pendant T et répété indéfiniment : ce signal peut donc présenter des discontinuités tous les T , qui provoquent un élargissement des raies. Pour y remédier, le signal est multiplié par une fonction de fenêtrage valant zéro à chaque extrémité de l'enregistrement temporel. Les oscilloscopes numériques disposent généralement d'au moins deux fonctions de fenêtrage, en plus de la fonction "Rectangulaire" qui correspond au signal non modifié : la fonction "Hanning", qui offre une meilleure résolution en fréquence, et la fonction "Flat Top" qui offre une meilleure résolution en amplitude (cf notice des oscilloscopes numériques HP 54600 pour en savoir plus).

Vérifier expérimentalement les points suivants : (utiliser les curseurs de l'oscilloscope)

– Identification de la fréquence du signal : comparer la mesure avec la valeur donnée par un fréquencemètre.

– Fréquence maximum du spectre.

– Résolution en fréquence du spectre : analyser la somme de deux signaux de fréquences voisines. Pour additionner simplement les signaux issus de deux générateurs de tension, on peut réaliser le montage de la figure 1. Les résistances de $1\text{ k}\Omega$ sont indispensables (pourquoi?). Observer l'effet de la durée T et du fenêtrage.

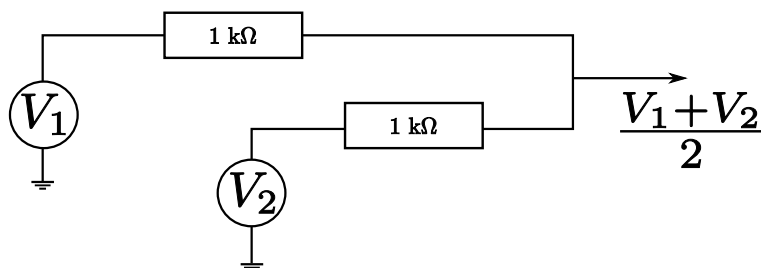


FIG. 1 – Additionneur

b) Limitations du calcul de transformée de Fourier : expérience quantitative sur le théorème de Shannon et le repliement du spectre

On a vu plus haut que pour une fréquence d'échantillonnage donnée, la fréquence maximum du spectre est fixée : $f_{max} = f_e/2$. Ceci implique qu'on ne peut pas analyser un signal à une fréquence $f > f_{max}$ (théorème de Shannon). On peut le vérifier en réalisant l'expérience suivante.

Travailler avec l'oscilloscope HP 54600, le régler en mode par défaut (Setup → Default Setup) de façon à avoir à coup sûr le nombre de points d'échantillonnage par défaut. Brancher aussi le GBF sur un fréquencemètre, afin d'avoir une référence fiable à laquelle comparer la mesure de fréquence effectuée à l'oscilloscope.

Observer un signal sinusoïdal de fréquence $f = 100$ Hz et régler le balayage de façon à avoir *exactement* une période sur l'écran. Observer aussi en même temps la FFT du signal en réglage par défaut.

La fréquence d'échantillonnage par défaut de cet oscillo est telle que l'ensemble de l'écran correspond à 1024 points horizontaux : elle est donc ici égale à $f_e = 100 \text{ Hz} \times 1024 = 102,4 \text{ kHz}$.

Sans changer la vitesse de balayage (donc la fréquence d'échantillonnage), augmenter la fréquence du signal f . La limite de Shannon correspond à : $f_{max} = \frac{1}{2}f_e \simeq 50 \text{ kHz}$. Visualiser ce qui se produit au voisinage de cette valeur : constater que pour $f > f_{max}$ on obtient encore un pic sur l'écran mais qu'il est à une fréquence différente de f . On a ce qu'on appelle un repliement du spectre (en anglais "aliasing") : le pic obtenu est symétrique du pic réel par rapport à f_{max} . Plus on augmente f , plus la fréquence apparente semble diminuer.

Passer maintenant à $f = f_e = 2f_{max} \simeq 100 \text{ kHz}$, et visualiser ce qui se passe en mode temporel au voisinage de $2f_{max}$. Mesurer la fréquence sur l'écran de l'oscilloscope, interpréter.

Ces phénomènes peuvent très facilement s'interpréter en termes de stroboscopie (commencer par faire un dessin correspondant au cas $f = f_e$ et raisonner cette fois en modifiant la fréquence d'échantillonnage tout en maintenant constante la fréquence du signal).

2) Modulation d'amplitude (AM)

Références :

Duffait – *Expériences d'électronique* (Chap. 9, entre autres)

Neffati – *Traitement du signal analogique* (Chap. 4)

a) Caractéristiques générales d'un signal modulé en amplitude

Dans le cas général, un signal de modulation d'amplitude s'écrit en fonction du temps :

$$s(t) = [A + B \cos(\omega_1 t)] \times \cos(\omega_0 t),$$

où $\omega_1 = 2\pi f_1$ et $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_1 étant la fréquence de modulation (typiquement 0.5 kHz) et f_0 celle de la porteuse (typiquement 50 kHz).

L'amplitude du signal varie entre $a = A - B$ et $b = A + B$. On est amené à définir le taux de modulation par $m = \frac{b-a}{b+a} = \frac{B}{A}$, soit $B = mA$. Le signal $s(t)$ peut s'écrire :

$$\begin{aligned} s(t) &= A \cos(\omega_0 t) + \frac{B}{2} \cos((\omega_0 + \omega_1)t) + \frac{B}{2} \cos((\omega_0 - \omega_1)t) \\ &= A \left[\cos(\omega_0 t) + \frac{m}{2} \cos((\omega_0 + \omega_1)t) + \frac{m}{2} \cos((\omega_0 - \omega_1)t) \right]. \end{aligned}$$

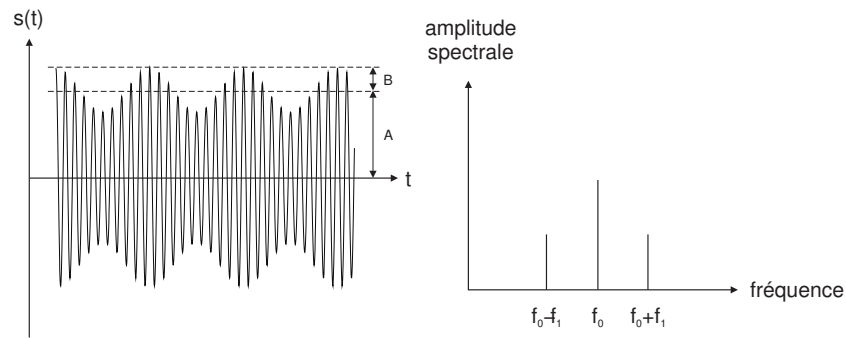


FIG. 2 – Caractéristiques d'un signal modulé en amplitude

Le spectre en fréquence d'un tel signal comprend donc les fréquences f_0 , $f_0 + f_1$ et $f_0 - f_1$, mais pas la fréquence f_1 .

Remarque : ne pas confondre modulation et addition $s_{add}(t) = A \cos(\omega_0 t) + B \cos(\omega_1 t)$. **La modulation d'amplitude est une opération multiplicative.** Dans l'addition, illustrée sur la figure, l'amplitude est constante et le spectre comprend les fréquences f_0 et f_1 .

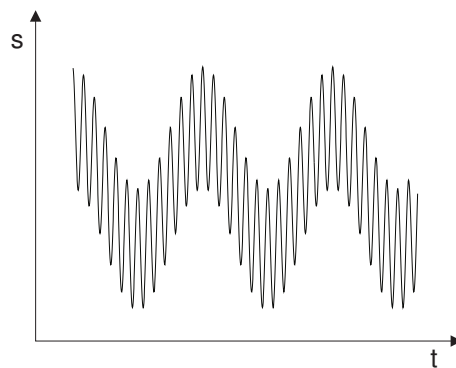


FIG. 3 – Somme de deux signaux sinusoïdaux

b) Spectre en fréquence d'un signal modulé en amplitude

Pour observer le spectre en fréquence, il est indispensable d'avoir une modulation à fort taux et de bonne qualité. C'est pourquoi on propose ici de produire un signal modulé en amplitude grâce au multiplieur analogique. En utilisant deux générateurs BF, envoyer deux tensions alternatives à l'entrée du multiplieur. Notez que les deux bornes V_1^- et V_2^- en entrée du multiplieur doivent être reliées à la masse, pour fixer une référence commune.

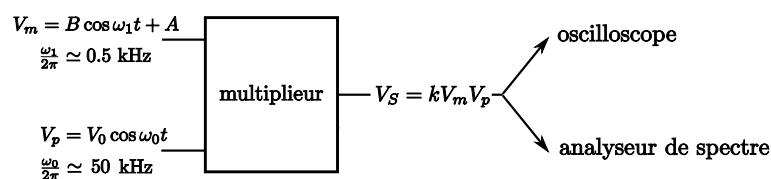


FIG. 4 – Circuit pour la modulation d'amplitude

En réglant la tension de décalage du GBF 1 pour jouer sur le paramètre A, le taux de modulation peut varier de 0 à l'infini en passant par 1 (100%) :

- si $m = 1$ (cas où $A = B$) alors $s(t) = A\{\cos(\omega_0 t) + \frac{1}{2}\cos[(\omega_0 + \omega_1)t] + \frac{1}{2}\cos[(\omega_0 - \omega_1)t]\}$
- si $m = \infty$ (cas où $A = 0$) alors $s(t) = \frac{B}{2}[\cos(\omega_0 + \omega_1)t + \cos(\omega_0 - \omega_1)t]$.

Choisir judicieusement le signal de déclenchement permettant une visualisation satisfaisante de l'allure temporelle du signal modulé. Étudier le spectre en fréquence de ce signal : comparer les amplitudes des différentes composantes pour différents taux de modulation. Attention, l'échelle utilisée par l'oscilloscope numérique fixe le niveau de référence en dB, avec $V(\text{dB}) = 20 \log \left[\frac{V_{\text{eff}}(\text{V})}{1 \text{ V}} \right]$ et la variation par rapport à ce niveau en dB.

Remarquer que dans le cas d'un taux infini (on reconnaît une figure de battements), la fréquence centrale disparaît : c'est la modulation sans porteuse.

Quels en sont les avantages et les inconvénients ?

c) Détection de la modulation d'amplitude par détecteur de crête

On envoie le signal modulé précédent sur une diode suivie d'un circuit RC parallèle pour extraire la modulation. On choisira un produit $\tau = RC$ compris entre la période de la porteuse et la période de la modulation qu'on souhaite détecter.

$$\frac{1}{f_m} > \tau \gg \frac{1}{f_p}$$

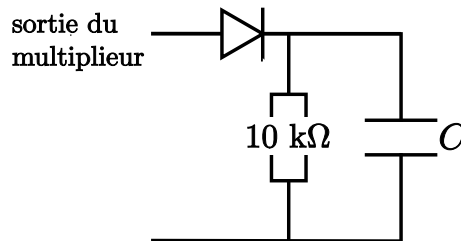


FIG. 5 – Démodulation par détection de crête

Manipulation :

Visualiser à l'oscillo le signal modulé et le signal démodulé. Enlever le condensateur et observer le rôle de la diode. Remettre le condensateur et faire varier C, observer, puis choisir un bon filtrage. Comparer avec le signal modulant d'origine dans les cas $m < 1$ et $m > 1$.

Analyser le signal en observant son spectre de Fourier.

Facultatif :

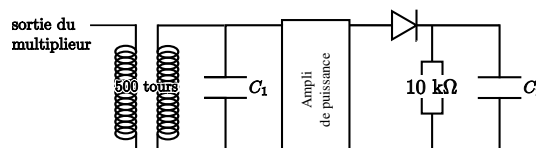


FIG. 6 – Démodulation par détection de crête avec transmission

On illustre le principe de l'émission et de la réception radio. Le signal sortant du multiplieur est envoyé sur une bobine Leybold (500 tours) qui joue le rôle d'antenne d'émission, et

celui d'antenne de réception est joué par une autre bobine Leybold 500 tours. Si on prenait des bobines 1000 tours, on serait gêné par leur résonance propre, qui est de l'ordre de 50 kHz. On prendra garde qu'ainsi on **illustre simplement** le principe d'une transmission de signaux radio, l'ensemble des deux bobines symbolisant une transmission aérienne, mais que c'est un couplage par mutuelle qui entre en jeu ici, et pas du tout une transmission par voie hertzienne (potentiels retardés...)!

Outre la seconde bobine, le circuit récepteur est constitué d'un condensateur accordable C_1 . Le placer à proximité immédiate du circuit émetteur (bobines accolées, sans fer); l'accorder sur la fréquence de la porteuse. Le filtre passe-bande réalisé avec le condensateur C_1 sert à obtenir la réception d'un seul poste d'émission (sélectivité) et à l'accroissement de la tension reçue (résonance) et à diminuer le bruit.

Le signal traverse ensuite un amplificateur de puissance afin d'avoir une amplitude suffisante pour attaquer un redresseur à diode.

d) Démodulation d'amplitude synchrone

Références :

Duffait – *Expériences d'électronique*

B. Le Goff – BUP 771, pages 307-318.

Principe :

On dispose d'un signal modulé en amplitude (f_1 fréquence modulante, f_0 fréquence porteuse). On désire récupérer l'information véhiculée par la fréquence modulante. Dans ce type de détection, dite synchrone, on multiplie le signal modulé par un signal à la fréquence exacte de la porteuse, d'où l'adjectif synchrone.

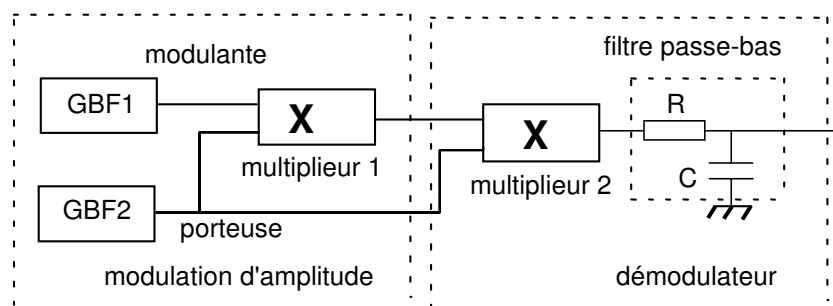


FIG. 7 – Démodulation par détection synchrone

Montage :

Le premier ensemble (GBF 1, GBF 2, multiplieur 1) réalise la modulation d'amplitude. Faire varier le taux de modulation avec la composante continue et l'amplitude de GBF 1.

Visualiser le signal de sortie global et le comparer au signal modulant. Noter la qualité de la démodulation en fonction de la fréquence de coupure du filtre passe-bas.

Faire varier le taux de modulation et montrer que le signal restitué est bien conforme au signal modulant.

Pour être plus démonstratif, on peut placer à la sortie de la modulation d'amplitude un démodulateur classique à diode et montrer la différence des comportements, en particulier quand il y a surmodulation (cas où $m > 1$).

Changer la forme du signal modulant en signal triangle et carré et observer le signal modulé et démodulé.

Dans la réalité, on ne dispose pas directement d'un signal à la fréquence exacte de la porteuse. On utilise une boucle à verrouillage de phase (voir plus bas) pour retrouver la porteuse à partir du signal modulé en amplitude.

3) Modulation de fréquence (FM)

Références :

Duffait – *Expériences d'électronique* (chap.3 et chap.9)

Quaranta – *Dictionnaire de physique expérimentale : Electronique (tome III)* (articles "démodulation" et "modulation")

Neffati – *Traitement du signal analogique*

Guillien – *Electronique* (tome 2)

a) Introduction

La porteuse voit sa pulsation $\omega = 2\pi f$ modulée de $\omega_0 - \Delta\omega$ à $\omega_0 + \Delta\omega$ par un signal de basse fréquence de pulsation $\Omega = 2\pi F$:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t = \frac{d\Phi}{dt}$$

où Φ est la phase du signal, donc $\Phi = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t$. L'équation du signal est donc :

$$v = a \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t\right)$$

$\Delta\omega$ est l'excursion en pulsation qui est en général proportionnelle à l'amplitude du signal basse fréquence.

b) Spectre d'un signal modulé en fréquence

Contrairement à la modulation d'amplitude, le spectre contient une infinité de raies. Néanmoins, ces raies n'ont une amplitude importante que dans un certain intervalle de pulsation :

$$\omega_0 - \Delta\omega - \Omega \leq \omega \leq \omega_0 + \Delta\omega + \Omega$$

Cet intervalle est appelé usuellement bande de Carson (cf Neffati). (Il correspond à environ 98% de l'énergie du signal). On se propose de vérifier cette règle.

Utiliser un GBF modulable en fréquence réglé sur une porteuse de l'ordre de 10 kHz (f_0). Le signal basse fréquence (F) sinusoïdal est délivré par un autre GBF et injecté sur l'entrée modulation du premier. Mesurer l'excursion en fréquence en procédant de la façon suivante : on voit sur l'écran une sinusoïde dont la période varie de T_{min} à T_{max} , en déduire f_{min} et f_{max} , d'où $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$.

Analyser ensuite le spectre du signal modulé en fréquence avec l'oscillo numérique et vérifier approximativement la règle de Carson grâce à l'échelle verticale de l'oscillo. La détermination de la bande de Carson nécessite un critère, choisir par exemple -20 dB. On pourra étudier les quatre cas suivants :

Cas 1	Cas 2	Cas 3	Cas 4
$\Delta f = 1 \text{ kHz}$	$\Delta f = 0,1 \text{ kHz}$	$\Delta f = 1 \text{ kHz}$	$\Delta f = 0,1 \text{ kHz}$
$F=1 \text{ kHz}$	$F= 1 \text{ kHz}$	$F=0,1 \text{ kHz}$	$F=0,1 \text{ kHz}$

Choisir à présent un signal triangle, puis carré et observer à nouveau la bande de Carson.

En émission radio (100 MHz) : Celle-ci est obtenue en modifiant les caractéristiques d'un circuit oscillant par action du signal BF sur une capacité variable (diode varicap) ou sur une self variable (noyau de ferrite saturé) ; en pratique l'excursion en fréquence est très faible, ce qui la rend inobservable à l'oscilloscope. Ceci nous semble difficilement réalisable dans le cadre de l'agrégation.

Les générateurs de fonctions actuels (wobblateurs) : Ils fonctionnent sur un principe totalement différent :

- un générateur à relaxation produit des signaux triangulaires d'amplitude bien constante mais de fréquence variable.
- ces signaux sont envoyés dans un circuit non linéaire qui les transforme en sinusoides.

4) Boucle à verrouillage de phase

Références :

Duffait – *Expériences d'électronique* (chap.3 et chap.9)

J. Esquieu – BUP 772, transmissions numériques, pages 547-567

BUP 868, cahier 2

La boucle à verrouillage de phase (PLL : Phase-Locked Loop) est couramment utilisée pour la démodulation de fréquence aussi bien en analogique qu'en numérique.

Notez qu'il est aussi possible de placer cette expériences dans le montage "Asservissements".

Réaliser le montage de la figure suivante :

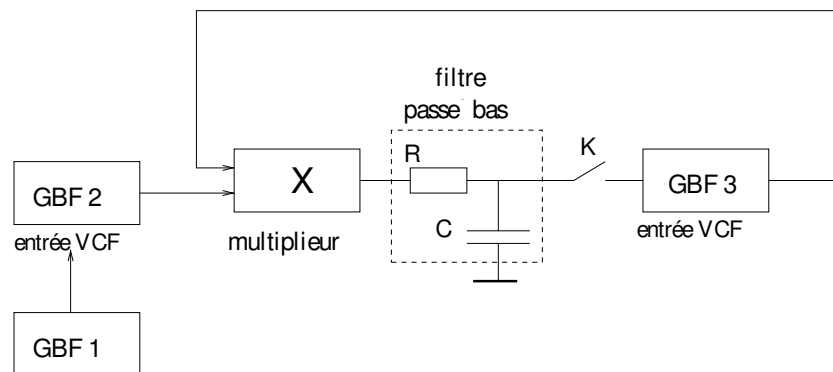


FIG. 8 – Montage pour la boucle à verrouillage de phase

GBF 2 fournit une tension sinusoïdale de fréquence f_2 qui peut être modulée sur son entrée VCF (Voltage Controlled Frequency) par GBF 1. La cellule RC est un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure doit être faible devant f_2 . La sortie du filtre est envoyée sur l'entrée VCF de GBF 3 dont la fréquence f_3 peut donc être modifiée autour de la valeur choisie initialement.

a) Principe

C'est un système asservi. Si la fréquence de GBF 3 varie, l'ensemble multiplieur-filtre fournit un signal qui ramène cette fréquence à sa valeur initiale. Cette valeur initiale, quand la boucle fonctionne correctement, est exactement la fréquence f_2 . La fréquence de GBF 3 est donc asservie à celle de GBF 2.

Soient $u_2(t) = V_2 \sin(\omega_2 t)$ et $u_3(t) = V_3 \sin(\omega_3 t + \phi_3) = V_3 \sin[(\omega_2 + \Delta\omega)t + \phi_3]$ les tensions données par GBF 2 et GBF 3. La sortie du multiplieur fournit la tension :

$$V = kV_2 \sin(\omega_2 t) \cdot V_3 \sin[(\omega_2 + \Delta\omega)t + \phi_3] = \frac{1}{2}kV_2V_3 (\cos[(\Delta\omega)t + \phi_3] - \cos[(2\omega_2 + \Delta\omega)t + \phi_3])$$

où k est la constante du multiplieur (de l'ordre de $0,1V^{-1}$).

Le filtre passe-bas est choisi de façon que seule la composante basse fréquence ne passe. Une fois la boucle fermée et la wobble enclenchée, la phase ϕ_3 dépend du temps et est contrôlée par le signal V_r reçu par l'entrée VCF de GBF 3 :

$$\frac{d\phi_3}{dt} = gV_r = \frac{1}{2}gkV_2V_3 \cos[(\Delta\omega)t + \phi_3(t)]$$

Si l'on admet que, dans le régime stationnaire, GBF 3 délivre un signal sinusoïdal, alors $\phi_3' = C^{te} = \delta\omega$, soit $\phi_3 = (\delta\omega)t + \psi$, et l'on peut montrer que

$$u_3(t) = V_3 \sin(\omega_2 t + \psi).$$

La tension V_r , appliquée à l'entrée VCF du GBF 3, ramène donc la pulsation de celui-ci de ω_3 à ω_2 , la différence de pulsations $\Delta\omega$ vérifiant

$$2\pi\Delta f = \Delta\omega = -\delta\omega = -\frac{1}{2}gkV_2V_3 \cos\psi.$$

Les limites de $\cos\psi$ (compris entre 1 et -1) donnent les limites de Δf , proportionnelle aux amplitudes V_2 et V_3 . C'est bien la différence de phase entre les deux signaux qui est la grandeur qui intervient dans l'asservissement, d'où le nom du dispositif.

b) Étude de la boucle de verrouillage

Pour commencer, ne pas connecter GBF 1.

Il faut deux oscilloscopes car il y a trois signaux à visualiser dans cette étude : les deux sorties des GBF et la tension V_r . Pour faire toutes les observations qui suivent de façon simple, on pourra utiliser les 2 oscillos de la façon suivante :

- Oscillo 1 : Brancher sur CH1 la sortie $u_2(t)$ du GBF 2, et sur CH2 la sortie $u_3(t)$ du GBF 3. Ainsi, en mode XY, on a une ellipse quand la boucle est verrouillée ; on voit très bien les déphasages 0 et π ainsi que la variation du déphasage avec la variation des paramètres (par exemple $\Delta\omega$).
- Oscillo 2 : Visualiser la sortie du filtre (V_r). Quand la boucle est verrouillée, on voit très bien la corrélation entre la phase de l'ellipse et la valeur de cette tension continue.

Fixer les fréquences de GBF 2 (f_2) et de GBF 3 (f_3) à deux valeurs très voisines (prendre des fréquencesmètres si les GBF n'en comportent pas). Visualiser les sorties des GBF avec K ouvert : la synchronisation des deux est impossible.

Fermer K : les deux signaux sont maintenant à la même fréquence. Si ce n'est pas le cas, agir sur les amplitudes V_2 et V_3 .

Mettre en évidence l'asservissement dans les deux cas suivants :

– faire varier f_2 : constater que f_3 suit f_2 . Noter l'évolution de V_r (tension de sortie du filtre).

– chercher à faire varier f_3 avec le bouton de réglage de GBF 3 : constater que f_3 reste en fait constante. Noter l'évolution de la tension de sortie du filtre.

Dans les deux cas, montrer les limites de l'asservissement et leurs dépendances par rapport aux amplitudes des signaux. Montrer en particulier que, si l'asservissement ne fonctionne plus, on le rétablit par augmentation de l'amplitude d'un des GBF 2 ou 3.

Dans le cas où la boucle est verrouillée, le GBF 3 est caractérisé par deux fréquences : la fréquence "vue" (f_3) imposée par la boucle et sa fréquence "naturelle" (f_3^0) qui serait celle du signal sans asservissement. En reprenant les notations du a), on a : $f_3^0 = \frac{\omega_3}{2\pi} = f_2 + \frac{\Delta\omega}{2\pi}$ et $f_3 = f_3^0 + \frac{\delta\omega}{2\pi} = f_2$.

On peut mener une étude plus quantitative en déterminant la constante g . Pour cela, appliquer une tension V_0 à l'entrée VCF de GBF 3 et noter la variation de fréquence.

Montrer en particulier :

– que la tension de sortie du filtre V_r est continue (avec un résidu alternatif qui dépend de RC), et qu'elle est nulle si la fréquence f_3^0 "naturelle" est choisie égale à f_2 .

– que les deux signaux délivrés par GBF 2 et GBF 3 sont déphasés entre 0 et π , avec comme cas particulier $\psi = \pi/2$ quand f_3^0 vaut f_2 .

– que le décrochage de l'asservissement a lieu quand le déphasage ψ arrive aux valeurs extrêmes 0 et π .

c) Application à la démodulation de fréquence

La tension de sortie du filtre est proportionnelle à la différence des fréquences f_2 (imposée par GBF 2) et f_3^0 (que devrait fournir GBF 3 sans l'asservissement). On réalise donc une transformation fréquence-tension, donc une démodulation de fréquence.

Connecter GBF 1 à l'entrée modulation de fréquence de GBF2. La fréquence f_1 doit être faible par rapport à f_2 et l'amplitude de GBF 1 faible. La sortie de GBF 2 est donc maintenant une tension modulée en fréquence (porteuse f_2 , modulante f_1).

Si la boucle ne fonctionne pas bien, réduire la fréquence f_1 . Plus celle-ci est grande plus le fonctionnement s'écarte de la description donnée plus haut (cf. BUP 868 cahier 2).

Comparer à l'oscilloscope la tension donnée par GBF 1 et la sortie du filtre. Noter les distorsions et les décrochages en jouant sur les amplitudes des trois GBF et la fréquence de coupure du filtre.

d) Démodulation en numérique

Si le signal de GBF 1 est un carré symétrique (composante continue nulle), f_2 prend deux valeurs différentes. Une de ces fréquences peut être l'image d'un "1" logique et l'autre d'un "0". Un signal numérisé se traduit donc par une succession de trains de sinusoides de deux fréquences différentes. C'est donc une modulation de fréquence (Frequency Shift Keying) par une tension qui n'est jamais nulle (Non Remise à Zéro) d'où le nom N.R.Z.-F.S.K donné à ce signal, utilisé en particulier dans les transmissions par MODEM.

La sortie du filtre reproduit en principe un signal carré similaire au signal carré de GBF 1. Montrer, en agissant sur les amplitudes de GBF 2 et GBF 3 et la constante de temps RC, que ce signal est plus ou moins déformé. En conclure que la vitesse de transmission d'une information est limitée par ce dispositif.

III) Transmission d'un signal

1) Transport d'un signal audio par fibre optique (Important)

Références :

P.G. Fontollet – *Systèmes de télécommunications*

E. Rosencher – *Optoélectronique*

On utilise le boîtier diode laser. La diode laser peut être modulée en courant en appliquant à l'entrée modulation située à l'arrière de l'appareil une tension variable. Il faut tenir compte de la conversion courant-tension (4mA/V) pour ne pas risquer d'endommager la diode (ne pas appliquer un courant négatif et ne pas dépasser le courant maximal toléré).

Dans un premier temps, on ne module pas la diode. Régler l'injection dans la fibre pour maximiser la puissance transmise : on peut pour cela s'aider d'une photodiode. Puis on envoie un signal provenant d'un générateur BF ou, mieux, d'un radiocassette. Limiter l'amplitude de la modulation pour éviter la saturation de l'électronique.

Le signal reçu par la photodiode peut être observé à l'oscilloscope ou envoyé sur un haut-parleur par l'intermédiaire d'un ampli de puissance.

Remarque : cette expérience est aussi possible avec des ondes centimétriques, seule la fréquence de la porteuse change (10^{14} Hz dans un cas contre 10^9 Hz dans l'autre).

2) Atténuation d'un câble coaxial

Différents aspects de la propagation d'un signal dans un câble coaxial ont déjà été étudiés dans le TP Ondes II. Nous proposons ici la mesure du coefficient d'atténuation d'un câble coaxial en fonction de sa longueur et de la fréquence du signal.

Travailler à une fréquence supérieure à 10 MHz, sinon l'atténuation est trop faible pour être précisément mesurable (les GBF Metrix GX320 permettent d'atteindre 20 MHz). Connecter une extrémité d'un câble coaxial à un GBF. Pour éviter les réflexions en bout de ligne, l'autre extrémité est connectée à un oscilloscope dont l'entrée commutable est accordée sur 50Ω (par exemple l'oscilloscope TDS3314)¹. Les mesures de tensions sont effectuées à l'oscilloscope car la bande passante des multimètres est généralement inférieure à 400 kHz. Évaluer les pertes linéiques en utilisant des câbles de différentes longueurs. L'unité usuelle d'expression des pertes est le dB/100m. Comment varient ces pertes avec la fréquence du signal ?

¹Il est a priori possible aussi d'effectuer la mesure en connectant le câble à une résistance de 50Ω dont on mesure la tension aux bornes via l'entrée $1 M\Omega$ d'un oscilloscope