

L3 PHYSIQUE ENS Paris Saclay Travaux pratiques d'électronique (partie2)

Sommaire

- TP5 : Bruit
- TP6 et 7 : Photorécepteur : aspects statiques et dynamiques
- TP8 : Modulation de fréquence
- TP9 : Translation de fréquence
- TP10 : Asservissement

Rappel sur le calcul des barres d'incertitude:

Considérons une grandeur $Y(A, B, C)$ dépendant de trois variables aléatoires **indépendantes** A, B et C pour lesquelles on a une incertitude de $\Delta A, \Delta B$ et ΔC .

- Dans le cas général, on peut écrire que l'incertitude ΔY sur Y est telle que :

$$(\Delta Y)^2 = \left(\frac{\partial Y}{\partial A} \cdot \Delta A \right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial B} \cdot \Delta B \right)^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial C} \cdot \Delta C \right)^2$$

En appliquant cette formule à différents cas particuliers, on obtient :

- incertitude sur $Y(A, B, C) = a.A + b.B + c.C$ $(\Delta Y)^2 = (a.\Delta A)^2 + (b.\Delta B)^2 + (c.\Delta C)^2$

- incertitude sur $Y(A, B, C) = k.A^a.B^b.C^c$ $\left(\frac{\Delta Y}{Y} \right)^2 = \left(\frac{a.\Delta A}{A} \right)^2 + \left(\frac{b.\Delta B}{B} \right)^2 + \left(\frac{c.\Delta C}{C} \right)^2$

- incertitude de $Y(A, B, C) = f(A).B^n + k.C$

$$(\Delta Y)^2 = \left[f(A).B^n \right]^2 \cdot \left[\left(\frac{\left(\frac{\partial f}{\partial A} \right)_A \cdot \Delta A}{f(A)} \right)^2 + \left(\frac{n.\Delta B}{B} \right)^2 \right] + (k.\Delta C)^2$$

Signification de l'incertitude :

Les barres d'incertitudes obtenues précédemment définissent un intervalle de confiance dans lequel le résultat a une probabilité donnée de se trouver. Cette probabilité est la même que celle associée aux incertitudes sur les grandeurs aléatoires A, B et C .

Paramètres caractéristiques d'un bruit :

- Etude du bruit généré par le générateur Agilent 33220A
- Etude du bruit thermique dans une résistance

- Rédaction du cours et travail expérimental associé : Jean-Baptiste Desmoulins (P.R.A.G. – Dpt Physique)
mail : desmouli@physique.ens-cachan.fr
- Réalisation de la maquette d'étude du bruit thermique : Colin Lopez (Ingénieur Recherche – Dpt Physique)
- Notions fondamentales abordées lors de cette séance :
 - Mise en œuvre de la macro d'acquisition sous Igor et des macros de traitement associées.
 - Notion de taille de mémoire à l'acquisition et ses conséquences sur l'exploitation qui suit.
 - Caractéristiques d'un bruit : distribution des valeurs, densité spectrale de puissance.
 - Filtre et bruit : notion de bande équivalente de bruit.

I. Etude d'un bruit gaussien : exemple du bruit synthétisé par un générateur Agilent 33220A.

Dans cette partie, nous allons étudier les caractéristiques du bruit produit par un générateur 33220A (bouton de forme de signal « noise »). Nous allons rechercher ses caractéristiques essentielles : densité spectrale de puissance et son évolution avec la fréquence, valeur efficace, valeur maximale en essayant de préciser ce que signifient ces grandeurs.

I. 1. Notion de bruit gaussien :

On ne peut pas aborder les signaux aléatoires et en particulier les bruits avec les mêmes outils de représentation que les signaux périodiques. Nous allons voir quelle démarche adopter en présence de tels signaux.

I.1.1. Outils de représentation d'un bruit.

Nous allons supposer que le bruit avec lequel nous allons travailler sont ergodiques, c'est-à-dire que l'évolution de ce signal aléatoire au cours du temps apporte la même information qu'un ensemble de réalisations. Par exemple, la valeur moyenne d'un bruit sera égale à la moyenne obtenue à partir de la prise d'un nombre suffisant d'échantillons.

I.1.1.1 Quelques définitions :

- La valeur moyenne d'un signal $a(t)$ est donnée par

$$\langle a(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T a(t).dt$$

- La valeur efficace A_{eff} de ce même signal est donnée par

$$A_{\text{eff}} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T a^2(t).dt}$$

Cette façon de définir la valeur efficace n'est pas forcément la plus pratique dans la mesure où le signal n'est connu que sur une durée limitée. Nous verrons, par la suite, qu'il est parfois possible de définir une valeur efficace à partir de l'écart-type des valeurs prises par le bruit.

Approche spectrale :

- La densité spectrale $D_a(f)$ de ce signal est définie par

$$A_{\text{eff}}^2 = \int_0^{\infty} D_a(f).df$$

L'intérêt de la densité spectrale de puissance, c'est qu'elle ne dépend que du bruit considéré, alors que la valeur efficace dépend également de la bande passante de l'appareil qui donne sa valeur.

Par ailleurs, la densité spectrale de puissance d'un signal $a(t)$ est la transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation (théorème de Wiener-Kinchine), cette dernière étant définie par

$$C_{aa}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T a(t) \cdot a(t - \tau) dt$$

1.11.2. Comportement spectral du bruit.

On peut souvent dire que le bruit, sur la plage de fréquence sur laquelle on travaille, présente un spectre constant. On va alors souvent supposer qu'il est constant quelle que soit la fréquence. On parle alors de bruit blanc (par analogie avec la lumière blanche). Il existe également des bruits dont la densité spectrale fluctue avec la fréquence. Globalement, les bruits vont avoir en général une densité qui évolue continûment avec la fréquence. Nous allons voir que pour de tels signaux, il faut commencer par se demander ce que l'on a intérêt à représenter : spectre d'amplitude ou densité spectrale de puissance ?

Sur un analyseur de spectre à balayage, comme sur un analyseur FFT, le niveau de spectre obtenu dépend des caractéristiques de l'appareil : filtre de résolution sur l'analyseur à balayage et transformée de Fourier de la fenêtre de troncation pour l'analyseur FFT. Le résultat obtenu n'est donc pas seulement une caractéristique du signal, mais dépend aussi de la méthode et des caractéristiques du processus employé.

Alors que pour un signal présentant un spectre de raies, il est intéressant de représenter la valeur efficace en fonction de la fréquence, cette représentation n'est plus intéressante dans le cas d'un bruit. Dans ce cas, il est plus judicieux de représenter la densité spectrale de puissance. L'appareil voit une valeur efficace de bruit globale donnée dans sa bande passante. Cette valeur efficace va se répartir sur une bande de fréquence donnée avec une densité qui caractérise le signal. La valeur de cette densité sera obtenue en renormalisant la valeur du spectre obtenu à partir de la bande équivalente de bruit du filtre d'un analyseur à balayage ou à partir des caractéristiques de la fenêtre de troncation.

1.1.1.3. Effet d'un filtre sur du bruit.

Dans le cas où l'on considère un bruit blanc comme signal d'entrée (densité spectrale D_e constante) du filtre linéaire de fonction de transfert $F(f)$, de gain maximal G_o alors, on peut écrire qu'en sortie, on a un bruit de valeur efficace s_{eff} (densité spectrale $D_s(f)$ qui évolue avec la fréquence) telle que

$$D_s = |F(f)|^2 \cdot D_e \quad \text{et donc} \quad s_{eff}^2 = \int_0^{+\infty} |F(f)|^2 \cdot D_e \cdot df = G_o^2 \cdot D_e \cdot \int_0^{+\infty} \frac{|F(f)|^2}{G_o^2} \cdot df = G_o^2 \cdot D_e \cdot B_{eq}$$

où B_{eq} est la bande équivalente de bruit. En utilisant cet intermédiaire, on a transformé notre filtre linéaire de gain maximum G_o , en un filtre coupant abruptement, de gain maximum G_o sur une bande de largeur B_{eq} .

Les appareils qui permettent d'obtenir une valeur efficace de bruit ont une bande passante et font donc intervenir des phénomènes de filtrage linéaire. Ainsi, le résultat affiché par l'appareil ne donnera pas directement la valeur efficace du bruit d'entrée. Il sera alors nécessaire de corriger le résultat obtenu en fonction des caractéristiques de l'appareil employé.

Mathématiquement, la bande équivalente de bruit permet de s'affranchir d'un lourd calcul d'intégrale pour relier rapidement valeur efficace et densité spectrale de puissance lorsque le bruit est blanc.

1.1.2. Bruit gaussien :

On ne peut pas prévoir quelle sera la valeur d'un bruit à un instant donné. En revanche, on peut souvent estimer la probabilité de voir ce signal prendre une certaine valeur autour de sa moyenne.

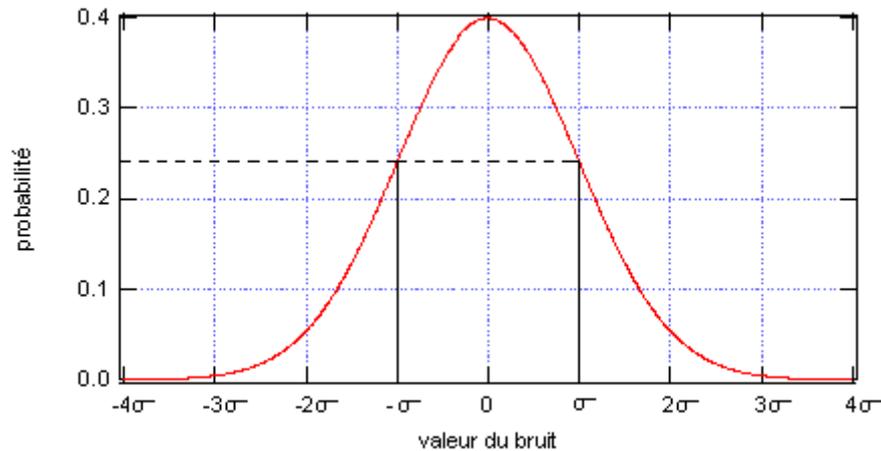
Lorsqu'un bruit résulte de l'action indépendante de différents facteurs physiques, on va pouvoir le considérer comme gaussien (théorème central-limite). Dans ce cas cette probabilité évolue suivant une gaussienne.

Pour un tel bruit dont la valeur moyenne est nulle et l'écart-type égal à σ , l'expression de la probabilité pour trouver une valeur du bruit égale à x est donnée par

$$P(x) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x}{\sigma} \right)^2}$$

Dans ce cas, l'écart-type des valeurs du bruit va nous donner de nombreuses indications :

- La valeur efficace du bruit sera égale à l'écart-type σ .
- L'intervalle de largeur 2σ centré sur zéro contient environ 68% des valeurs prises par le bruit, l'intervalle de largeur 4σ contient environ 95% des valeurs prises par le bruit et l'intervalle de largeur 6σ contient environ 99% des valeurs prises par le bruit.



C'est pourquoi, on peut dire que la valeur crête à crête du bruit que l'on observe peut être considérée comme égale à 6σ environ. Si on prend un appareil affichant 512 points, 5 points seulement sortiront de la bande de valeur de largeur 6σ . A l'œil, ces points seront peu visibles. Cette façon d'obtenir la valeur efficace de bruit n'est bien entendu pas très précise ni très rigoureuse, mais elle permet d'avoir un ordre de grandeur assez rapidement.

En pratique, les bruits ne sont jamais parfaitement gaussiens, mais on supposera malgré tout que leur comportement reste assez proche d'un bruit gaussien pour pouvoir adopter cette représentation.

Remarque : Il existe des bruits tels que la loi de distribution des valeurs est différente de la distribution gaussienne. Par exemple, on peut citer le bruit de photons. Quand on considère l'arrivée d'un faisceau lumineux monochromatique de fréquence ν de puissance moyenne constante P_{opt} , le nombre moyen de photons reçus pendant t est N tel que

$$N = \frac{P_{opt} \cdot t}{h \cdot \nu}$$

Pourtant, le flux d'énergie étant une succession de quanta, le nombre de photons reçus par unité de temps fluctue autour de N . Le nombre effectif de photons reçus sera n . La probabilité d'avoir n photons est donnée par

$$P(n) = \frac{N^n}{n!} \cdot e^{-N}$$

C'est une loi de Poisson de moyenne N .

I.2. Travail expérimental.

Nous allons faire l'acquisition du signal de bruit par un générateur Agilent 33220A (touche de signal « noise »). Le constructeur indique que ce bruit est gaussien et que la bande équivalente de bruit est voisine de 10 MHz. Nous allons vérifier que c'est le cas en faisant un histogramme des valeurs de l'échantillon acquis et en calculant sa densité spectrale de puissance. Pour que cette expérience donne des résultats satisfaisants, il va cependant falloir réfléchir aux conditions dans lesquelles faire l'acquisition (durée et nombre de point) et également réfléchir à la façon de construire l'histogramme.

I.2.1. Acquisition du signal.

L'acquisition sera faite en utilisant la macro Igor permettant de récupérer les points numérisés sur des oscilloscopes DSOX1012G via une interface USB. Pour plus d'informations sur ce point, reportez-vous à la notice d'utilisation de cette macro.

Le choix de la base de temps (et donc de la largeur de plage spectrale étudiée).

Pour l'analyse spectrale, nous allons avoir un bruit dont la densité spectrale chute après 10 MHz environ. Il nous faut donc une fenêtre d'analyse (égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage) supérieure à cette valeur. On choisira une plage d'analyse de 50 MHz. Connaissant la relation entre le nombre de points acquis, la base de temps et la fréquence d'échantillonnage, on en déduit la durée de base de temps utiliser.

• Expérience :

- Générer un bruit de 2V RMS avec le générateur 33220A et observer ce signal à l'oscilloscope avec une durée de base de temps déduite de la discussion précédente (valeur différente suivant le nombre de points). Notez la mesure donnée par la fonction de mesure « sdev » de l'oscilloscope en utilisant ses outils. Comparer à la valeur efficace indiquée par le générateur.

- En faire l'acquisition avec les quelques centaines de milliers de points possibles et récupérer la wave correspondante sous Igor. On fera en sorte de ne garder qu'une voie de l'oscilloscope active. Que se passe-t-il si les deux voies sont actives ? En utilisant la commande WaveStats, relever, l'écart-type de la séquence acquise. Comparer à la valeur efficace affichée par le générateur.

I.2.2. Analyse des données acquises :

Nous allons commencer par vérifier que la distribution des valeurs est bien gaussienne et que les valeurs obtenues sont bien celles attendues. Ensuite, nous nous intéresserons à la densité spectrale de puissance du bruit.

• Expérience :

- Calculer l'histogramme de la série de valeurs, entre $-8V$ et $+8V$ avec un pas de $0,3125V$. Comment fait-on le choix de ces paramètres pour l'histogramme ? Faire un ajustement par une gaussienne de l'histogramme obtenu. Peut-on dire que la distribution des valeurs du bruit sur les deux séquences étudiées est gaussienne ? Déduire l'écart-type de l'ajustement (attention, la fonction gaussienne de fit d'Igor ne donne pas directement l'écart-type).

Notez la valeur maximale indiquée par le générateur pour la valeur efficace de $2V$. Peut-on donner le rapport entre ces deux grandeurs sans précisions supplémentaires ? Pourquoi ? Que signifie « valeur maximale » pour un bruit gaussien ?

- Refaire l'histogramme avec un pas plus faible de $0.0390625V$ ou pour un pas de $0,1171875$. Que constate-t-on ? Expliquer comment estimer la limite minimum du pas qui permet d'éviter ce problème.

- Calculer la densité spectrale de puissance avec le bouton de la macro permettant l'acquisition sur le plus grand nombre de points possible. Lisser cette densité spectrale sur 1000, 5000 et 10000 points avec la macro correspondante ajoutée à Igor (Cf notice de la macro Igor). Comment choisir le nombre n de points sur lequel on effectue le lissage (il s'agit d'une moyenne glissante, chaque point étant remplacé par la moyenne des n points qui l'entourent) ? La relation entre la valeur efficace, la bande de fréquence dans laquelle se distribue le bruit et la densité spectrale obtenue pour les plus basses fréquences est-elle cohérente ?

II. Caractérisation du bruit thermique dans une résistance

L'objectif de cette partie est caractériser le bruit thermique : forme de la distribution des échantillons, valeur de la densité spectrale dans la plage où le bruit peut être considéré comme blanc, lien entre la densité spectrale et la valeur de la résistance. Cette fois, le bruit n'est donc plus généré numériquement via un processus pseudo-aléatoire, mais il trouve son origine dans la structure physique de l'élément étudié : une simple résistance.

Ces expériences permettent d'étudier un bruit en présence d'une chaîne d'amplification, ce qui demande de manipuler les notions de densité spectrale de puissance, de bande équivalente de bruit, de valeur efficace.

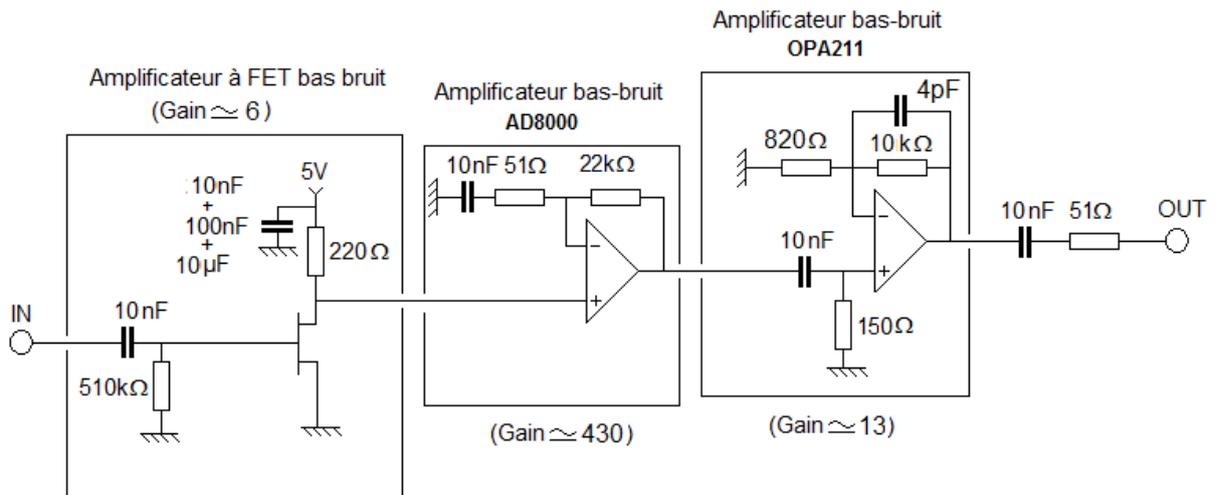
II.1. Description du système :

Le boîtier comprend un ensemble de résistances dont on veut connaître le bruit thermique, ainsi qu'une chaîne amplificatrice dont le rôle sera de dilater le bruit afin de le rendre plus facilement caractérisable. La chaîne amplificatrice, dont la forme change un peu suivant la valeur de la résistance bruyante d'entrée, déforme la densité spectrale de puissance du bruit, ce qui va demander de bien connaître sa fonction de transfert. Un circuit annexe, avec division de tension, permet de caractériser la fonction de transfert de l'amplificateur pour différentes valeurs de la résistance source de bruit, en entrée.

Par ailleurs, comme tout circuit électronique, la chaîne amplificatrice génère son propre bruit, qu'il faudra retrancher à ce que l'on récupère en sortie. C'est pourquoi on peut placer, en entrée, un court-circuit, qui n'apporte pas de bruit thermique.

II.1.1. La chaîne amplificatrice.

Le boîtier est essentiellement un système amplificateur réalisé à partir d'éléments bas bruit. L'étage d'entrée est un amplificateur à transistor à effet de champ BF868 (FET=« field effect transistor »). Il est suivi d'un étage amplificateur bas bruit, large bande, réalisés avec un amplificateur opérationnel à contre-réaction de courant AD8000 câblé en amplificateurs non inverseur avec un amplificateur bas bruit à contre réaction de tension de produit gain bande plus faible (OPA211). La chaîne d'amplification filtre les basses fréquences et notamment le bruit en $1/f$ et les composantes parasites à 50 Hz, ce qui conduit donc, globalement à un système passe-bande. Le schéma de l'ensemble est résumé sur la figure suivante :

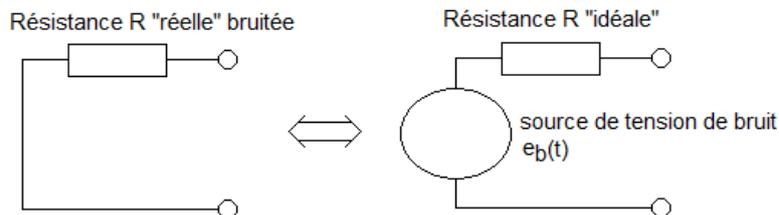


II.1.2. Les résistances à étudier

En entrée, inclus dans le boîtier, on peut placer une résistance dont on cherchera à étudier le bruit thermique. Plusieurs valeurs de résistances sont proposées, et on peut choisir la valeur voulue au moyen d'un cavalier. Les valeurs proposées sont le court-circuit pour connaître les autres causes de bruit en l'absence d'amplification, 0Ω , 51Ω , 100Ω , 180Ω , 270Ω , 390Ω , 510Ω , 680Ω , 820Ω et $1k\Omega$. Ces valeurs sont données à 1%.

II.1.3. Modélisation du bruit thermique dans une résistance.

La résistance qui est à l'origine du bruit thermique peut être vue comme une résistance idéale non bruitée, en série avec un générateur de tension, qui produit le bruit thermique, signal aléatoire noté e_b . Le schéma électrique équivalent est donc de la forme suivante :



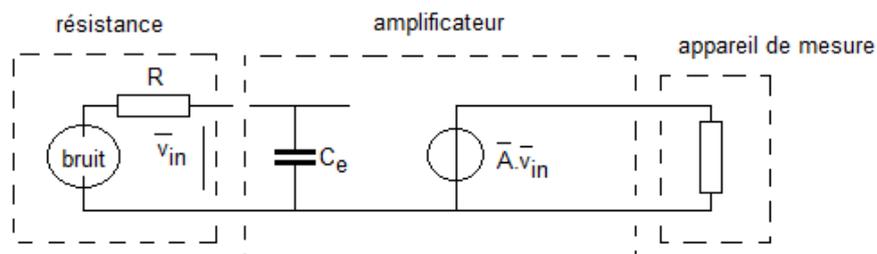
A température ambiante, la tension de bruit de la résistance peut être considéré comme blanc jusqu'à qqTHz. Plus proche du zéro absolu, la limite tombe à qq GHz, Pour des fréquences inférieures à ces limites, la densité spectrale de puissance, D_b peut être considéré comme indépendante de la fréquence et vaut

$$D_b = 4.k.T.R$$

où $k = 1,3806503 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$ est la constante de Boltzmann, R la valeur de la résistance considérée et T la température (en Kelvin).

II.1.4. Principe de l'étude du bruit thermique avec la chaîne d'amplification.

Si on utilise le schéma électrique équivalent de la résistance bruitée et qu'on le place en entrée de l'amplificateur de tension réalisé, si on suppose que ce dernier a une impédance d'entrée pratiquement infinie et une capacité d'entrée C_e à prendre en compte ($\sim 10\text{pF}$), on se retrouve dans la configuration suivante :



On note que la valeur de résistance que l'on veut caractériser aura une légère influence sur la bande passante de l'amplificateur, à cause de la capacité d'entrée de ce dernier, importante sur les circuits à FET. Si on cherche la bande équivalente de bruit de l'amplificateur, il faudra donc le faire pour chaque valeur de résistance étudiée.

- De quelle valeur de gain a-t-on besoin ?

Dans la suite, nous travaillerons à température ambiante, avec un système d'amplification dont la bande passante est de quelques MHz, ce qui signifie que le bruit thermique pourra être considéré comme blanc dans notre plage de travail.

Le carré de la valeur efficace de bruit en sortie de l'amplificateur, une fois déduit le bruit apporté par ce dernier sera alors égal à

$$v_{\text{bout}}^2 = D_b \cdot B_{\text{eq}} \cdot G_o^2$$

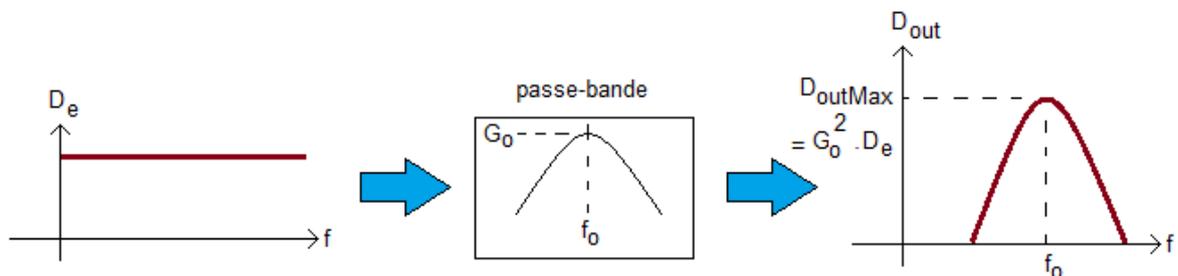
où B_{eq} est la bande équivalente de bruit de l'amplificateur et G_o le gain en tension maximum de ce dernier.

Sachant que notre amplificateur aura une bande équivalent de bruit voisine du MHz, qu'à température ambiante, pour $R=1k\Omega$, on a $D_b \sim 10^{-17} \text{ V}^2/\text{Hz}$, pour récupérer des tensions numérisables correctement à l'oscilloscope, voisines de 100mV efficace, il faut un gain de 30000 environ.

Un tel gain sur une telle bande passante demande d'utiliser des amplificateurs opérationnels bas bruit et large bande, très différents de ceux utilisés dans le TP sur les oscillateurs. Ce type de gain impose de travailler avec une tension très faible en entrée, pour éviter les saturations, quand on cherche à caractériser l'amplificateur. On devra donc placer le GBF à sa valeur minimale de signal et atténuer valeur...

• *Méthode pour étudier $D_b=f(R)$:*

Ce que l'on cherche à récupérer au final, c'est la valeur de la densité spectrale de puissance du bruit blanc de la résistance en entrée. On travaille dans les conditions suivantes :



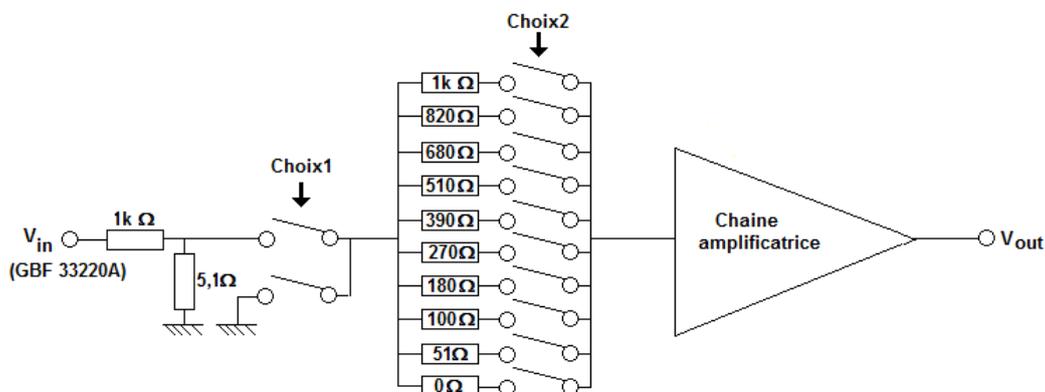
Il suffit donc de connaître précisément le gain maximum G_o du filtre passe-bande qui réalise l'amplification, la densité spectrale maximale du bruit de sortie D_{outMax} pour la résistance R et $D_{\text{outMax}(R=0)}$ obtenue quand l'entrée est en court-circuit (sans résistance) et on connaît la densité spectrale de puissance D_b du bruit associé à la résistance R étudiée par

$$D_d = \frac{D_{\text{outMax}(R)}}{G_o(R)^2} - \frac{D_{\text{outMax}(0)}}{G_o(0)^2}$$

En répétant l'expérience pour toutes les résistances, on peut tracer $D_b=f(R)$.

II.2. Travail expérimental.

Avant de s'intéresser au bruit, il faudra déterminer certaines caractéristiques de la chaîne d'amplification, afin de pouvoir interpréter le signal de sortie lorsqu'une résistance sera placée en entrée. Schématiquement, le système peut être représenté de la façon suivante :



Le choix 1 permet soit d'appliquer la tension atténuée d'un générateur d'entrée (rapport 5,1/1005,1 environ pour éviter les saturations en sortie) afin d'obtenir le diagramme de Bode de la chaîne amplificatrice pour chaque valeur de résistance de bruit, sélectionnées par « choix2 », soit de mettre l'une des bornes des résistances bruyantes à la masse, le « choix2 » permettant de choisir cette résistance.

II.2.1. Caractérisations préalables du dispositif.

- Placer le cavalier sur la position permettant d'appliquer une tension d'entrée. Cette tension sera divisée par 5.1/1000 afin d'éviter une saturation de la sortie. Electroniquement, on utilise un pont diviseur de tension résistif $1k\Omega$ sur $5,1\Omega$.

- Relever la fonction de transfert de l'amplificateur autour de 1 MHz pour le court-circuit et pour $1k\Omega$. Pour cela, vous pourrez utiliser la macro permettant d'obtenir le résultat par transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle. On prendra une impulsion de 30mV d'amplitude, une largeur d'impulsion de 160ns, une durée d'acquisition et une période de répétition de 10 μ s. Sur quelle plage de fréquence calculera-t-on la fonction de transfert ? Avec combien de points ? Pour que le résultat ne soit pas trop bruité, on travaillera à partir de la moyenne de 200 acquisitions de l'entrée au minimum. Constatez-vous une différence de gain maximum de la chaîne d'amplification pour les deux valeurs extrêmes de résistance ? Mesurez avec le plus de soin possible, la valeur maximale du gain de l'amplificateur pour la position de court-circuit (la moins bruitée). Pour ça on travaillera avec une sinusoïde de 30mV en entrée, on moyennera les signaux étudiés et on mesurera la valeur pic à pic de l'entrée et de la sortie. On fera des mesures par pas de 10kHz en fréquence en utilisant les statistiques pour travailler sur la moyenne des mesures et on retiendra la mesure pour la fréquence qui conduit au maximum de tension de sortie et donc au maximum de gain. On conservera ce gain maximum pour la partie suivante.

II.2.2. Etude du bruit thermique

• Sachant que l'on cherchera à analyser le bruit jusqu'à 20 MHz environ, sur quelle durée doit-on acquérir le signal pour que le calcul de la densité spectrale de puissance soit fait sur la plage voulue ? Combien de points est on susceptible de récupérer pour étudier le bruit en temporel et dans le domaine spectral ?

• Faire l'acquisition du bruit en sortie de l'amplificateur pour le court-circuit. Que représente le bruit observé dans ce cas ? Faire un histogramme des valeurs du bruit. Ce bruit est-il dépendant du bruit des résistances que l'on placera par la suite ? Que peut-on dire du bruit global observé quand la résistance n'est pas nulle ?

• Faire l'acquisition du bruit en sortie de l'amplificateur pour la résistance de 1000Ω avec la base de temps permettant la fenêtre d'analyse nécessaire.

- Faire l'histogramme de ce bruit. Que peut-on en conclure ?

- On va calculer la densité spectrale de puissance du bruit vu en sortie et chercher à en déduire la densité spectrale résultant de la résistance. Pour ça, on utilisera la commande disponible sur la fenêtre d'acquisition de la macro Igor permettant d'acquérir toute la mémoire de l'oscilloscope. Utilisez la macro permettant de calculer et de lisser la DSP en lissant sur 5000 points (justifiez cette valeur). Sauvez la DSP lissée et la DSP non lissée et superposez-les sur le même graphe. Conclusion ?

Afficher la DSP lissée en échelle linéaire ($10^{(DSP\log/10)}$) (dans le répertoire « saved » sous le nom de la wave suivi de « dsp_liss » et observer cette DSP entre 800kHz et 2 MHz. En plaçant des curseurs judicieusement autour de la zone du maximum, utiliser la fonction WaveStats dans l'onglet « analysis ». En déduire la moyenne de la DSP dans cette zone et sa valeur maximale. Où doit se trouver le résultat réel ?

Connaissant le gain maximum de l'amplificateur avec 1000 ohms, en déduire la densité spectrale de puissance du bruit thermique associé à la résistance étudiée.

• Toujours avec la même base de temps, pour chacune des autres valeurs de résistances (51 Ω , 100 Ω , 180 Ω , 270 Ω , 390 Ω , 510 Ω , 680 Ω , 820 Ω), calculez la densité spectrale de puissance de sortie lissée. Toutes les densités étant calculées et sauvées, notez pour chacune d'entre-elles sa valeur maximale comme précédemment pour 1000 ohms (avec la moyenne et avec le max entre les curseurs). En déduire la valeur de la densité spectrale de bruit apportée par les différentes résistances, en pensant à bien soustraire à chaque fois la densité pour une résistance nulle en entrée.

• Tracez l'évolution de la densité spectrale de puissance du bruit apporté par les résistances en fonction de la valeur de la résistance. Obtient-on l'évolution attendue, qualitativement et quantitativement ?

• Tracez sur le même graphe la courbe obtenue avec la moyenne entre les curseurs, la courbe obtenue avec le max entre les curseurs, et la courbe donnée par le modèle théorique. Conclusion ?

Exercices

Avant la séance de TP suivante, vous rédigerez les réponses aux questions suivantes dans votre cahier de TP.

Question 05-A : On observe un bruit gaussien, de valeur moyenne nulle et de valeur efficace 1,5V, blanc jusqu'à 30 MHz et coupant brutalement entre 30MHz et 40 MHz. L'oscilloscope utilisé comporte deux voies, échantillonne au maximum à 2 GSa/s et peut récupérer au maximum $4 \cdot 10^6$ points par voie. Il échantillonne sur 8 bits et représente le signal sur 8 carreaux en amplitude. On va chercher à faire une acquisition temporelle afin de faire un histogramme des échantillons obtenus et d'obtenir la densité spectrale de puissance de ce bruit. Donner, en les justifiant, les paramètres d'acquisition (base de temps, échelle en amplitude) qui permettent d'étudier, au mieux, ce bruit, sur cet oscilloscope. Concernant l'histogramme, donner les paramètres de calcul de l'histogramme (valeur minimale, pas, nombre de pas) permettant une observation correcte de la distribution des valeurs.

Question 05-B : Calculer la densité spectrale de puissance de bruit thermique pour une résistance de $1k\Omega$ à 25°C (on donne $k=1.38 \cdot 10^{-23} \text{ m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$). Si on amplifie ce bruit par un amplificateur de tension de gain G_0 dont la bande équivalente de bruit vaut 3MHz, quel gain G_0 prendre pour obtenir une valeur efficace de bruit en sortie de 200mV ? Donner une procédure pour mesurer la densité spectrale de puissance de bruit thermique d'entrée, en justifiant notamment les paramètres d'acquisition du bruit de sortie de l'amplificateur.

Question 05-C : On doit caractériser un amplificateur passe-bande avec un fréquence centrale voisine de 1MHz, un gain proche de 150, et un bande passante proche de 1MHz. Donnez les caractéristiques de l'impulsion (amplitude, forme, largeur) et de l'acquisition (durée) permettant d'obtenir la réponse fréquentielle de ce filtre par TF de réponse impulsionnelle. On justifiera quantitativement le résultat obtenu

Annexe 1 : Bande équivalent de bruit de filtres passe-bas et passe-bande.

Dans le cas où l'on considère un bruit blanc comme signal d'entrée d'un filtre linéaire, de gain maximal G_0 , alors, on peut écrire qu'en sortie, on a

$$s_{\text{eff}}^2 = \int_0^{+\infty} |F(f)|^2 \cdot D_e \cdot df = G_0^2 \cdot D_e \cdot \int_0^{+\infty} \frac{|F(f)|^2}{G_0^2} \cdot df = G_0^2 \cdot D_e \cdot B_{\text{eq}}$$

où B_{eq} est la bande équivalent de bruit

• Filtre passe bas du premier ordre.

considérons le filtre suivant $F(f) = \frac{G_0}{1 + jf/f_c}$

Alors, on a
$$B_{\text{eq}} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{1 + (f/f_c)^2} \cdot df = \left[f_0 \cdot \text{Arc tan}\left(\frac{f}{f_c}\right) \right]_0^{+\infty} = f_c \cdot \pi/2$$

• Filtre passe-bas du second ordre.

considérons le filtre suivant $F(f) = \frac{G_0}{1 + 2 \cdot j \cdot m \cdot (f/f_0) + (j \cdot f/f_0)^2}$

Alors

$$B_{\text{eq}} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{(1 - (f/f_0)^2)^2 + (2 \cdot m \cdot f/f_0)^2} \cdot df = \int_0^{+\infty} \frac{1}{(1 - x^2)^2 + (2 \cdot m \cdot x)^2} \cdot f_0 \cdot dx = f_0 \cdot \int_0^{+\infty} \frac{1}{x^4 + 2 \cdot (2 \cdot m^2 - 1) \cdot x^2 + 1} \cdot dx$$

(on pose $x = f/f_0$ et $H = 2 \cdot m^2 - 1$)

Pour calculer cette intégrale, on va appliquer le théorème des résidus. Pour cela, on va chercher les pôles du dénominateur

Si $H > 1$ ($m > 1$ car on ne considère que les m positifs), alors les pôles vérifient

$$x^2 = -H \pm \sqrt{H^2 - 1}$$

les pôles sont donc imaginaires purs

Si on pose

$$a = \sqrt{H + \sqrt{H^2 - 1}}$$

on peut noter que les pôles z_i s'écrivent respectivement $z_1 = j \cdot a$, $z_2 = -j \cdot a$, $z_3 = j/a$, $z_4 = -j/a$

Si $H < 1$ ($0 < m < 1$ car on ne considère que les m positifs), alors les pôles vérifient

$$x^2 = -H \pm j \cdot \sqrt{1 - H^2} = e^{\pm j \cdot \varphi} \quad (\pi > \varphi > \pi/2)$$

ce sont les nombres complexes z_1, z_2, z_3 et z_4 , de module égal à 1 qui s'écrivent respectivement

$$z_1 = e^{j \cdot \varphi/2}, \quad z_2 = e^{j \cdot \varphi/2 + \pi} = -z_1, \quad z_3 = e^{-j \cdot \varphi/2 + \pi} \text{ et } z_4 = e^{-j \cdot \varphi/2} = -z_3$$

Nous allons travailler avec la fonction de la variable complexe

$$F(z) = \frac{1}{z^4 + 2 \cdot H \cdot z^2 + 1}$$

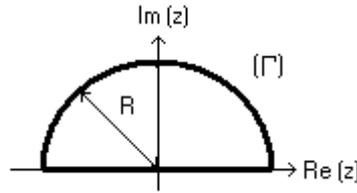
Alors, si (Γ) représente un contour fermé quelconque dans le plan complexe, on peut écrire que

$$\int_{(\Gamma)} F(z) \cdot dz = 2 \cdot j \cdot \pi \cdot \sum \text{Res}_{z \in \Gamma} (F)$$

où les résidus pris en compte sont ceux des pôles de $F(z)$ appartenant au contour (Γ) considéré, la définition du résidu de F pour le pôle z_i étant

$$\text{Res}_{z_1} (F) = \lim_{z \rightarrow z_1} (z - z_1) \cdot F(z)$$

Du calcul des pôles, on va en déduire un parcours judicieux dans le plan complexe, sur lequel l'intégrale sera facile à calculer, et il suffira de calculer la somme des résidus pour trouver le résultat. Nous allons choisir un contour Γ ayant la forme suivante avec R qui tend vers l'infini



Les seuls résidus à prendre en compte sont ceux des pôles à partie imaginaire positive. Quelle que soit la valeur de m considérée, ces pôles sont z_1 et z_3 et on a $z_1 \cdot z_3 = -1$.

$$\text{Res}(z_1) = \lim_{z \rightarrow z_1} \frac{1}{(z + z_1) \cdot (z - z_3) \cdot (z + z_3)} = \frac{1}{2 \cdot z_1 \cdot (z_1^2 - z_3^2)}$$

et

$$\text{Res}(z_3) = \lim_{z \rightarrow z_3} \frac{1}{(z + z_3) \cdot (z - z_1) \cdot (z + z_1)} = \frac{1}{2 \cdot z_3 \cdot (z_3^2 - z_1^2)}$$

globalement, la somme des résidus s'écrit donc

$$\sum \text{Res}_{\subset \Gamma}(F) = \frac{1}{2 \cdot z_1 \cdot (z_1^2 - z_3^2)} + \frac{1}{2 \cdot z_3 \cdot (z_3^2 - z_1^2)} = \frac{1}{2 \cdot (z_1 + z_3)}$$

on remarque que

$$(z_1 + z_3)^2 = z_1^2 + z_3^2 + 2 \cdot z_1 \cdot z_3 = z_1^2 + z_2^2 - 2 = -2 \cdot H - 2 = -4 \cdot m^2$$

et donc que

$$z_1 + z_3 = \pm j \cdot 2 \cdot m \quad (\text{on ne garde que } j \cdot 2 \cdot m)$$

finalement,

$$\int_{-\infty}^{+\infty} F(x) \cdot dx = \frac{2 \cdot j \cdot \pi}{2 \cdot 2 \cdot j \cdot m} = \frac{\pi}{2 \cdot m}$$

Compte tenu de la forme de la fonction intégrée, on peut écrire que

$$\int_0^{+\infty} F(x) \cdot dx = \frac{\pi}{4 \cdot m}$$

Donc finalement, on a

$$B_{\text{eq}} = \frac{\pi \cdot f_0}{4 \cdot m}$$

• Filtre passe-bande du premier ordre.

considérons le filtre suivant $F(f) = \frac{G_0}{1 + j \cdot Q \cdot (f/f_0 - f_0/f)}$

Alors
$$B_{\text{eq}} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{1 + Q^2 \cdot (f/f_0 - f_0/f)^2} \cdot df$$

Pour calculer cette intégrale, on va, là encore, appliquer le théorème des résidus. Pour cela, on va écrire la fonction sous le signe intégrale sous forme d'une fraction rationnelle et chercher les pôles du dénominateur.

$$\frac{1}{1 + Q^2 \cdot (f/f_0 - f_0/f)^2} = \frac{1}{1 + Q^2 \cdot (x - 1/x)^2} = \frac{1}{Q^2} \cdot \frac{x^2}{x^4 + 2 \cdot (\frac{1 - 2 \cdot Q^2}{2 \cdot Q^2}) \cdot x^2 + 1} = \frac{1}{Q^2} \cdot \frac{x^2}{x^4 + 2 \cdot m \cdot x^2 + 1}$$

Dans les équations précédentes, on a posé $x = f/f_0$ et $m = (1 - 2 \cdot Q^2)/(2 \cdot Q^2)$.

$$B_{\text{eq}} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{1 + Q^2 \cdot (f/f_0 - f_0/f)^2} \cdot df = \int_0^{+\infty} \frac{1}{Q^2} \cdot \frac{x^2}{x^4 + 2 \cdot m \cdot x^2 + 1} \cdot f_0 \cdot dx = \frac{f_0}{Q^2} \cdot \int_0^{+\infty} \frac{x^2}{x^4 + 2 \cdot m \cdot x^2 + 1} \cdot dx$$

Si $m > 1$, alors les pôles vérifient

$$x^2 = -m \pm \sqrt{m^2 - 1}$$

les pôles sont donc imaginaires purs

Si on pose

$$a = \sqrt{m + \sqrt{m^2 - 1}}$$

on peut noter que les pôles z_i s'écrivent respectivement $z_1 = j.a$, $z_2 = -j.a$, $z_3 = j/a$, $z_4 = -j/a$

Si $m < 1$, alors les pôles vérifient

$$x^2 = -m \pm j.\sqrt{1-m^2} = e^{\pm j.\varphi} \quad (\pi > \varphi > 0)$$

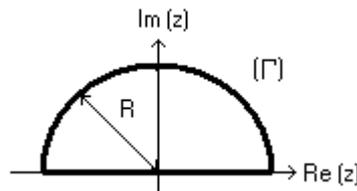
ce sont les nombres complexes z_1, z_2, z_3 et z_4 , de module égal à 1 qui s'écrivent respectivement

$$z_1 = e^{j.\varphi/2}, \quad z_2 = e^{j.\varphi/2+\pi} = -z_1, \quad z_3 = e^{-j.\varphi/2+\pi} \text{ et } z_4 = e^{-j.\varphi/2} = -z_3$$

Nous allons travailler avec la fonction de la variable complexe

$$F(z) = \frac{z^2}{z^4 + 2.m.z^2 + 1}$$

Nous allons choisir un contour Γ ayant a nouveau la forme suivante avec R qui tend vers l'infini



Les seuls résidus à prendre en compte sont ceux des pôles à partie imaginaire positive. Quelle que soit la valeur de m considérée, ces pôles sont z_1 et z_3 et on a $z_1.z_3 = -1$.

Le contour (Γ) étant l'association de l'axe réel (Re) et d'un demi cercle (C). On a

$$\int_{(\Gamma)} F(z).dz = \int_{(\text{Re})} F(x).dx + \int_{(C)} F(z).dz = 2.j.\pi. \sum \text{Res}_{\subset \Gamma} (F)$$

Or, compte tenu de la nature de $F(z)$, on a $\int_{(C)} F(z).dz \xrightarrow{R \rightarrow \infty} 0$

donc finalement

$$\int_{(\text{Re})} F(x).dx = 2.j.\pi. \sum \text{Res}_{\subset \Gamma} (F)$$

Dans notre cas, on a

$$\text{Res}(z_1) = \lim_{z \rightarrow z_1} \frac{z^2}{(z+z_1).(z-z_3).(z+z_3)} = \frac{z_1^2}{2.z_1.(z_1^2 - z_3^2)} = \frac{z_1}{2.(z_1^2 - z_3^2)}$$

et

$$\text{Res}(z_3) = \lim_{z \rightarrow z_3} \frac{z^2}{(z+z_3).(z-z_1).(z+z_1)} = \frac{z_3^2}{2.z_3.(z_3^2 - z_1^2)} = \frac{z_3}{2.(z_3^2 - z_1^2)}$$

globalement, la somme des résidus s'écrit donc

$$\sum \text{Res}_{\subset \Gamma} (F) = \frac{z_1}{2.(z_1^2 - z_3^2)} + \frac{z_3}{2.(z_3^2 - z_1^2)} = \frac{1}{2.(z_1 + z_3)}$$

on remarque que

$$(z_1 + z_3)^2 = z_1^2 + z_3^2 + 2.z_1.z_3 = z_1^2 + z_2^2 - 2 = -2.m - 2 = -\frac{1}{Q^2}$$

et donc que

$$z_1 + z_3 = \pm j/Q \quad (\text{on ne garde que } j/Q)$$

finalement

$$\int_{(\text{Re})} F(x).dx = 2.j.\pi. \sum \text{Res}_{\subset \Gamma} (F) = \pi.Q$$

Finalement, si on ne considère que l'intégrale sur les réels positifs, alors, on a

$$\int_0^{+\infty} F(x).dx = \frac{\pi.Q}{2}$$

La bande équivalente de bruit pour ce filtre vaut donc

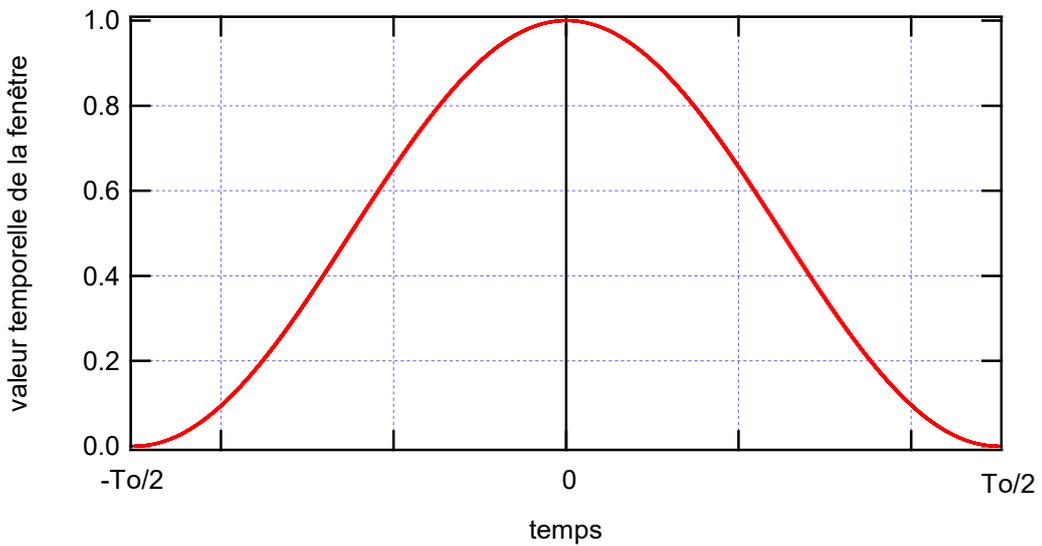
$$B_{eq} = \frac{f_o}{Q^2} \cdot \frac{\pi.Q}{2} = \frac{\pi.f_o}{2.Q}$$

Annexe 2 : La fenêtre de Hanning et ses effets sur le spectre et la densité spectrale de puissance

• **Caractéristiques de la fenêtre :**

Une fenêtre de Hanning, $w(t)$ s'exprime, en fonction du temps, de la façon suivante :

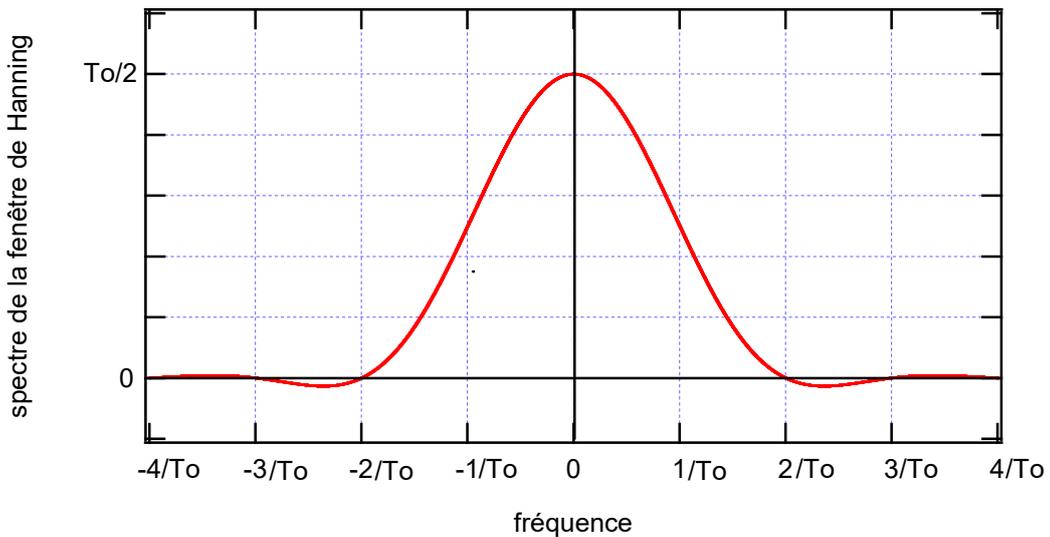
$$w(t) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(2\pi \cdot \frac{t}{T_o}\right) \right] \text{ pour } |t| \leq T_o/2 \text{ et } w(t) = 0 \text{ pour } |t| \geq T_o/2 \text{ (} T_o \text{ largeur de la fenêtre de troncation)}$$



Si on calcule sa transformée de Fourier $W(f)$, on trouve

$$W(f) = \frac{T_o}{2} \cdot \frac{\sin(\pi.f.T_o)}{\pi.f.T_o} + \frac{T_o}{4} \left[\frac{\sin(\pi.(f-1/T_o).T_o)}{(\pi.(f-1/T_o).T_o)} + \frac{\sin(\pi.(f+1/T_o).T_o)}{(\pi.(f+1/T_o).T_o)} \right]$$

Ce qui correspond à l'allure suivante :



• **Calcul d'une densité spectrale de puissance par périodogramme avec une fenêtre de Hanning :**

Le périodogramme d'un signal est le module au carré de sa transformée de Fourier divisé par le nombre de points de la représentation temporelle de ce dernier.

On commence donc par calculer le spectre FFT dont on prend le module au carré. Pour que les valeurs obtenues de spectre soient correctes, il faut diviser le résultat de calcul de TF par $N/2$. Pour arriver à une densité, il faut également diviser le résultat par le pas de calcul en fréquence égal à $1/T_0$.

Quand on va travailler avec la puissance ou l'énergie d'un signal, le fait d'avoir tronqué par une fenêtre différente d'une fenêtre rectangulaire représente une perte d'énergie. La puissance, l'énergie ou la densité de puissance calculées de cette façon sont donc plus faibles que celle du signal étudié. Si on s'intéresse à la densité spectrale de puissance, le résultat calculé, DSP_{calc} diffère donc du résultat réel $DSP_{\text{réelle}}$. Le rapport entre les deux DSP est donné par le rapport entre les aires au carré d'une fenêtre temporelle rectangulaire de largeur T_0 et d'une fenêtre de Hanning. On a donc

$$\frac{DSP_{\text{réelle}}}{DSP_{\text{calc}}} = \frac{(T_0 \cdot 1)^2}{\left(\int_{-T_0/2}^{T_0/2} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot t}{T_0}\right) \right) \right]^2 dt \right)} = \frac{T_0^2}{T_0^2 \cdot \frac{3}{8}} = \frac{1}{0.375} = \frac{8}{3}$$

En appliquant ces différents facteurs au résultat calculé par le module de calcul FFT, on peut remonter à la densité spectrale de puissance de bruit.

Version de septembre 2020

TP n°6 & 7 - Photorécepteurs

Que ce soit dans le monde des télécommunications ou bien celui de l'expérimentation et de la mesure, les photorécepteurs ont une place essentielle dans la physique expérimentale. Dans ce TP nous essayons de mettre en évidence les principales propriétés d'un photorécepteur particulier: la **photodiode**.

Mise en garde : le matériel mis à votre disposition est cher, il faut donc être très précautionneux. Les principales caractéristiques que nous souhaitons mettre en évidence sont

- la caractéristique courant-tension,
- la sensibilité spectrale,
- le courant d'obscurité,
- l'étude en régime dynamique d'un montage récepteur.

A. Étude statique

I. Principe de l'étalonnage des sources

Une des difficultés des mesures "photométriques" est de disposer d'un faisceau lumineux connu. Nous utiliserons ici un récepteur calibré en guise d'étalon de mesure. Nous disposons de trois sources de lumière (diode électroluminescente - LED) réunies dans un même boîtier : une source rouge (R : $\lambda =$ entre 640 et 660 nm – intensité max ≈ 1200 mcd), une verte (V : $\lambda = 525$ nm – intensité max ≈ 1050 mcd) et une bleue (B : $\lambda = 470$ nm – intensité max ≈ 1000 mcd). Il s'agira donc dans une première étape d'étalonner ces sources.

Le montage utilisé est celui d'une diode polarisée en direct. La LED est ici alimentée par une source de courant dont le schéma est donné figure 1. (Schéma identique pour les trois types de LED). Le potentiomètre P_o permet de régler le courant direct dans la diode (noté I_F), la tension à ses bornes est V_F .

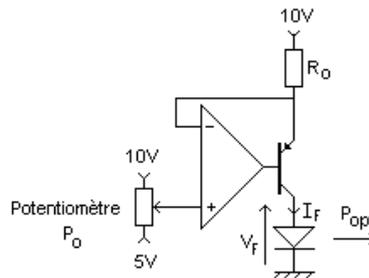


Figure 1. Circuit de commande de la diode électroluminescente

Si l'amplificateur opérationnel fonctionne bien dans son domaine linéaire, alors le courant I_F est donné par la formule suivante :

$$I_F = \frac{V_{C1} - V_2}{R_0}$$

On donne ici : $V_{CC} = 15$ V ; $V_{e1} = 10$ V ; $R_0 = 200$ Ω . $V_2 = V_o$ est modifiée par le potentiomètre en bas à gauche de la maquette.

La tension aux bornes de la LED utilisée est accessible sur la borne V_a . La tension V_i est accessible sur la borne V_2 .

Le détecteur étalon est lui-même un photomètre à diode PIN qui délivre l'information *flux* reçu (en W) que nous appellerons P_{opt} par la suite; on doit bien sûr ajuster la gamme de mesure de puissance

au cas réel. Ce photomètre est calibré pour différentes longueurs d'onde, il convient de bien sélectionner celle qui correspond à la LED étudiée.

On dispose d'un banc optique permettant de placer le boîtier contenant les sources, une lentille et le photomètre. On peut donc faire l'image de la source sur le photomètre étalon à l'aide de la lentille fournie afin de récolter le maximum de flux optique. Compte tenu des positions des trois LED sur un même axe vertical il faut déplacer verticalement le boîtier à chaque changement de LED, et si nécessaire reprendre légèrement le réglage de focalisation.

Ainsi il est possible de tracer pour chacune des LED les deux caractéristiques statiques (courant - tension) $I_F (V_F)$ et (puissance émise - courant) $P_{opt} (I_F)$ (attention de choisir à chaque fois la bonne longueur d'onde sur le photomètre).

II. Etude des caractéristiques de la Photodiode à étudier

On utilise une photodiode OPT-P100-6 (Silicon Sensors) de type PIN, dont les électrodes (anode et cathode) sont reliées à un connecteur BNC. Pour ce modèle l'anode est reliée au boîtier.

II.1. Caractéristiques importantes d'une photodiode :

Si on fait varier la puissance optique reçue par le composant, on constate, lorsque la photodiode est polarisée en inverse, que le courant inverse qui la traverse va augmenter. L'évolution de ce courant en fonction du nombre de photons reçus par unité de temps ϕ_p peut être modélisé de la façon suivante :

$$I_p = q \cdot \eta \cdot \Phi_p + I_s$$

où η est le rendement quantique (rapport du nombre d'électrons mis en conduction sur le nombre de photons reçus) et I_s est le courant d'obscurité que l'on pourra négliger dans un premier temps.

Compte tenu des paramètres que nous avons relevés, si ν est la fréquence des photons reçus et h la constante de Planck ($h \approx 6.62 \cdot 10^{-34}$ J.s) on peut aussi écrire que

$$I_p = q \cdot \eta \cdot \frac{P_{opt}}{h \cdot \nu}$$

On peut également définir la sensibilité de la photodiode comme étant

$$S = I_p / P_{opt}$$

Cette sensibilité dépend de la longueur d'onde. L'émetteur dont nous disposons est constitué de trois LED de couleurs différentes. On pourra donc en déduire la sensibilité spectrale de la photodiode pour chaque longueur d'onde de l'émetteur et comparer les résultats obtenus à la courbe typique fournie par le constructeur (figure 2).

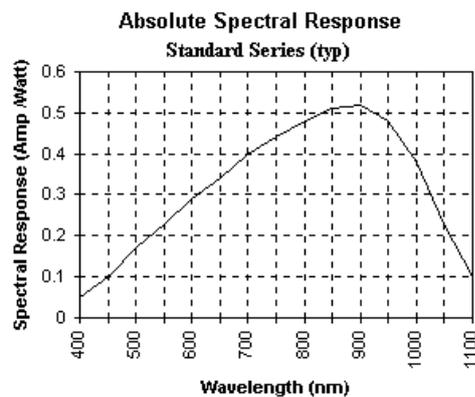


Figure 2. Sensibilité spectrale

Pour observer le courant dans la photodiode, on peut envisager de réaliser différents circuits électroniques, dont le but sera de réaliser une conversion courant/tension. Nous allons maintenant présenter deux solutions pour réaliser cette conversion.

II.2. Première solution :

Le montage de base de la photodiode est donné figure 3.

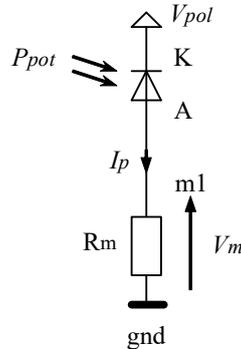


Figure 3. Montage de polarisation de la photodiode.

Relier m1 à A. La photodiode est alors polarisée en inverse sous une tension qui dépend de V_{pol} (ajustable par un potentiomètre) et de la chute de tension dans R_m . La résistance R_m assure la conversion du courant photonique (noté I_p) en tension à mesurer $V_m = R_m \cdot I_p$. On donne $R_m = 30 \text{ k}\Omega$ (résistance à 1%). On réalisera la mesure de V_m et de V_{pol} avec l'oscilloscope muni de sondes de tension atténuatrices par 10. On pourra alors en déduire la tension aux bornes de la diode ainsi que le courant photonique. La tension aux bornes de R_m peut également être mesurée avec un voltmètre.

II.3. Seconde solution

On considère le montage de la figure 4, montage dit de transconductance, associant la photodiode, polarisée sous la tension V_{pol} , à un amplificateur opérationnel (relier m2 à A). On relie donc maintenant A à l'amplificateur opérationnel. On a pris ici la même valeur pour la résistance que dans l'étude précédente ($R_m = 30 \text{ k}\Omega$ et $C_p = 10 \text{ pF}$).

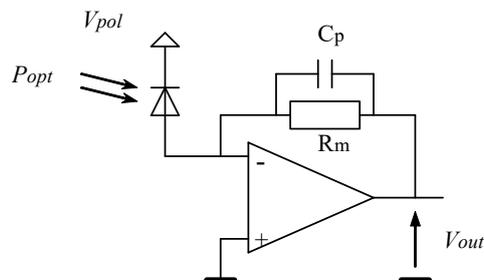


Figure 4. Montage transconductance.

Ce circuit réalise une conversion courant tension et permet donc d'observer à l'oscilloscope une tension image du courant qui traverse la photodiode.

Etablir la fonction de transfert de ce circuit.

III. Travail expérimental

III.1. Relevés expérimentaux.

Pour commencer, nous allons tester les trois LED au moyen d'un spectromètre (un spectromètre pour deux binômes).

- Notez la fréquence centrale d'émission des 3 LED ainsi que la largeur à mi-hauteur de la réponse. On utilisera ensuite la valeur ainsi obtenue de la longueur d'onde moyenne d'émission des LED pour régler

la fréquence de travail du photomètre dans la partie suivante quand on caractérisera la réponse de la photodiode sur les trois longueurs d'onde de travail.

Nous allons maintenant chercher à étudier les caractéristiques de notre photodiode pour les trois longueurs d'onde de notre émetteur (préciser la longueur d'onde étudiée sur le photomètre à chaque changement de couleur). On accordera une attention particulière aux unités ainsi qu'aux ordres de grandeurs des paramètres.

Nous allons commencer par étalonner le système avec la LED rouge (les deux autres LED éteintes). On connecte la fiche banane rouge à la fiche banane blanche (I_{out}) de la partie « émetteur » de la maquette. On réalise les réglages optiques nécessaires, afin d'obtenir une image de la LED la plus lumineuse et la plus petite possible sur notre récepteur étalon (le récepteur calibré du photomètre).

- On place alors le récepteur étalon afin que la tache image soit intégralement comprise sur la pastille réceptrice du récepteur étalon. On relève alors les caractéristiques $I_F(V_F)$ et (puissance émise - courant) $P_{opt}(I_F)$. On en déduit la tension de seuil pour la LED rouge. On rappelle que la tension V_F aux bornes de la LED est accessible par la borne V_a et le courant I_F est mesuré directement au moyen d'un ampèremètre.

- Ceci étant fait, on retire le récepteur étalon et on le remplace par la photodiode à étudier, en prenant soin de la placer de telle sorte que la tache image de la source soit intégralement comprise sur sa partie réceptrice. On relie la photodiode à la partie « réception » de la maquette et on placera les cavaliers sur la maquette afin d'utiliser le montage transconductance (Cf fig. 4). On fera alors varier la tension de polarisation de la photodiode au moyen du potentiomètre prévu à cet effet et on relèvera la caractéristique $I_p(V_{pol})$ pour plusieurs valeurs de P_{opt} (on obtiendra alors un réseau de caractéristiques paramétré par P_{opt}). De ce réseau, on déduira la sensibilité spectrale pour la longueur d'onde étudiée. Pour être plus complet, on pourra se placer à une tension inverse de polarisation fixée, par exemple $-10V$ et relever le courant dans la photodiode pour une dizaine de puissances lumineuses, tracer l'évolution du courant en fonction de la puissance (avec incertitudes), et en déduire un encadrement de la sensibilité spectrale.

- On reprend la même démarche pour le vert et pour le bleu afin d'obtenir les caractéristiques demandées et en notant particulièrement le seuil de la LED et la sensibilité spectrale de la photodiode pour la longueur d'onde considérée.

III.2. Interprétation des résultats.

-Comparer la tension de seuil des différentes LED. De quel paramètre physique dépend ce seuil ? Que peut-on en conclure concernant les LED étudiées ?

-Comparer les valeurs de sensibilités spectrales obtenues à celle attendues sur la courbe donnée figure 2. De même, évaluer le rendement quantique en fonction de la longueur d'onde. Est-ce que le rendement quantique dépend de la longueur d'onde ? Qu'est ce qui fait que chaque photon envoyé sur la photodiode ne donne pas un électron pour la conduction électrique ? Observez une photodiode éclairée. Que se passe-t-il à la surface du capteur éclairé ?

B. Étude dynamique

Le montage permettant de moduler la puissance optique émise par la LED (ici on a choisi la LED rouge) est donné figure 5. La modulation est obtenue à partir d'une tension de commande qui est la somme d'une composante continue (fixant la valeur moyenne) et d'une composante alternative (fixant la modulation) (circuit U2).

Quel type de modulation réalise-t-on ?

La photodiode étant sensible à la puissance optique c'est elle qui assure directement la démodulation. Choisir (en réglant V_o) un point de polarisation "bien placé" de façon à obtenir un comportement linéaire.

Remarque : Pour réaliser la superposition d'une composante continue d'éclairage avec une fluctuation, on a intégré un soustracteur au circuit. Ce dernier est réalisé avec des résistances de 15k (avec sur l'entrée

V_{mod} une résistance de 50Ω en parallèle sur le générateur). Cette configuration permet de retrouver exactement la tension V_o en sortie du soustracteur quand on n'applique pas de tension sur V_{mod} . En revanche, lorsque cette dernière est non nulle, en sortie, on récupère

$$V_s = V_o - V_{mod}$$

1. Appliquer un signal sinusoïdal ou carré, très basse fréquence, à l'entrée modulation V_{mod} et observer le comportement de la LED.

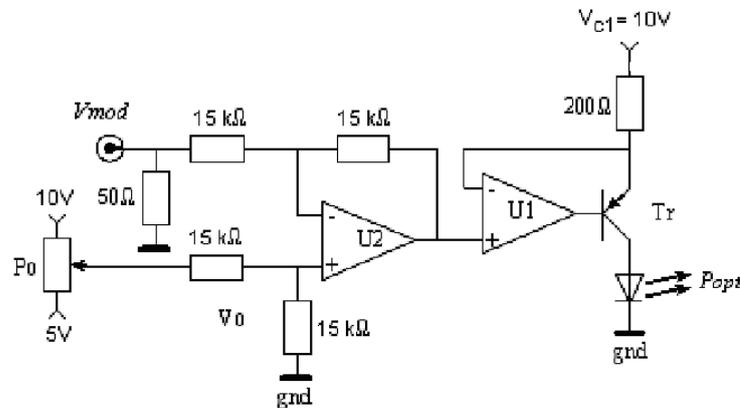


Figure 5. Modulation d'un faisceau lumineux.

- On augmente la fréquence de modulation. On fera augmenter la fréquence de 1 Hz jusqu'à 30 Hz environ. Jusqu'à quelle fréquence l'œil est-il sensible à la variation d'intensité ?
- Observer les conditions limites conduisant à un effet non linéaire dans la modulation (rôle du courant moyen dans la LED, de la tension de modulation et de la photodiode).
- On se regroupe sur un poste pour montrer comment transmettre un signal de type "audio" et le récupérer. On prendra l'image électrique d'un signal audio délivré par un walkman que l'on injectera sur l'entrée BNC de modulation du courant injecté dans la LED et on enverra le signal de sortie du circuit de mise en œuvre de la photodiode vers un haut-parleur. Quel est le type de modulation mis en œuvre ? Quel est l'ordre de grandeur de la fréquence porteuse ? Vérifiez l'effet d'une coupure du faisceau ou d'une moins bonne focalisation sur la photodiode.

2. Avec un signal sinusoïdal à l'entrée V_{mod} observer le signal V_{out} en sortie du montage de détection (figure 4).

- Comment interpréter les différences observées ?
- Tracer l'évolution du gain linéaire et du déphasage, associés à la fonction de transfert de l'ensemble du système de transmission

$$\underline{T} = \frac{V_{out}}{V_{mod}}$$

pour des valeurs de la tension de polarisation de la photodiode de -1V, -3V et -12V. On relèvera la première manuellement en essayant d'optimiser la qualité de la mesure. Les deux suivantes seront relevées en utilisant la macro Igor de relevé automatique du diagramme (par l'approche fréquentielle classique).

• Ceci étant fait, faites un relevé par FFT de la réponse impulsionnelle en utilisant la macro Igor d'acquisition et le module Igor de génération d'impulsions. On travaillera en mode AC afin de se débarrasser des composantes continues, on prendra une « impulsion » en forme de sinus cardinal (justifier pourquoi) dont on choisira judicieusement la largeur, la période de répétition (et donc la durée d'acquisition) et l'amplitude, compte tenu du système étudié. **On n'utilisera pas l'option « AutoV » qui ajuste l'amplitude de la voie de sortie automatiquement.** Le niveau de synchronisation devra être manuellement abaissé afin que la synchronisation se fasse correctement (en raison de l'impédance d'entrée de 50Ω de la maquette). Sur le graphe de la fonction de transfert ainsi obtenu en temps réel, ajouter les trois fonctions de transfert mesurées précédemment afin de confronter les méthodes.

Remarque : la macro de génération d'impulsions ne prend pas en charge la synchronisation et le niveau du signal de sortie qu'il faut veiller à ajuster correctement à chaque essai, pour éviter notamment les problèmes d'écrêtage...

- Faire un ajustement sous IGOR sur l'une des fonctions de transfert pour identifier les paramètres d'un filtre passe-bas du second ordre. Conclusion ?
- Quel est l'effet du condensateur C_p ?
- Conclusion : Quelle est l'influence de la tension de polarisation V_{pol} sur la fréquence de coupure du montage ?

3. Appliquer un signal carré à l'entrée modulation V_{mod} d'amplitude ± 100 mV (justifier cette amplitude) et de fréquence 500 Hz (après avoir mis V_o à la bonne valeur) et observer le signal aux bornes du circuit de la figure 3 (montage le plus simple avec la photodiode et la résistance de 30 k Ω).

Nous allons nous intéresser au temps de montée de la tension aux bornes de R_m observée à l'oscilloscope. On commence par appliquer une tension V_{pol} afin de porter la valeur absolue de la tension moyenne aux bornes de la diode à 0,5V, valeur que l'on augmentera par la suite par pas de 0,5V jusqu'à 5V puis par pas de 1V. Observer la tension aux bornes de la résistance et comparer notamment les temps de montée et de descente de cette tension. Pour mesurer $\langle V_d \rangle$, on branchera un voltmètre sur la diode avec deux pinces crocodile (on retirera le voltmètre au moment de la mesure du temps de réponse car le branchement de ce dernier perturbe parfois le signal). Pour chaque valeur de la tension moyenne aux bornes de la diode, on mesurera le temps de réponse à 63%.

On supposera que le temps de réponse obtenu est le produit de la valeur de la résistance utilisée par la capacité de jonction de la photodiode. En déduire la courbe donnant l'évolution de la capacité de jonction en fonction de la tension aux bornes de la diode. Faire un ajustement de cette courbe avec la fonction suivante :

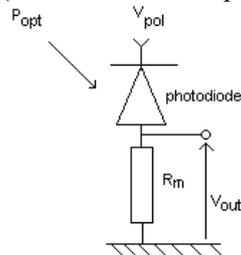
$$C_a(V_{diode}) = C_o + \frac{C_1}{(A_1 + V_{diode})^{1/2}}$$

Que représente C_o ? Justifier l'évolution de la capacité avec la tension aux bornes de la diode.

Exercices

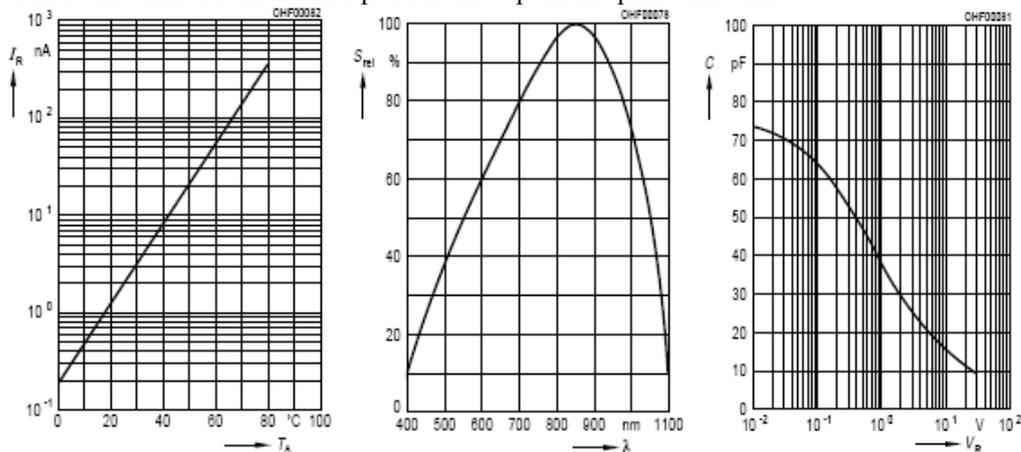
Avant la séance de TP suivante, vous rédigerez les réponses aux questions suivantes dans votre cahier de TP.

Question 06_07-A : On observe la tension V_{out} aux bornes de la résistance R_m de $30\text{ k}\Omega$ avec un oscilloscope dont on adoptera le modèle au premier ordre ($R_o = 1\text{ M}\Omega$ et $C_o = 12\text{ pF}$).



Le flux lumineux incident présente une fluctuation sinusoïdale de fréquence 1 kHz , 10 kHz puis 500 kHz . Est-il nécessaire d'utiliser une sonde d'oscilloscope pour éviter que la chaîne de mesure ne modifie le photocourant de plus de 4% de sa valeur ?

Question 06_07-B : On met en œuvre une photodiode BPW34 dans le circuit électrique de structure précédente. On donne les caractéristiques suivantes pour une photodiode BPW34:



La première courbe donne le courant d'obscurité en fonction de la température, la seconde donne la sensibilité spectrale de la photodiode en fonction de la longueur d'onde en pourcentage de la valeur maximale (cette dernière sera supposée égale à 0.5 A/W) et la troisième donne la capacité de jonction de la photodiode en fonction de sa tension inverse de polarisation.

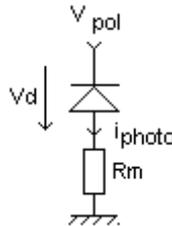
La résistance R_m vaut $30\text{ k}\Omega$. La puissance optique incidente provient d'une LED qui émet autour de 525 nm et elle est modulée. Elle est la somme d'une puissance moyenne de $200\text{ }\mu\text{W}$ et d'une fluctuation sinusoïdale d'amplitude crête à crête $20\text{ }\mu\text{W}$. L'expérience est réalisée à 30°C . Le courant d'obscurité a-t-il une incidence importante sur la réponse de sortie (justifier) ? A quelle valeur minimale doit-on porter V_{pol} pour que la photodiode reste polarisée en inverse ? On polarise finalement avec $V_{pol} = 10\text{ V}$. Jusqu'à quelle valeur peut porter la fréquence pour que la photodiode et son circuit associé restent dans leur bande passante ?

Question 06_07-C : On souhaite observer la réponse en fréquence d'une chaîne optoélectronique avec une LED associée à une source de courant commandée en tension pour émetteur et une photodiode avec son circuit transconductance comme récepteur. Ce système est un passe-bas résonant. Quand on change la polarisation de la photodiode, on observe une fréquence de résonance qui évolue environ entre 150 kHz et 400 kHz . Afin d'observer en temps réel l'effet de la polarisation de la photodiode sur la réponse fréquentielle de la chaîne, proposez les caractéristiques de l'impulsion (amplitude, forme, largeur) à appliquer en entrée de la source de courant, et les caractéristique d'acquisition (durée) pour observer cette réponse par TF de réponse impulsionnelle.

Annexe 1 : comparaison de deux circuits de mise en œuvre de la photodiode en statique

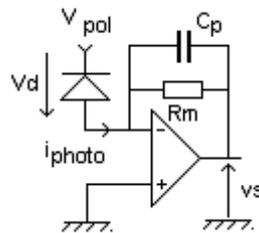
Deux circuits sont proposés. Vous pouvez choisir l'un ou l'autre avec deux cavaliers à placer judicieusement. La résistance de mesure R_m vaut $30k\Omega$ afin d'obtenir des tensions assez élevées compte tenu de la faible valeur des photocourants. La tension V_{pol} peut être modifiée au moyen d'un potentiomètre. Le potentiomètre n'a pas de butée lorsqu'on atteint la valeur maximale.

- *Circuit le plus simple :*



avantage : simplicité et plus facile pour remonter à la capacité de jonction de la photodiode.
 inconvénient : on place l'appareil de mesure de tension en parallèle avec la résistance de mesure R_m et l'impédance d'entrée de ces derniers va fausser le résultat, car elle n'est pas assez forte devant la résistance de mesure.

- *Circuit un peu plus complexe :*



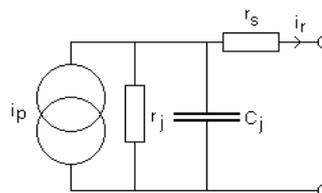
$$\langle v_s \rangle = -R_m \cdot \langle i_{photo} \rangle \quad \text{avec} \quad V_d = -V_{pol}$$

avantage : on fixe directement la tension de polarisation avec V_{pol} et on ne place pas l'appareil de mesure de tension en parallèle avec la résistance de mesure.

inconvénient : effet éventuellement perturbateur des défauts de l'amplificateur opérationnel, un composant supplémentaire, besoin d'une capacité C_p pour éviter une instabilité due à l'amplificateur...

Annexe 2 : réponse dynamique de la photodiode suivant le circuit utilisé

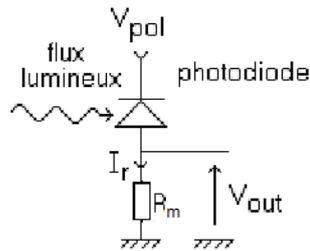
Modèle en régime dynamique de la photodiode: Si on ne tient compte que de la variation des signaux (signal dont on a retiré la composante continue), la photodiode peut être représentée de la façon suivante :



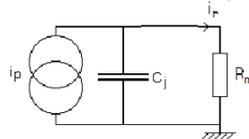
En pratique, on peut considérer que r_j (résistance de jonction) est pratiquement infinie et que r_s (résistance de connectique) est très faible. C_j est la capacité de jonction (elle est d'autant plus faible que la jonction est fortement polarisée en inverse). Le courant i_p est le courant résultant du flux lumineux ϕ .

Premier circuit :

Considérons le circuit suivant :



Sachant que $r_s \ll R_m \ll r_j$, le circuit étudié devient, en régime de variation



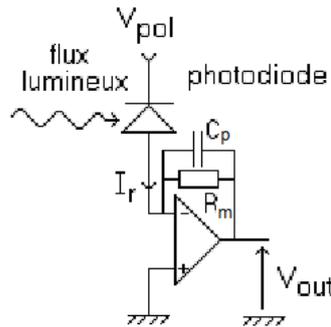
La réponse du système est alors de la forme

$$v_{out}(p) = \frac{-R_m}{1 + R_m \cdot C_j \cdot p} \cdot i_r(p)$$

Le temps de réponse de ce système est donc $\tau = R_m \cdot C_j$. Sachant que les éclairages usuels conduisent à des courants de l'ordre de quelques $10 \mu A$, il faut prendre R_m de quelques $10 k\Omega$ pour obtenir une tension de sortie raisonnable... Avec ce circuit, la photodiode répond donc lentement si on veut un niveau de signal suffisant.

Second circuit :

Dans ce cas, l'ensemble photodiode + montage transconductance peut être représenté, pour ce qui concerne les variations par une fonction de transfert d'ordre 2.

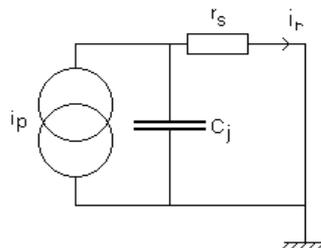


Pour comprendre ce point, on peut procéder de la façon suivante. Le courant i_r qui sort de la photodiode conduit à la tension v_{out} par l'intermédiaire d'une fonction de transfert telle que

$$v_{out}(p) = \frac{-R_m}{1 + R_m \cdot C_p \cdot p} \cdot i_r(p)$$

Le rôle de l'amplificateur inverseur est de compenser le gain statique négatif du circuit transconductance, chargé de réaliser la conversion courant/tension.

Ce courant i_r est lié au courant i_p résultant du flux lumineux incident. Compte tenu de la structure du montage transconductance, pour trouver la relation entre i_p et i_r , on peut raisonner, en régime variable, à partir du schéma suivant :



on a alors

$$i_r(p) = i_p(p) \cdot \frac{1}{1 + r_s \cdot C_j \cdot p}$$

Globalement, on a donc

$$v_{out}(p) = \frac{-R_m}{1 + R_m \cdot C_p \cdot p} \cdot \frac{1}{1 + r_s \cdot C_j \cdot p} \cdot i_p(p)$$

Avec ce circuit, la photodiode répond plus vite que dans le précédent (son temps de réponse est $\tau = r_s \cdot C_j \dots$ on ne peut pas faire plus rapide à ce niveau avec cette photodiode...). En revanche, l'amplificateur contribue également au temps de réponse et va dégrader ce dernier.

Version de septembre 2020

IMPORTANT :

Pour chaque longueur d'onde, on réalise la démarche complète, à savoir un étalonnage du banc en puissance, puis une caractérisation du photorécepteur sur la longueur d'onde choisie.

Ceci étant fait, on recommence la démarche pour une nouvelle longueur d'onde. On commencera par le rouge.

Démarche pour le rouge.

a/ étalonnage.

L'objectif est de récupérer une valeur de puissance optique disponible dans une zone, en fonction de la tension de commande de l'émetteur. On en profite pour discuter les caractéristiques des LED. Le courant dans la LED est mesuré au moyen d'un ampèremètre.

1/ on règle le conditionneur du récepteur étalon sur la longueur d'onde de travail.

2/ on relie la fiche banane blanche à la fiche banane de la couleur d'émission choisie puis on fait une image nette de l'émetteur, sans halo, dont la taille est inférieure à la surface sensible du récepteur étalon et du récepteur à caractériser. Pour cela, on dispose d'une lentille.

3/ on cache l'ensemble pour limiter la lumière parasite, on vérifie que toutes les LED sont éteintes et on fait le zéro du récepteur étalon.

4/ pour différentes valeurs de la tension d'entrée (une dizaine de valeurs), on relève le courant dans la LED, la tension à ses bornes ainsi que la puissance optique récupérée en sortie. On récupère la tension aux bornes de la LED sur la prise de test « V_a ». On trace $I_{led}(V_{led})$, $P_{opt}(I_{led})$. Pour la puissance optique, on fera en sorte de faire toutes les mesures sur le même calibre. On fera donc en sorte de déterminer au préalable le calibre adapté.

b/ caractérisation du photorécepteur inconnu.

1/ on retire le récepteur étalon et on place le photorécepteur inconnu à la place en faisant très attention d'intercepter exactement la même puissance optique que lors de l'étalonnage. Il faudra peut-être déplacer légèrement le pied du récepteur, car c'est la position de la surface sensible du récepteur qui compte !

2/ on relie la photodiode à la partie « récepteur » de la maquette. Discuter du choix du montage, avec ou sans amplificateur opérationnel... rôle des sondes atténuatrices de tension ?

3/ recacher.

4/ en jouant sur la tension de polarisation de la photodiode V_{pol} , relever courant et tension dans la photodiode pour différentes valeurs de puissance optique reçue (pour déterminer une puissance optique précise, reprendre les valeurs de courant dans la LED employées lors de l'étalonnage). On obtiendra ainsi un réseau de caractéristiques courant/tension, paramétré par une puissance optique.

5/ exploitation du réseau précédent pour déterminer la sensibilité spectrale : pour une tension aux bornes de la diode fixée (tension inverse = -5V par exemple), relever le photocourant en fonction de la puissance optique reçue et en déduire la sensibilité spectrale et le rendement quantique de la photodiode pour cette longueur d'onde... la valeur de la tension inverse aux bornes de la photodiode a-t-elle une incidence sur la sensibilité spectrale. Par la suite, si on a compris la forme des caractéristiques, on pourra remonter à la sensibilité spectrale directement

Idem pour le vert et le bleu.

Modulation et démodulation de fréquence

A. La Modulation de fréquence

I. Modulation de fréquence : rappels

1. Représentation dans le domaine temporel

Soit $u(t)$ un signal sinusoïdal d'amplitude constante et de phase instantanée $\Phi(t)$: $u(t) = A_c \cdot \cos(\Phi(t))$.

Si f_c est la fréquence du signal porteur, alors $\Phi(t)$ s'écrit $\Phi(t) = 2\pi f_c t + \varphi(t)$ où $\varphi(t)$, qui représente l'écart de phase par rapport à la porteuse, contient l'information à transmettre.

On parle de modulation de phase lorsqu'à chaque instant $\varphi(t)$ est proportionnel au signal modulant $m(t)$. Le signal modulé en phase s'exprime alors de la façon suivante :

$$u(t) = A_c \cos(2\pi \cdot f_c t + k_p m(t))$$

On parle de modulation de fréquence lorsque la dérivée de φ par rapport au temps est proportionnelle au signal modulant. Supposons que $f(t) = f_c + k_f m(t)$, le signal modulé en fréquence s'exprime alors de la façon suivante :

$$u(t) = A_c \cos\left(2\pi \cdot f_c t + 2\pi \cdot k_f \int m(\tau) d\tau\right).$$

A un dérivateur ou un intégrateur près les deux types de modulations sont donc identiques.

L'étude sera faite ici pour la modulation de fréquence.

Supposons maintenant que le signal modulant soit de type sinusoïdal $m(t) = A_m \cdot \cos(2\pi f_m t)$, alors le signal modulé est donné par :

$$u(t) = A_c \cos[2\pi \cdot f_c t + \beta \cdot \sin(2\pi \cdot f_m t)]$$

où l'on a défini la déviation ou excursion en fréquence $\Delta f = k_f \cdot A_m$ (donc $f_{max} - f_{min} = 2 \cdot \Delta f$) et l'indice de modulation $\beta = \Delta f / f_m$.

2. Représentation dans le domaine fréquentiel

Pour déterminer le spectre du signal modulé en fréquence $u(t)$, il faut faire un développement en série de

Fourier de $\exp[j\beta \sin(\Omega t)]$, à savoir $\exp[j\beta \sin(\Omega t)] = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(\beta) \exp(jn\Omega t)$ où les $J_n(\beta)$ sont les fonctions de

Bessel de première espèce données par $J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \exp[j\beta(\sin x - nx)] dx$. Ainsi on obtient avec $\Omega = 2\pi f_m$:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} A_c J_n(\beta) \cos[2\pi(f_c + n f_m)t].$$

Remarque : pour une modulation à faible indice ($\beta \ll 1$) le spectre a la même forme que celui d'une modulation d'amplitude.

Le spectre est alors défini par :

$$U(f) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left[\frac{A_c J_n(\beta)}{2} \delta[f - (f_c + n f_m)] + \frac{A_c J_n(\beta)}{2} \delta[f + (f_c + n f_m)] \right].$$

Les fonctions $J_n(\beta)$ s'annulent régulièrement quand β varie et en particulier $J_0(\beta) = 0$ pour $\beta = 2, 4$. Dans ce cas, la porteuse disparaît dans le spectre.

L'encombrement spectral est plus important que dans le cas de la modulation d'amplitude, et l'on montre que pour β grand 98% de l'énergie est comprise dans une bande appelée **bande de Carson** qui vaut

$$B = 2(\beta + 1).f_m = 2.\Delta f \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = 2(\Delta f + f_m)$$

II. Etude expérimentale

Avant de commencer, vérifiez que les deux voies de sortie du 33512B et la sortie du 33220A sont réglées avec « Output Load » = « High Z ». Ceci étant fait, on ne modifiera plus ce réglage dans la suite.

Le signal modulé en fréquence est produit ici par l'une des voies de sortie d'un générateur de fonctions Agilent **33512B** pour lequel on peut définir une porteuse de fréquence f_c (touches « waveform » pour choisir la sinusoïde et « parameters » pour la fréquence et l'amplitude) et un signal modulant de type sinusoïdal, avec une fréquence de modulation f_m et une déviation Δf (touche "Modulate", en cochant « on » puis "Type" FM, "Source" Interne, Modulation Frequency, Deviation, "Shape" Sine). L'indice de modulation vaut donc : $\beta = \Delta f / f_m$.

1. Etude en basse fréquence

On règle dans un premier temps $f_c=300\text{kHz}$, $f_m=1\text{Hz}$ et une déviation $\Delta f = 10\text{kHz}$. Observer grâce à cette modulation "basse-fréquence" le comportement du signal modulé à la fois dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Observe-t-on le spectre d'un signal modulé en fréquence ? Pourquoi ?

2. Etude en fréquence "audio"

Dans un deuxième temps on prend $f_m=10\text{kHz}$ avec toujours une déviation de $\Delta f = 10\text{kHz}$.

Observer le spectre du signal modulé grâce à la fonction Math "FFT", faire varier l'indice de modulation par l'intermédiaire de la déviation Δf . Commentez.

Etudier l'influence de l'indice de modulation sur le spectre et en particulier montrer que l'on peut faire disparaître la raie centrale ou bien les raies latérales (ce qui correspond aux zéros des fonctions de Bessel). Déterminer les deux premières annulations et en déduire la valeur correspondante de $\beta = \Delta f / f_m$.

Mesure de la largeur de bande pour une valeur donnée de β : déterminer la puissance du signal dans le canal en sommant la puissance correspondant aux pics du spectre (pics visibles hors du plancher de bruit) ; on introduit un critère de largeur de canal comme étant la bande de fréquence contenant 98% de la puissance. Comparer avec la règle de Carson. Pour cette question, on pourra faire l'acquisition sur un oscilloscope (attention au choix de la base de temps et à la fréquence d'échantillonnage d'acquisition...) et avec la macro sous Igor et en cochant « spectre », on utilisera « Power Ratio » sur la voie qui convient.

B. La boucle à verrouillage de phase

La nécessité d'une synchronisation entre signaux a été mise en évidence lors du TP sur la démodulation d'amplitude (détection synchrone). Elle est tout aussi présente dans le cas des modulations angulaires.

Le système permettant un asservissement de fréquence, donc une synchronisation s'appelle la boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop = PLL). Ce système a été introduit en 1932. Il s'agit d'un système bouclé destiné à asservir la phase instantanée du signal de sortie $\phi_s(t)$ sur la phase instantanée du signal d'entrée $\phi_e(t)$. Il permet donc aussi d'asservir la fréquence du signal de sortie $f_s(t)$ sur la fréquence du signal d'entrée $f_e(t)$.

Un tel système est à la base d'innombrables circuits d'électronique : détection synchrone, démodulation d'amplitude, de fréquence (FM et FSK), synthèse de fréquences, télécommunications numériques...

La manipulation proposée a pour but de présenter le principe de fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase de type analogique et son application à la modulation et la démodulation de fréquence.

I. Présentation

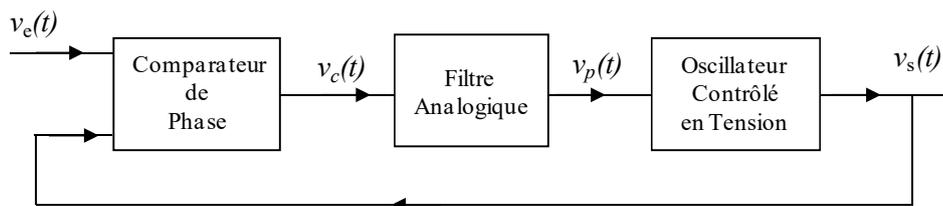


Figure 1. Schéma fonctionnel dans le domaine temporel

On appelle :

pulsation instantanée, la pulsation Ω définie par $\Omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}$,

fréquence instantanée, la fréquence f définie par $f(t) = \frac{\Omega(t)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt}$.

Les trois blocs du schéma de la figure 1 sont étudiés ci-dessous.

1. Comparateur de phase

Le comparateur de phase délivre en sortie une tension, notée $v_c(t)$, qui dépend de la différence entre les phases instantanées des signaux d'entrée $v_e(t)$ et $v_s(t)$. Les deux signaux sont délivrés par les deux sorties du générateur 33512B. On commencera par faire le réglage du déphasage entre les deux voies.

Il existe plusieurs types de comparateurs de phase :

- parmi les comparateurs de type analogique, citons les multiplieurs, les multiplieurs ± 1 , les mélangeurs à diodes (employés en RF ou HF),

- parmi les circuits de type logique citons par exemple le Ou Exclusif (XOR).

Le comparateur proposé ici est un multiplieur (voir Figure 2).

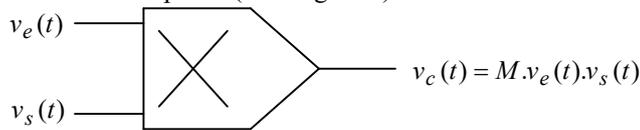


Figure 2. Comparateur de phase (circuit multiplieur).

Dans le cas où la boucle est bien accrochée les signaux $v_e(t)$ et $v_s(t)$ sont des fonctions sinusoïdales dont les arguments peuvent être mis sous la forme :

$$\Phi_e(t) = \omega_0 t + \phi_e(t) \text{ et } \Phi_s(t) = \omega_0 t + \phi_s(t).$$

Calculer $v_c(t)$. Que doit-on faire pour obtenir une tension qui ne dépende que d'une fonction $F[\phi_e(t) - \phi_s(t)]$, donnant donc un signal ne dépendant que de la différence entre les phases instantanées (on devra donc identifier cette fonction) ?

Donner l'expression du coefficient K_c tel que $v_c(t) = K_c F[\phi_e(t) - \phi_s(t)]$.

Quelle est l'influence des amplitudes de v_e et v_s ?

2. Filtre passe-bas

Le filtre, dont la tension de sortie est notée $v_p(t)$, est caractérisé par sa fonction de transfert :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{V_p(j\omega)}{V_c(j\omega)}$$

Le filtre employé dans ce TP est de type passe-bas passif du premier ordre. Ce filtre associé au comparateur de phase permet d'obtenir une information continue directement liée au déphasage entre les deux signaux $v_e(t)$ et $v_s(t)$.

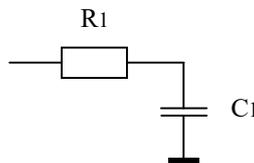


Figure 3. Filtre passe-bas passif du premier ordre

On a donc ici $\underline{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + jR_1 C_1 \omega}$.

3. L'oscillateur

L'oscillateur contrôlé en tension (Voltage Controlled Oscillator = VCO) délivre en sortie un signal $v_s(t)$ dont la fréquence dépend de la tension d'entrée. S'il est linéaire et centré sur une fréquence f_0 on a :

$$f_s(t) = f_0 + K_0 \cdot v_{in}(t).$$

Le coefficient K_0 est aussi appelé la pente du VCO. Le VCO est réalisé avec un générateur 33220A. L'entrée (là où l'on applique la tension v_{in}) est la borne BNC « modulation in » sur la face arrière de l'appareil et la sortie la borne BNC « Output » de la face avant.

4. Plage de verrouillage et plage de capture

On définit la **plage de capture** comme étant l'écart entre les fréquences $f_{l,min}$ et $f_{l,max}$ pour lesquelles la boucle s'accroche, la boucle étant initialement déverrouillée : $\Delta f_l = f_{l,max} - f_{l,min}$.

La plage de fréquence pour laquelle la boucle reste verrouillée est appelée **plage de verrouillage** ou **plage de maintien** : $\Delta f_v = f_{v,max} - f_{v,min}$

Il est à noter que la plage de capture est toujours contenue dans la plage de verrouillage ($\Delta f_l \leq \Delta f_v$).

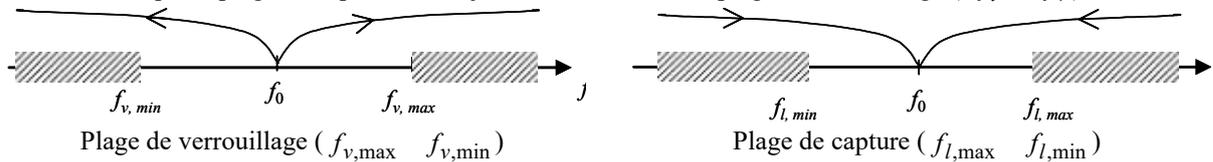


Figure 4. Plages de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase.

5. Comportement de la boucle

La PLL ayant pour rôle de réaliser un asservissement de phase, on préfère décrire le système bouclé par un schéma dont les grandeurs d'entrée et de sortie sont les phases $\phi_e(t)$ et $\phi_s(t)$ ou les fréquences $f_e(t)$ et $f_s(t)$ des signaux $v_e(t)$ et $v_s(t)$. L'étude du système bouclé, relatif par exemple à la fréquence, se fait dans l'espace fréquentiel conduisant à l'expression générale de la fonction de transfert $T(j\omega)$ en boucle fermée et de la fonction de transfert en boucle ouverte $T_{BO}(j\omega)$. Le système du second ordre est caractérisé par sa pulsation propre et son coefficient d'amortissement.

Partant de $\Omega(j\omega) = 2\pi.F(j\omega) = j\omega.\Phi(j\omega)$ et sous réserve de linéarisation possible, on obtient dans l'espace fréquentiel le schéma fonctionnel suivant (Figure 5.)

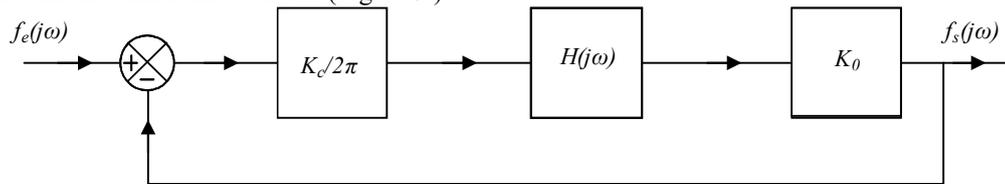


Figure 5. Schéma fonctionnel dans le domaine fréquentiel

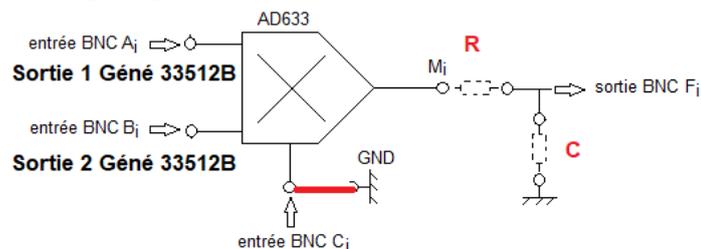
L'étude de la stabilité peut se faire par la méthode de la marge de phase : on trace le diagramme de Bode en boucle ouverte, puis on détermine la pulsation telle que $|T_{BO}(j\omega)| = 1$ et la phase correspondante et ainsi il est possible d'analyser le comportement de la boucle.

II. Etude expérimentale

1. Comparateur de phase

Le comparateur de phase est le multiplieur AD633 pour lequel $M=1/10$.

On applique aux entrées du multiplieur deux tensions à 100kHz (on utilise les deux sorties du générateur 33512B en commençant par faire le réglage du déphasage entre les deux voies et on prend des amplitudes de 3,5V soit 7V_{pp}). Les deux sorties sont alors synchrones mais leur mise en route ayant été aléatoire, il faut en premier lieu mettre à zéro leur déphasage.



Observer le signal de sortie. Relever la courbe donnant la tension moyenne en sortie du multiplieur en fonction du déphasage entre les deux tensions d'entrée (pour cela on mesurera la valeur moyenne de $v_c(t)$ à l'oscilloscope). Conclusion ?

En déduire la valeur de K_c .

On peut aussi placer en sortie du multiplieur un filtre passe-bas du premier ordre avec $R_1=1k\Omega$ et $C_1=100nF$.

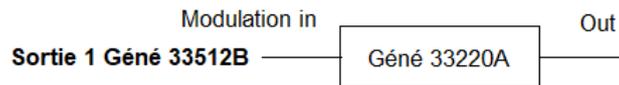
Vérifier la cohérence des mesures en sortie du filtre passe-bas avec les mesures précédentes. Conclusion ?

2. Oscillateur contrôlé en tension

Le VCO utilisé est un générateur "33220A", commandé en tension. Ce choix est fait pour mettre l'accent sur la fonction VCO elle-même plutôt que sur sa réalisation à proprement parler.

On choisit dans un premier temps la fréquence centrale $f_o = 100\text{kHz}$ avec une amplitude de $6V_{pp}$ puis on appuie sur « Mod » afin de faire moduler en fréquence le 33220A avec les paramètres suivants (Mod « FM », « Source = « Ext », « Freq Dev » = 60kHz).

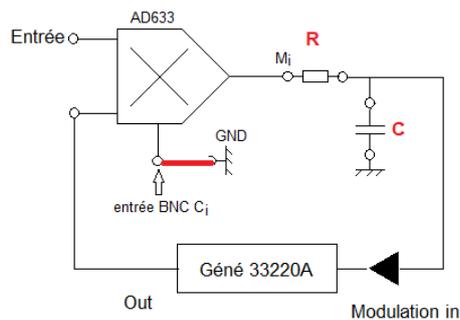
Tracer la courbe donnant la fréquence du signal de sortie du générateur 33220A (signal délivré par la borne BNC « Output » de la face avant du 33220A) en fonction de la tension de commande V_m (signal continu délivré par l'une des sortie du générateur 33512B appliqué sur la face arrière « Modulation In » du générateur 33220A). On fera varier la tension v_f entre -1,5V et 1,5V.



En déduire la valeur de la pente K_o du VCO. (A titre indicatif, on doit avoir une fréquence qui va de « $f_o - \text{FreqDev}$ » à « $f_o + \text{FreqDev}$ » pour une tension v_f comprise entre -5V et +5V.

3. Plages de fonctionnement.

Le signal $v_e(t)$ appliqué à l'entrée du montage est une tension sinusoïdale d'amplitude 3V et de fréquence 100 kHz, on prend $R_1=1\text{k}\Omega$ et $C_1=100\text{nF}$. Réaliser le montage complet et observer l'accrochage de la boucle.



Mesurer alors les plages de capture et de verrouillage.

Faire varier la fréquence du signal $v_e(t)$. Comment varie le déphasage $\phi_e - \phi_s$ entre v_e et v_s dans la plage de verrouillage? Représenter ces limites sur les courbes de comportement du comparateur de phase et du VCO. Conclusion?

Etudier l'influence de la constante de temps $\tau_f = R_f C_f$ sur les plages de verrouillage et de capture.

Mettre en évidence l'influence de l'amplitude de la tension d'entrée $v_e(t)$ sur les plages de capture et de verrouillage.

4. Influence du bruit

Pour mettre en évidence l'aptitude de la boucle à verrouillage de phase à extraire un signal noyé dans un bruit, on ajoute à l'aide d'un sommateur à ampli-op (situé entre les deux blocs « multiplieur/filtre passe-bas » de la maquette utilisée), un bruit de quelques V_{pp} (on utilise la deuxième sortie du générateur 33512B) au signal $v_e(t)$ de fréquence 100 kHz (généralisé par la première sortie du 33512B). Qu'observe-t-on à la sortie?

C. Application à la démodulation de fréquence

I. Etude de la démodulation

1. Montage de base

On peut réaliser le démodulateur de fréquence à PLL avec le montage ci-dessous, le signal modulé $s(t)$ étant produit par un générateur 33512B dont on réglera la porteuse à 100 kHz, la fréquence du signal modulant à 1 kHz, et la déviation à 1 kHz.

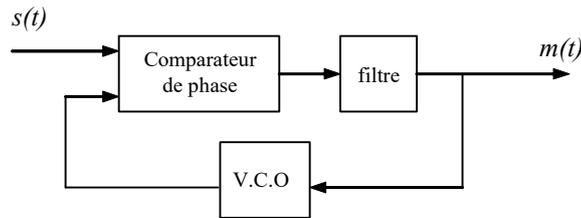


Figure 6. Démodulation de fréquence à PLL

On peut modifier la forme du signal modulant (menu "Mod").

2. Étude en régime transitoire

Une autre façon de mettre en évidence le comportement de la boucle précédente est de faire l'étude en régime transitoire. Choisir un signal modulant de type carré.

Visualiser la tension de commande du VCO à l'oscilloscope, commenter la forme obtenue.

Mettre en évidence le comportement du type second ordre.

Étudier l'influence de la constante de temps τ_l du filtre et celle de l'amplitude de la tension d'entrée $v_e(t)$. Pourquoi a-t-elle une influence ?

II. Application

Pour simuler le fonctionnement d'un poste radio on somme (maquette "canal de transmission") deux signaux sinusoidaux modulés en fréquence, l'un à une porteuse de 100 kHz l'autre à la porteuse de 150 kHz. Le choix du signal à démoduler se fait simplement sur le générateur de fonction par la sélection de la fréquence centrale du signal à démoduler.

On peut illustrer aussi le rôle de la séparation des canaux en rapprochant une des deux porteuses alors que l'on démodule l'autre.

On peut enfin dans un dernier temps illustrer le système en utilisant une modulation "externe" des deux porteuses à 100 kHz et à 150 kHz par de véritables signaux audio.

Exercices

Avant la séance de TP suivante, vous rédigerez les réponses aux questions suivantes dans votre cahier de TP.

Question 08-A : On applique en entrée de cette boucle à verrouillage de phase un signal modulé dont l'amplitude est de $6V_{pp}$, la porteuse 100kHz, la profondeur de modulation 2kHz, la fréquence modulante 1 kHz (la modulante est supposée sinusoïdale). Donner la bande de Carson de ce signal modulé.

On réalise une boucle de verrouillage de phase avec un multiplicateur (« gain » = 1/10), un filtre passe bas (circuit RC) dont la fréquence de coupure est 1 kHz et un VCO de gain de 10kHz/V et réglé sur une fréquence centrale f_0 de 100kHz. L'amplitude du signal de sortie du VCO est $6V_{pp}$. Donner le plage de verrouillage de la boucle quand on lui applique le signal modulé que nous venons de décrire?

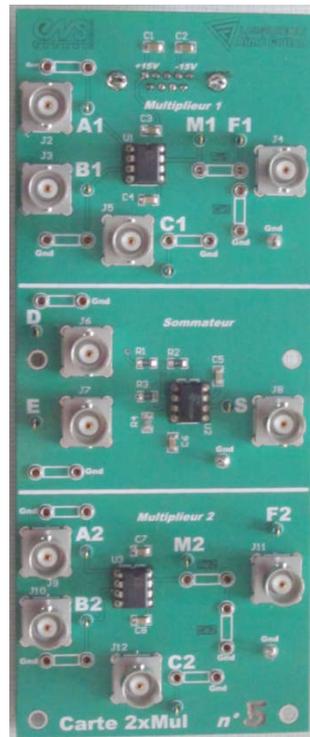
Dans ces conditions, la boucle peut-elle démoduler correctement ? Justifiez quantitativement votre réponse.

Question 08-B : On dispose d'un signal modulé en fréquence avec une fréquence porteuse 100kHz. La modulante est sinusoïdale de fréquence 100Hz. On échantillonne en temporel sur 1000 points à $F_e=5,1$ kHz pour calculer le spectre. Quelle est la durée d'acquisition ? Quelle est la plage d'analyse spectrale? Décrire quantitativement ce que l'on va observer dans cette plage. Respecte-t-on le critère de Shannon ? La forme du spectre est-elle correcte ? Redéfinir le critère de Shannon en fonction de ces observations.

Question 08-C : On cherche à analyser un signal modulé dont l'amplitude dont la porteuse est à 100kHz, la profondeur de modulation 1kHz, la fréquence modulante 100Hz (la modulante est supposée sinusoïdale). On travaille avec une fréquence d'échantillonnage de 250kHz. Respecte-t-on le critère de Shannon ? Décrire les caractéristiques du spectre obtenue si on travaille sur 1000 points puis 500000 points. Décrire dans chaque cas le spectre (encombrement spectral attendu, écartement entre les pics, pas de calcul en fréquence). Finalement, que faut-il faire sur l'acquisition quand on veut améliorer la résolution d'une analyse spectrale ? Quel est le prix à payer pour améliorer l'analyse ?

Annexe : Carte « Multiplieurs et sommateur »

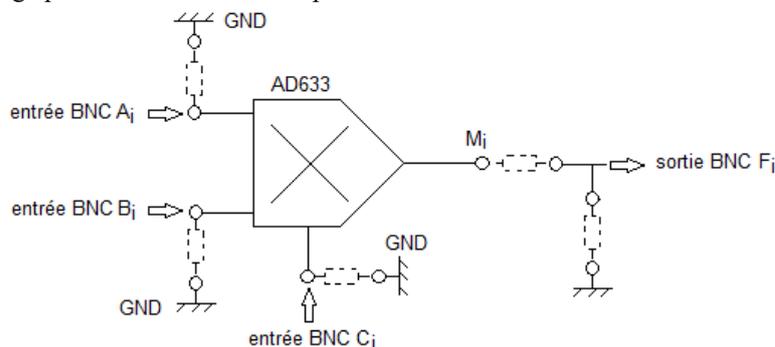
Cette carte comporte deux multiplieurs AD633 associés à un filtre passe-bas RC (R et C à placer dans les douilles élastiques prévues à cet effet. Ces deux fonctions sont placées en haut et en bas de la carte. Le centre de la carte est occupé par un sommateur.



- Pour les deux multiplieurs :
on a

$$M_i = \frac{1}{10} \cdot A_i \cdot B_i + C_i$$

Le schéma de câblage pour chacun de ces multiplieurs est le suivant :

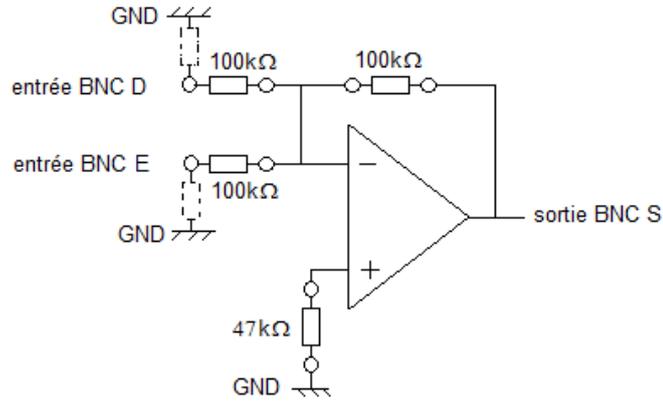


Les entrées A_i , B_i et C_i sont accessibles par une borne BNC ou par une douille élastique. Elles peuvent être raccordées à la masse par un fil à placer entre les deux douilles élastiques correspondantes. La sortie du filtre, F_i est accessible par une borne BNC (pour le transfert vers une autre carte) ou par une prise de test pour les sondes d'oscilloscope. Tous les points A_i , B_i , C_i et M_i sont également accessibles par sonde d'oscilloscope.

- Pour le sommateur (inverseur) :
on a

$$S = -(D + E)$$

Le schéma de câblage pour chacun du sommateur est le suivant :

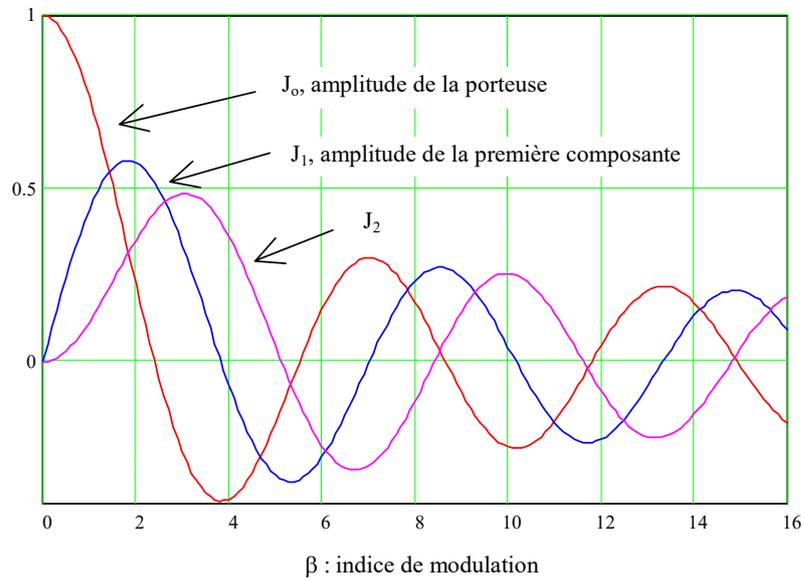


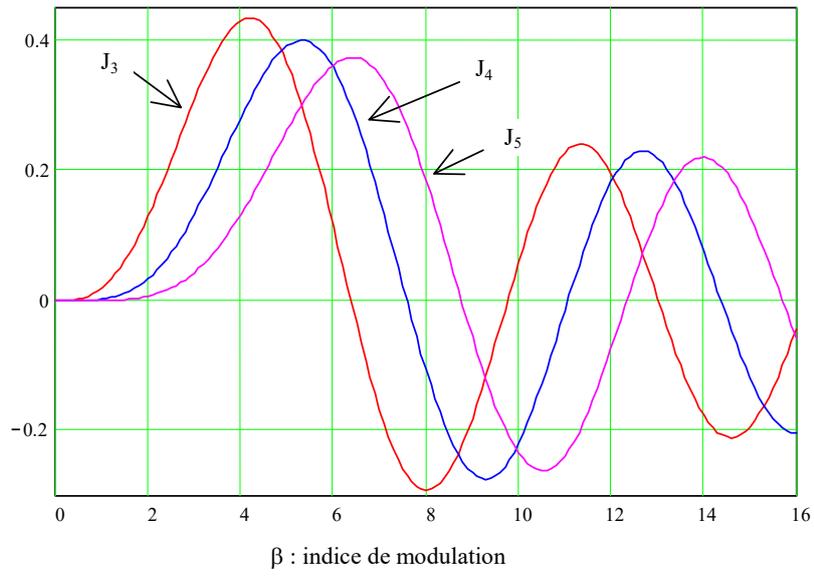
Les entrées D et E et la sortie S_i sont accessibles par une borne BNC et pour une sonde d'oscilloscope. Les entrées D et E sont également accessibles par une douille élastique (ces deux entrées peuvent être mises à la masse par un fil).

Annexes sur les fonctions de Bessel

Fonctions de Bessel : $J_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \exp[j(x \sin u - nu)] du$.

C'est aussi la solution de l'équation différentielle $x^2 \frac{\partial^2 g(x)}{\partial x^2} + x \frac{\partial g(x)}{\partial x} + (x^2 - n^2)g(x) = 0$





Exemple de traitement de signal : applications de la translation de fréquence

Dans ce TP, nous allons étudier un traitement de signal très utilisé, la translation de fréquence. Mathématiquement, cette opération consiste à faire le produit du signal à traduire par un signal sinusoïdal dont la fréquence donne le pas de translation.

Nous allons présenter des applications très diverses de ce procédé :

- La modulation et la démodulation de fréquence (télécom)
- La détection synchrone (instrumentation)
- La translation de fréquence analogique pour permettre l'analyse spectrale FFT sur une plus faible profondeur mémoire (instrumentation) et sur une plage de fréquence plus basse.

I. Modulation AM et démodulation cohérente de fréquence :

La transmission d'un signal informatif $m(t)$, de spectre borné $[f_{min}; f_{max}]$, dans un canal (milieu à bande passante limitée, absorbant et dispersif), fait appel aux techniques de modulation et de démodulation d'une onde à fréquence élevée dite porteuse

$$c(t) = A_c \cos(\omega_c t)$$

On peut soit moduler l'amplitude de la porteuse (modulation d'amplitude) soit la fréquence ou la phase de la porteuse (modulation angulaire).

Cette opération présente de nombreux intérêts :

- l'émission et la réception sera effectuée au moyen d'antennes de dimensions raisonnables (l'ordre de grandeur de la taille des antennes est celui de la longueur d'onde du signal modulé)
- l'opération qui conduit à décaler le spectre de l'information permet de réaliser un multiplexage fréquentiel, c'est-à-dire de transmettre, dans des bandes de fréquence différentes, des informations qui occupent la même bande de base (chaque information est traduite d'un pas de fréquence différent).
- les conditions de propagation dépendent de la fréquence d'émission. Si on veut transmettre à grande distance en profitant des réflexions sur les basses couches de l'atmosphère (cas des radios internationales), on ne transmettra pas à la même fréquence que si on se contente de transmettre à courte distance (radio FM par exemple).

On s'intéressera ici au cas de la modulation d'amplitude en mettant en évidence les principales propriétés de la modulation et de la démodulation. La modulation AM consiste à traduire le spectre du signal modulant vers des fréquences plus importantes.

I.1. La modulation d'amplitude

I.1.1 : Caractéristiques de la modulation d'amplitude

● *Approche temporelle :*

Les deux types de modulation d'amplitude les plus courants sont les suivants.

La modulation double bande à porteuse supprimée (DBPS ou DSB-SC):

$$u(t) = A_c k_a m(t) \cos(\omega_c t)$$

La modulation double bande à porteuse conservée (DBPC):

$$u(t) = A_c \cos(\omega_c t) + A_c k_a m(t) \cos(\omega_c t) = A_c [1 + k_a m(t)] \cos(\omega_c t).$$

Dans le cas particulier d'un signal modulant sinusoïdal, on pose

$$m(t) = A_m \cos(\omega_m t) \text{ avec } \omega_m = 2\pi f_m$$

et l'on définit l'indice de modulation par $\mu = k_a A_m$.

$$\text{DBPS : } u(t) = A_c \mu \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t)$$

$$\text{DBPC : } u(t) = A_c [1 + \mu \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t)$$

● *Analyse spectrale :*

Dans le cas d'un signal modulant sinusoïdal on peut décomposer le signal modulé en une somme de termes sinusoïdaux fonction du temps et montrer que le spectre de chacun des signaux est composé de deux raies latérales

autour de la fréquence de la porteuse (elle-même présente ou non selon le type de modulation). L'amplitude des raies latérales vaut $\mu \cdot A_c / 2$.

Il est facile de montrer que l'encombrement spectral du signal modulé est de $2 \cdot f_{max}$.

L'intérêt de la modulation DBPS par rapport à la DBPC est de ne transmettre que de l'énergie "informative".

Il existe aussi une modulation dite BLU (bande latérale unique) obtenue en ne gardant, après filtrage, qu'une seule des bandes latérales ce qui réduit l'encombrement spectral.

1.1.2. Exemples de réalisation et travail expérimental

Dans ce TP, la modulation d'amplitude est effectuée à l'aide d'un multiplieur analogique quatre quadrants AD633 qui réalise la fonction

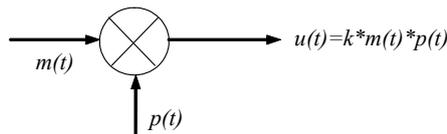
$$M_i = \frac{1}{10} \cdot A_i \cdot B_i + C_i$$

Appliquer un signal modulant sinusoïdal (à moyenne nulle) de fréquence "Audio" (on choisit ici 5kHz délivré par le générateur Agilent 33220a avec quelques volts) sur l'entrée "A₁" de la maquette et un signal sinusoïdal (à moyenne nulle) de fréquence $f_c = 100\text{kHz}$ (générateur Agilent deux voies 33512B deux voies) sur l'entrée "B₁" de la maquette. Pour le premier signal modulé étudié, l'entrée "C₁" sera raccordée à la masse alors que pour le second, cette entrée sera raccordée à la borne "B₁". Pour plus d'informations sur les branchements, reportez-vous à l'annexe sur la maquette « multiplieurs et sommateurs ».

Nous allons étudier les signaux modulés temporellement, spectralement et en XY.

● Cas de la modulation DBPS.

Relier le point C à la masse. On se retrouve alors dans le cas suivant :



Le signal modulé $u(t)$ s'écrit alors :

$$u(t) = \frac{1}{10} A_c A_m [\cos(2\pi f_m t) \cos(\omega_c t)].$$

- Relever les différentes figures temporelles et spectrales (utilisation de l'oscilloscope et du module FFT) des signaux ainsi modulés pour différents indices de modulation. Vérifier que le spectre du signal modulé est bien obtenu par transposition vers la porteuse du spectre du signal modulant.

- Observer l'influence de la forme du signal modulant sur le spectre du signal modulé.

● Cas de la modulation DBPC

Ce cas est obtenu en reliant les points B et C de la maquette, et ce afin d'appliquer la porteuse sur l'entrée de sommation. Le signal modulé $u(t)$ s'écrit alors :

$$u(t) = \frac{1}{10} A_c A_m [\cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t)] + A_c \cos(\omega_c t).$$

La variation de l'amplitude du signal modulant A_m permet d'observer la modulation classique ($\mu < 1$) et la surmodulation ($\mu > 1$).

- Mesure de l'indice de modulation.

Dans le cas de la modulation DBPC il y a deux possibilités pour mesurer l'indice de modulation μ .

- Mesure dans le domaine fréquentiel

Un analyseur de spectre (par exemple le module FFT d'un oscilloscope) permet d'identifier le type de modulation, l'encombrement spectral de l'onde modulée et l'indice de modulation à partir des amplitudes des raies. Recommencer l'analyse avec une modulante de 10 Hz et une porteuse à 100 kHz. L'analyse directe à l'oscilloscope donne-t-elle un résultat satisfaisant ? Faire l'analyse avec l'acquisition sous Igor et observer le spectre quand on fait l'acquisition de toute la profondeur mémoire en choisissant une fréquence d'échantillonnage à l'acquisition supérieure à 250kHz. Faire l'observation du spectre en « Real time » dans le programme. Expliquer les différences avec le spectre de l'oscilloscope qui fait la FFT sur 62500 points avec la même fréquence d'échantillonnage supérieure à 250kHz, mais vis-à-vis de la FFT et non de l'acquisition. Pour résoudre, aller dans le menu de base de temps et passer en réglage fin, puis observer la fréquence d'échantillonnage de la FFT quand on ouvre par la fonction « math ». Augmenter progressivement la base de temps et observer l'évolution du spectre. Amener la fréquence d'échantillonnage pour la FFT à une valeur légèrement inférieure à 32 kHz (Span de 15,6kHz. Comment

interpréter le résultat ? Pourquoi peut-on parler de translation de fréquence dans ce cas et pourquoi a-t-on amélioré la résolution ?

- *Mesure dans le domaine temporel*

On visualise sur un oscilloscope les signaux $u(t)$ et $m(t)$.

La synchronisation doit être faite sur le signal basse fréquence. On détermine alors l'indice de modulation.

A partir de la visualisation précédente, on utilise l'oscilloscope en mode X-Y et on observe les traces de l'onde modulée $u(t)$ en fonction du signal modulant $m(t)$, il s'agit d'une représentation paramétrique, le temps étant le paramètre. Cette méthode s'appelle la "méthode du trapèze". L'intérêt de cette représentation, c'est que la forme obtenue ne dépend pas de la forme de la modulante.

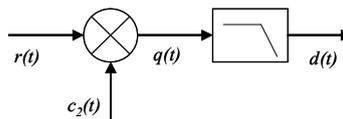
I.2. Démodulation cohérente

Le but de la démodulation d'amplitude est d'extraire le signal informatif basse fréquence (BF) contenu dans l'onde modulée en amplitude.

I.2.1 : Principe de la démodulation cohérente

Dans le cas de la modulation de type DBPS la technique principale de démodulation est dite *démodulation cohérente*. Le principe de cette démodulation consiste à multiplier le signal modulé reçu $r(t)$ par un signal synchrone avec la porteuse, appelé "oscillateur local", et noté ici $c_2(t)$. Le signal résultant de la multiplication $q(t)$ est ensuite filtré et l'on obtient le signal détecté $d(t)$ proportionnel au signal modulant. Cette technique fonctionne également avec la DBPC.

Le schéma bloc de la détection cohérente est donné sur la figure suivante.



Il est facile de calculer le signal de sortie $d(t)$ du détecteur synchrone et de montrer que l'on restitue bien le signal modulant après un filtrage passe-bas, et ce quel que soit la valeur de l'indice de modulation μ .

Néanmoins si $c_2(t)$ est déphasé d'un angle Φ , on obtient le signal démodulé précédemment corrigé par un terme dépendant de Φ ce qui peut dégrader la réception.

Il est important de noter que cette technique nécessite la restitution de la porteuse.

On retrouve cette structure en instrumentation sous le nom de détection synchrone.

I.2.2. Mise en œuvre expérimentale:

On raccorde le signal modulé à l'entrée "A₂" du second multiplieur de la maquette et la deuxième voie de sortie du générateur 33512B à l'entrée "B₂" alors que l'entrée "C₂" est mise à la masse. Le filtre passe bas est réalisé avec un filtre du premier ordre de type RC

Travail expérimental :

- *Choisir une fréquence de coupure adaptée pour faire la démodulation cohérente et calculer un couple RC qui convient.*

- *On fait en sorte que la seconde voie de sortie du générateur 33512B soit exactement à la même fréquence que la porteuse qui a servi à moduler (100kHz) et on fait de plus en sorte qu'elle soit exactement en phase avec cette dernière.*

- *Observer le signal de sortie.*

- *Que se passe-t-il quand on déphase la porteuse de modulation avec la porteuse qui sert à démoduler ?*

Conclusion sur les impératifs à respecter pour réaliser une démodulation avec le maximum de signal de sortie ?

- *Que se passe-t-il si on désynchronise légèrement (de 0,1 Hz environ) les deux sorties de 33512B ? Expliquer la forme du signal observé.*

Il faut bien retenir l'importance du synchronisme pour cette technique de démodulation, ce qui nécessite donc la reconstitution d'un signal synchrone à la porteuse à partir du signal détecté. Ceci est vrai pour la plupart des méthodes de modulation/démodulation. Pour réaliser cette reconstitution de porteuse, on met en œuvre une boucle à verrouillage de phase (voir TP sur la modulation de fréquence). Ce problème se posera également dans l'expérience suivante sur la détection synchrone, qui consiste à faire exactement les mêmes opérations sur le signal d'entrée, afin d'extraire la valeur efficace d'une harmonique noyée dans du bruit.

II. La détection synchrone.

La détection synchrone est un procédé de traitement analogique qui permet d'obtenir la valeur efficace d'une harmonique d'un signal pour un rapport signal sur bruit très défavorable à la mesure. Dans cette partie, nous allons essayer de mesurer la valeur efficace d'un signal sinusoïdal de quelques mV efficace noyé dans un bruit gaussien de 1V efficace environ. Nous commencerons par mesurer le rapport signal sur bruit en entrée du dispositif. Nous verrons ensuite les différentes options offertes par la détection pour obtenir un résultat optimisé. Enfin, nous analyserons le résultat obtenu (erreur systématique, erreurs aléatoires, et enfin résultat final après analyse des erreurs).

II.1. Principe de la détection synchrone

On récupère un signal $s_u(t)$ noyé dans un bruit $b(t)$ qui sera considéré blanc sur la plage de fréquence étudiée. Le signal en entrée du dispositif est donc $s(t)$, somme des deux signaux précédents.

On dispose par ailleurs d'un signal sinusoïdal de même fréquence que $s_u(t)$ et déphasé de φ par rapport à ce dernier. Ce signal sera transformé en un signal de même fréquence et de même déphasage, mais dont l'amplitude est connue. Ce signal sera appelé $s_{ref}(t)$

On note

$$s_u(t) = S \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad , \quad s(t) = s_u(t) + b(t) \quad , \quad s_{ref}(t) = R \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi)$$

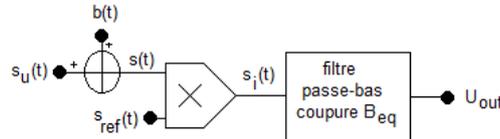
Mathématiquement, on va multiplier $s(t)$ et $s_{ref}(t)$. On obtient alors une composante à la pulsation 2ω et une composante continue. Le produit n'a pas d'effet sur le bruit dans la plage de fréquence étudiée (il y a bien un effet de filtrage lié au composant qui réalise le produit, mais il est sans incidence). Le signal obtenu sera noté $s_i(t)$. On aura alors, si K est le gain du dispositif qui réalise la multiplication

$$s_i(t) = K \cdot 2 \cdot S \cdot R \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi) = K \cdot S \cdot R \cdot [\cos(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi) + \cos(\varphi)]$$

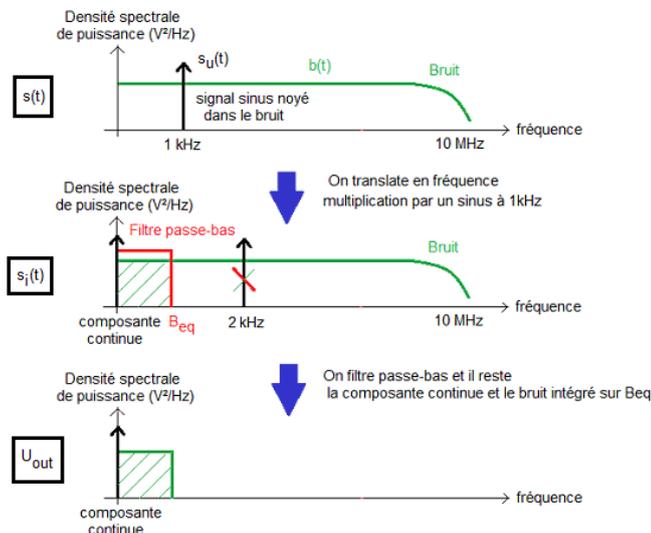
On va alors réaliser un filtrage passe-bas afin d'éliminer la composante en 2ω . Par ailleurs, on aura intérêt à limiter au maximum la bande passante du filtre afin de ne conserver le bruit blanc que sur une bande très étroite, ce qui conduit à une valeur efficace de bruit faible en sortie du dispositif. L'inconvénient de cette limitation de la bande passante sera un temps de réponse important pour le dispositif... En pratique, plus on veut augmenter la qualité du résultat, plus il faut attendre longtemps... Finalement, on récupère une composante continue dont la valeur U_{out} vaut

$$U_{out} = K \cdot S \cdot R \cdot \cos(\varphi)$$

Si on s'arrange pour faire en sorte que $\varphi=0$, alors U_{out} est directement liée à S recherchée par deux grandeurs K et R qui sont caractéristiques du système de mesure.



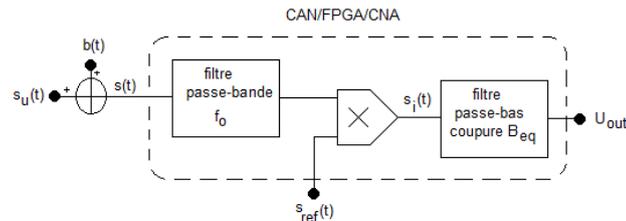
• Ces opérations sont résumées sur la figure suivante sur laquelle on cherche à mesurer la valeur efficace d'une sinusoïde de fréquence 1 kHz noyée dans un bruit blanc jusqu'à 10 MHz. On a choisi de représenter les densités spectrales de puissance de V^2/Hz .



U_{out} est en fait la somme d'une tension continue et du reliquat de bruit en sortie du filtre. Ce reste de bruit peut être encore davantage réduit en utilisant le moyennage ou le lissage qui sont proposés par les oscilloscopes.

Remarque : en pratique, avant de réaliser le produit et le filtrage, on va réaliser un premier filtrage passe bande autour de la fréquence du signal à mesurer, afin d'éliminer les composantes continues (« offset »), une partie du bruit blanc dont nous avons parlé, ainsi que pour limiter le bruit en $1/f$ qui est important à basse fréquence et que nous n'avons pas évoqué quand nous avons défini le bruit d'entrée. Ce filtre doit s'adapter à la fréquence sur laquelle on réalise la mesure.

Dans ce TP, les opérations de filtrage et de multiplication sont réalisées à partir d'un circuit programmable de type FPGA associé à deux convertisseurs analogique numérique (entrées) et deux convertisseurs numériques analogiques (sorties). Le dispositif complet se présente alors sous la forme suivante :



La référence est un signal crête à la même fréquence que le signal à mesurer qui sera mis en forme par le FPGA (converti en une sinusoïde d'amplitude fixée déphasable).

Remarque : Il est souvent nécessaire de réaliser une amplification analogique, à travers un passe-bande, afin d'amener le niveau du signal à mesurer dans une plage où sa numérisation sera satisfaisante (problème du pas de quantification en amplitude). Dans le TP nous avons fait en sorte de ne pas nous heurter à ce problème en conservant un niveau de signal à mesurer raisonnable compte tenu du pas de quantification. Le système code sur 14 bits pour une dynamique de $-2,5V/2,5V$ soit un pas de quantification de $305\mu V$ environ.

II.2. mise en oeuvre du dispositif utilisé.

Ce paragraphe constitue une notice simplifiée du dispositif qui sera utilisé pour l'étude et la mise en oeuvre de la détection synchrone.

II.2.1. Les entrées et les sorties.

La carte dispose de deux entrées de signal CH1 et CH2 ainsi que de deux sorties W1 et W2. On utilise également une entrée « TRIG1 » sur un connecteur spécial.

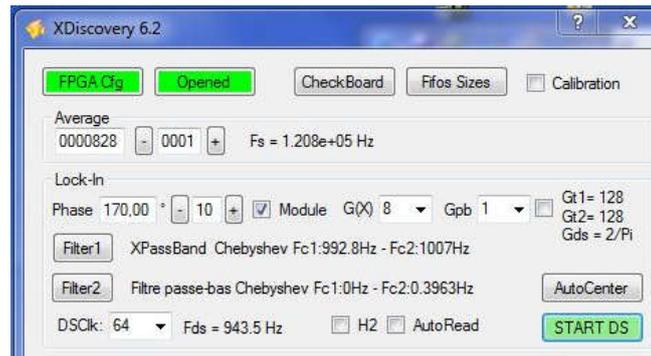
- Sur « CH1 », on applique le signal à étudier.
- Sur « TRIG1 », on applique le signal de référence qui donne la fréquence sur laquelle on veut mesurer la valeur efficace.
- Sur « W1 », on récupère le signal de sortie du dispositif dont le niveau doit nous indiquer la valeur recherchée.
- Sur « W2 », on récupère le signal entre la multiplication par la référence et le passe-bas de la détection synchrone.
- La valeur efficace recherchée est par ailleurs affichée directement en V dans une fenêtre de l'interface logicielle. C'est la plupart du temps à ce niveau que sera récupéré le résultat. Les sorties « W1 » et « W2 » permettent de vérifier le principe de fonctionnement d'une détection synchrone, de visualiser sa dynamique de réponse et parfois de vérifier qu'un étage du dispositif numérique n'a pas saturé.

II.2.2. Interface logicielle et mise en œuvre :

Une fois que vous avez raccordé le dispositif par un câble USB à votre ordinateur, si vous lancez l'application Discovery.exe, la fenêtre suivante va s'ouvrir :



Cliquez sur « FPGACfg », puis sur « Closed » et enfin sur « START DS » ; Vous allez alors vous retrouver dans la configuration suivante :



Si vous avez appliqué votre signal sur « CH1 », la référence sur « TRIG1 », vous allez pouvoir tenter de mesurer la valeur efficace de la composante dont la fréquence est identique à la fréquence fondamentale du créneau de référence.

- « **Filter1** » est le filtre passe-bande d'entrée qui va vous débarrasser des composantes continues parasites. Vous pouvez régler sa fréquence manuellement avec « **Average** » ou automatiquement en utilisant « **AutoCenter** ». Dans ce cas, le système fera en sorte que la valeur maximale du gain du filtre numérique soit située la plus proche possible de la fréquence du signal de référence (problème d'échantillonnage).

- « **Filter2** » est le filtre passe-bas qui permet de récupérer la composante continue qui contient l'information souhaitée en ayant une bande passante assez faible pour récupérer le moins de bruit possible sur la sortie. Sa fréquence dépend de « **Average** », mais si le filtre passe-bande a été fixé, on ne doit plus toucher à ce paramètre. Elle dépend surtout de « **DSClk** ». En pratique, plus « **DSClk** » sera élevée, plus la fréquence de coupure du filtre passe-bas sera faible.

- Les gains « **G(X)** » et « **Gpb** » peuvent être ajustés pour éviter que le signal numérique ne sature en certains points du système numérique (saturer signifie que le niveau numérique en ce point dépasse la valeur la plus élevée codable compte tenu du nombre de bits disponibles). En pratique, pour les mesures qui suivront, « **G(X)** » sera pris voisin de 6 et « **Gpb** » pourra être gardé à 1

Remarque : Notez que les valeurs 0 correspondent à des états particuliers du système, tout comme la valeur 7 pour « **Gpb** ». Les autres valeurs permettent d'ajuster les gains du système.

- **Le résultat :** En cochant « **AutoRead** », une fenêtre s'ouvre. Cette fenêtre vous donne la valeur efficace de la composante de votre signal sur la fréquence de la référence. Si vous recherchez cette valeur efficace, c'est de cette façon que vous parviendrez le plus simplement et le plus justement au résultat. En effet, la carte a été calibrée afin de ne pas donner de résultats faussés par les offsets et les gains des entrées et des sorties de la carte.

Vous pouvez cependant observer la sortie de la détection synchrone sur « **W1** », ce qui est pratique pour vérifier que le système fonctionne bien, ou pour tester sa dynamique de réponse. Si vous souhaitez trouver le même résultat que dans la fenêtre « **AutoRead** », il sera préférable d'utiliser un voltmètre étalonné récemment et il sera préférable d'éviter d'utiliser un oscilloscope, car ce type d'appareil interdit les mesures justes, compte tenu des offsets et des erreurs de gain sur les différentes voies.

En cochant « **H2** », vous pouvez récupérer la valeur efficace de la composante à la fréquence double de celle de la référence (harmonique 2).

- **Protocoles de mesure :**

- La mesure peut se faire automatiquement en cochant « **Module** ». Dans ce cas, le signal est multiplié par une sinusoïde générée à partir du signal créneau de référence sur une voie et par la même sinusoïde déphasée de 90°. Ces deux voies sont filtrées ce qui conduit respectivement à A_d et A_q (direct et en quadrature) et le résultat final est obtenu à partir de la racine carrée de la somme du carré de A_d et A_q .

- La mesure peut également se faire manuellement. Dans ce cas, on ajuste la phase jusqu'à ce que « **AutoRead** » indique un résultat le plus proche de zéro possible. On fait alors un saut de phase de 90° et « **AutoRead** » indique le résultat attendu.

- **Calibration :**

En cochant « **Calibration** », une extension de la fenêtre est activée. Elle permet de compenser les offsets sur les entrées et les sorties de la carte, ainsi que les dérives de gain. A priori, chaque carte a déjà été étalonnée et cet étalonnage est réalisé dès que le numéro de série de la carte employée est détecté par le programme. Normalement, vous n'avez plus besoin de faire ces réglages.

Remarque : les filtres utilisés ont un profil figé (le facteur de qualité, les profils de coupures ne sont pas ajustables). En revanche, en jouant sur la fréquence d'échantillonnage du signal qu'on leur applique on peut changer la fréquence de coupure du passe-bas ou la position de la fréquence centrale du passe-bande. C'est ce que permettent les boutons « **average** » (qui agit sur les deux filtres) et le boutons « **DSClk** » (pour le passe-bas).

II.3. Travail expérimental.

Nous allons chercher à récupérer un signal sinusoïdal dont la fréquence est voisine de 1 kHz noyé dans du bruit. Ce signal bruité est fabriqué au moyen d'un sommateur à amplificateur opérationnel disponible sur la maquette de la partie précédente. Le signal est appliqué sur l'entrée "D" et le bruit sur l'entrée "E" (pour plus d'information sur les branchements, consultez l'annexe sur la maquette « multiplieurs et sommateur »).

Vous allez commencer par tester la détection synchrone directement avec un signal non bruité appliqué sans passer par le sommateur pour prendre en main le système et vérifier qu'il fonctionne correctement. Ensuite, vous travaillerez avec le signal bruité et vous devrez retrouver la valeur efficace du signal noyé dans le bruit. Vous devrez également mettre en évidence le lien existant entre la durée de la mesure (temps de réponse de la détection) et sa qualité.

- *Réalisation de la détection synchrone : Comme référence, on utilisera le signal « sync » du générateur 33220A. Ce signal sera appliqué sur l'entrées « TRIG1 » de la carte au moyen d'un connecteur spécial (on vérifiera au passage que la sortie « Sync » du générateur est bien activée dans « utility » avec sync :on). Il est converti en sinusoïde de même fréquence dont on pourra modifier la phase. Sur l'entrée CHI, on applique le signal bruité dont on doit extraire la valeur efficace de notre sinusoïde à 1kHz environ.*

- *Test de la détection synchrone : pour un signal sinusoïdal d'entrée dont l'amplitude est comprise entre 30mVpp et 300mVpp (travailler par pas de 30mV), effectuer la mesure par détection synchrone. Tracer le résultat obtenu en fonction du résultat attendu.*

Pour effectuer la mesure on travaillera manuellement pour le réglage de phase. On agira sur la phase de la référence afin d'annuler la réponse du dispositif (i.e. l'amener au niveau du zéro du multimètre). Ceci étant fait, on fera un saut de phase de 90° afin de tomber sur la réponse maximale de la détection. La valeur efficace recherchée est donnée directement en cochant « AutoRead ». Pourquoi ne cherche-t-on pas directement le maximum de la composante continue ? Quel est l'intérêt de rechercher une annulation avant de faire un saut de phase de 90°. On pourra reprendre la même démarche en utilisant un oscilloscope qui récupère « CHI ». On fera particulièrement attention au « zéro » de l'oscilloscope et à son évolution avec le calibre utilisé sur la voie observée.

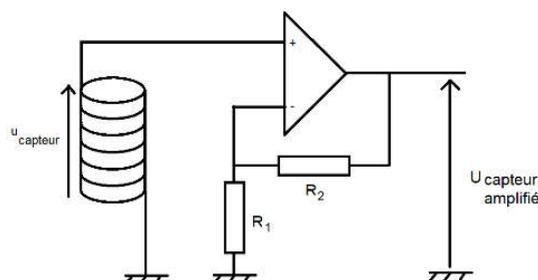
Vous pouvez alors cocher « Module ». Comparer le résultat alors obtenu à celui que vous avez obtenu manuellement.

- *Utilisation de la détection synchrone pour améliorer la sensibilité d'un capteur.*

Nous allons utiliser le système précédent pour mesurer la tension induite dans un capteur de mesure de champ magnétique réalisé avec une bobine de 5 spires enroulées autour d'un cylindre de rayon proche de 1,45mm.

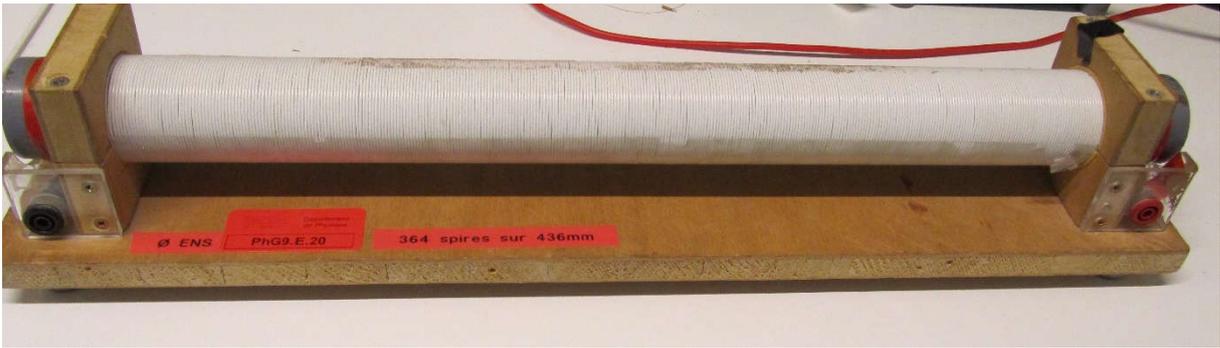


Le signal de ce capteur est amplifié avec un amplificateur non inverseur de gain 101 (résistances de 100Ω et de 10kΩ pour réaliser l'amplificateur).



On fait en sorte que le nombre et la taille des spires soit faible afin d'avoir un capteur de petite taille donnant une mesure de champ la plus locale possible. Le problème, dans ce cas, c'est que plus la section et le nombre de spires sont faibles plus le signal détecté est faible ce qui le rend très vulnérable au bruit résultant de tous les champs magnétiques variables parasites.

Le champ magnétique à mesurer sera obtenu avec un solénoïde quelques centaines de spires (autour de 400, à lire directement sur le système) sur une longueur de 50cm environ (à lire également sur le système). Le solénoïde sera alimenté directement par le GBF 33500 à deux voies sans amplificateur de courant, car les courants appliqués ici peuvent être fournis par ce GBF sans qu'il distorde le signal.



- Mesurer la tension du capteur amplifié pour des courants efficace dans le solénoïde compris entre 0 et 100mA (on fera des mesures pour 0, 3, 6, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 et 100mA) et tracer cette tension efficace en fonction du champ d'induction magnétique efficace dans le solénoïde. Quelle différence observez-vous entre les valeurs inférieures à 20mA et celles supérieures à 20mA? Comment expliquez-vous cette différence ?
- Pour un courant de 10mA dans le solénoïde, observez le signal du capteur amplifié. Que pouvez-vous en dire ?

On va utiliser la détection synchrone que nous venons d'étudier pour mesurer la tension dans le capteur amplifié et comparer l'allure obtenue pour cette valeur de tension en fonction du champ d'induction magnétique efficace dans le solénoïde pour les mêmes valeurs de courant que lors de l'étude du capteur amplifié sans détection synchrone. Le signal de référence de la détection synchrone sera le signal « Sync » de forme créneau produit par la GBF qui alimente le solénoïde (vérifier que le signal « Sync » est bien associé à la voie utilisée sur ce GBF). On travaillera avec l'option « Module » qui permet de se passer du réglage de phase. Enfin, le signal affiché avec l'option « AutoRead » est pic à pic et on le convertira en tension efficace en divisant par $2\sqrt{2}$. Il faudra bien veiller à ajuster le gain pour avoir la meilleure résolution possible tout en évitant les débordements (partir du gain le plus faible et augmenter progressivement). Enfin, on ajustera la fréquence de coupure du filtre passe-bas afin de récupérer un signal le plus stable possible.

- Tracer la tension détectée (ramenée à une valeur efficace) en fonction du champ d'induction magnétique efficace dans le solénoïde. Quel est l'intérêt de cette courbe par rapport à la précédente obtenue sans détection synchrone ?

Expériences complémentaires possibles :

- Extraction du niveau d'une sinusoïde d'un bruit : On va faire une mesure avec un signal d'entrée qui est la somme, via un sommateur analogique (celui du « canal » de la maquette avec multiplicateur et filtre passe-bas) d'une sinusoïde de 20mV pic à pic délivrée par un générateur 33220A avec du bruit généré par un autre 33220A. On fera la mesure avec un bruit de 20mVpp, 200mVpp et 1Vpp. Que dire de la qualité de la mesure quand le niveau de bruit augmente ? Quel est l'effet de la fréquence de coupure du filtre passe-bas sur la qualité du résultat ?

- Problème du temps de réponse de la boucle et compromis avec la qualité du résultat :

- réaliser un signal modulé en amplitude à porteuse conservée avec un générateur 33512B. On prendra une porteuse de 100mV RMS, de fréquence 1kHz et une modulante de forme rectangulaire de 200mHz environ. La porteuse sera réalisée sur la voie 1 et la modulante sur la voie 2. On fera en sorte que la signal « sync » du générateur soit synchrone avec la porteuse (à vérifier... si ce n'est pas le cas demander aux enseignants). On envoie le signal « sync » sur l'entrée de référence de la détection synchrone.

- ajouter un bruit au signal précédent par l'intermédiaire d'un sommateur et injecter la somme obtenue dans l'entrée de mesure de la détection synchrone.

- Observer la sortie analogique de la détection synchrone. Mesurez le temps de réponse à 90% du dispositif en fonction de la fréquence de coupure du filtre passe-bas On se placera dans le cas où cette fréquence de coupure est voisine de 10Hz, 1Hz et 0,1Hz environ... En pratique ce sera probablement 12,7Hz, 0,79Hz et 0,01Hz, fréquences obtenues en fixant DSClk respectivement à 2, 32 et 256. Pour les gains, on prendra 4 pour G(X) et 1 pour Gpb. Que peut-on dire de l'incidence de la fréquence de coupure du filtre sur le temps de réponse de la détection synchrone ? Quelle est l'incidence de cette fréquence de coupure sur la qualité de la réponse en régime permanent ? Conclusion ?

Exercices

Avant la séance de TP suivante, vous rédigerez les réponses aux questions suivantes dans votre cahier de TP.

Question 09-A : On dispose d'un signal modulé en amplitude avec une fréquence porteuse 100kHz. La modulante est sinusoïdale de fréquence 100Hz. On échantillonne en temporel sur 1000 points avec une fréquence d'échantillonnage $F_e = 250\text{kHz}$. Quelle est la durée d'acquisition ? Quelle est la plage d'analyse spectrale? Décrire ce que l'on va observer dans cette plage. Quelle est la forme du spectre attendu ? Pourra-t-on observer les pics attendus ? Même question si on échantillonne à 5,1kHz (on pensera à l'effet du sous-échantillonnage). Peut-on observer plus correctement certains détails du spectre dans ce cas ?

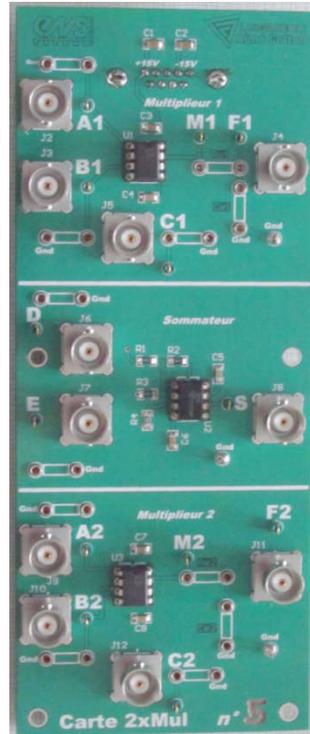
Question 09-B : On applique, en entrée d'une détection synchrone un signal sinusoïdal de 20,00 mV efficace noyé dans un bruit de densité spectrale $0,49 \cdot 10^{-6} \text{ V}^2/\text{Hz}$.

Expliquez pourquoi on commence par passer ce signal dans un filtre passe-bande avant de le multiplier par un signal à la fréquence de référence pour traiter le produit avec le filtre passe-bas de sortie.

On suppose que la bande équivalente de bruit du filtre passe-bas de sortie de la détection synchrone, de constante de temps τ_c s'exprime de la façon suivante : $B_{eq} = 1/(4 \cdot \tau_c)$. Ce filtre peut présenter des temps caractéristiques τ_c de 3s, 1s, 0.1s et 0.01secondes. Si on veut un affichage du résultat final recherché le plus rapide possible mais avec un rapport signal sur bruit supérieur à 10, quelle valeur de τ_c doit-on choisir ?

Annexe : Carte « Multiplieurs et sommateur »

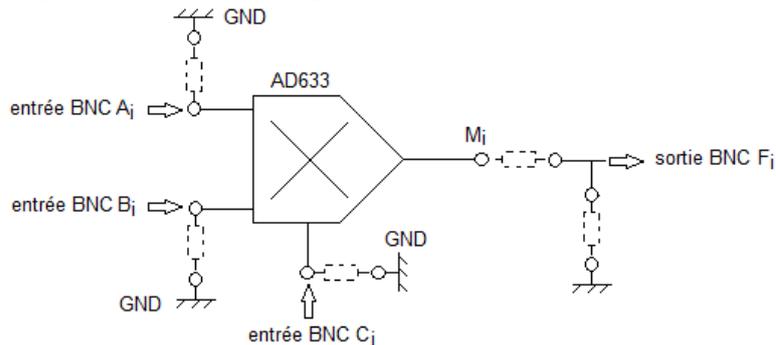
Cette carte comporte deux multiplieurs AD633 associés à un filtre passe-bas RC (R et C à placer dans les douilles élastiques prévues à cet effet. Ces deux fonctions sont placées en haut et en bas de la carte. Le centre de la carte est occupé par un sommateur.



- Pour les deux multiplieurs :
on a

$$M_i = \frac{1}{10} \cdot A_i \cdot B_i + C_i$$

Le schéma de câblage pour chacun de ces multiplieurs est le suivant :

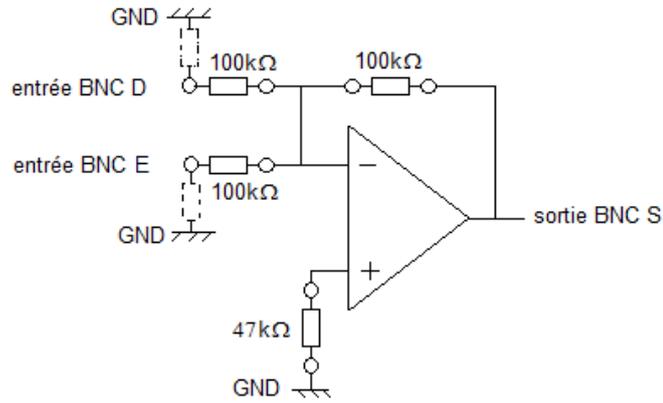


Les entrées A_i , B_i et C_i sont accessibles par une borne BNC ou par une douille élastique. Elles peuvent être raccordées à la masse par un fil à placer entre les deux douilles élastiques correspondantes. La sortie du filtre, F_i est accessible par une borne BNC (pour le transfert vers une autre carte) ou par une prise de test pour les sondes d'oscilloscope. Tous les points A_i , B_i , C_i et M_i sont également accessibles par sonde d'oscilloscope.

- Pour le sommateur (inverseur) :
on a

$$S = -(D + E)$$

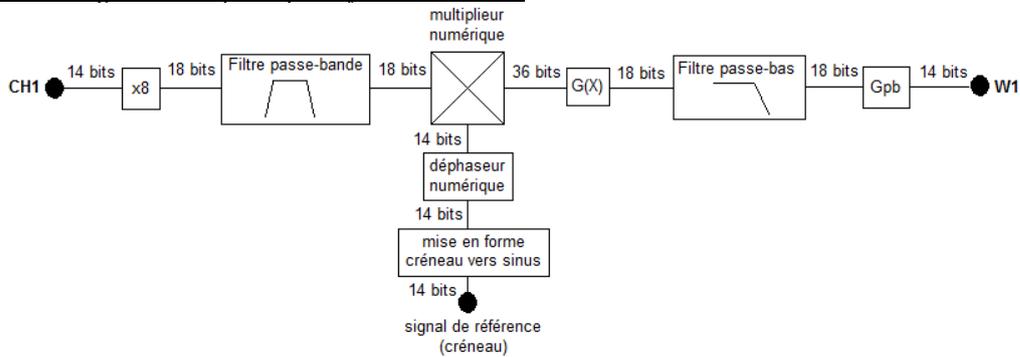
Le schéma de câblage pour chacun du sommateur est le suivant :



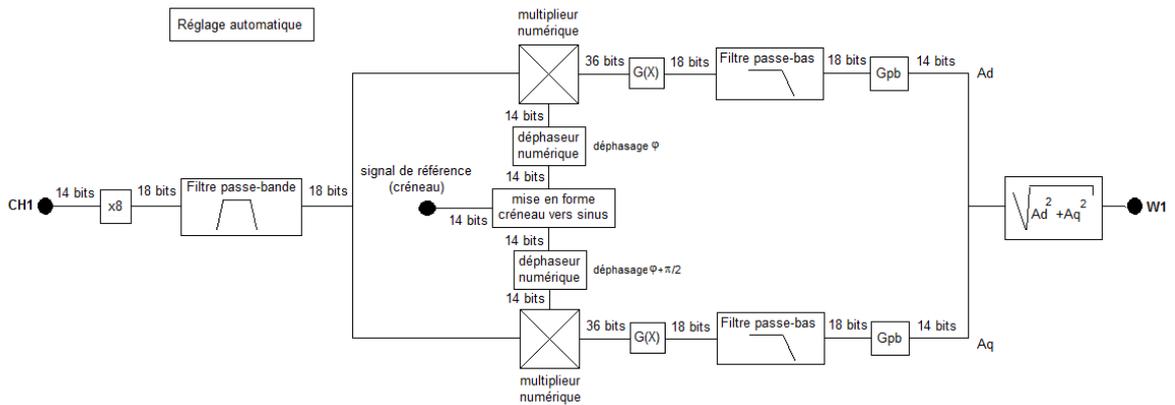
Les entrées D et E et la sortie S_i sont accessibles par une borne BNC et pour une sonde d'oscilloscope. Les entrées D et E sont également accessibles par une douille élastique (ces deux entrées peuvent être mises à la masse par un fil).

Annexe : Structure de la détection synchrone Digilent

Structure générale et principe de fonctionnement.

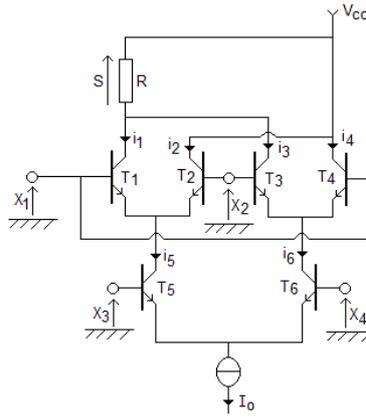


Dans le cas d'une mesure avec la fonction « **Module** », la structure du système est plus complexe que celle énoncée au paragraphe précédent. Elle correspond à la figure suivante :



Annexe : Principe du multiplicateur

Le multiplicateur peut être réalisé à partir de transistors bipolaires associés de la façon suivante :



Sur le schéma précédent, on suppose tous les transistors identiques. Le courant I_o est un courant de polarisation constant. La tension V_{cc} est une tension de polarisation, elle aussi constante.

- Calcul de i_5 et i_6 en fonction de X_4-X_3 :

Si V_{Eb} est le potentiel d'émetteur des transistors T5 et T6, que $\alpha = q/Kt$ (q = charge de l'électron, k constante de Boltzmann, T température de K) et que I_s est une constante, on peut écrire que

$$i_5 = I_s \cdot e^{\alpha \cdot (X_3 - V_{Eb})} \quad \text{et} \quad i_6 = I_s \cdot e^{\alpha \cdot (X_4 - V_{Eb})}$$

On peut alors écrire que

$$\frac{i_6}{i_5} = e^{\alpha \cdot (X_4 - X_3)}$$

On supposera que le courant de base des transistors est négligeable devant leur courant de collecteur. On peut alors écrire que

$$i_5 + i_6 \approx I_o$$

Si on admet que $\alpha \cdot (X_3 - X_4) \ll 1$

$$i_5 \approx I_o \cdot \left(1 + e^{\alpha \cdot (X_4 - X_3)}\right)^{-1} \approx I_o \cdot \left(1 + 1 + \alpha \cdot (X_4 - X_3)\right)^{-1} \approx \frac{I_o}{2} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{2} \cdot (X_4 - X_3)\right)^{-1} \approx \frac{I_o}{2} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{2} \cdot (X_3 - X_4)\right)$$

De même, on peut démontrer que

$$i_6 \approx \frac{I_o}{2} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{2} \cdot (X_3 - X_4)\right)$$

- Calcul de i_1 et i_3 en fonction de X_1-X_2 :

De la même façon, on va démontrer que

$$i_1 \approx \frac{i_5}{2} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{2} \cdot (X_1 - X_2)\right) \quad \text{et} \quad i_3 \approx \frac{i_6}{2} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{2} \cdot (X_1 - X_2)\right)$$

- Calcul de $S(t)$ en fonction de X_1-X_2 et de X_3-X_4 :

On a

$$S(t) = R \cdot (i_1(t) + i_3(t))$$

En utilisant les relations calculées précédemment, on trouve que

$$\begin{aligned} S(t) &= R \cdot \left(\frac{i_5}{2} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{2} \cdot (X_1 - X_2)\right) + \frac{i_6}{2} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{2} \cdot (X_1 - X_2)\right) \right) \\ S(t) &= R \cdot \frac{I_o}{4} \cdot \left(\left(1 + \frac{\alpha}{2} \cdot (X_3 - X_4)\right) \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{2} \cdot (X_1 - X_2)\right) + \left(1 - \frac{\alpha}{2} \cdot (X_3 - X_4)\right) \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{2} \cdot (X_1 - X_2)\right) \right) \\ S(t) &= R \cdot \frac{I_o}{2} \cdot \left(1 + \frac{\alpha^2}{4} \cdot (X_3 - X_4) \cdot (X_1 - X_2) \right) = Cte + K \cdot (X_3 - X_4) \cdot (X_1 - X_2) \end{aligned}$$

On récupère en sortie un signal qui est la somme d'une composante continue et d'une grandeur directement liée au produit des différences de potentiel X_3-X_4 et X_1-X_2 .

Version de septembre 2020

Asservissement de grandeurs physiques : Exemple de la vitesse d'un moteur et du flux lumineux émis par une LED

• Problématique :

Lorsque l'on réalise un système bouclé, on peut être amené à s'intéresser à différents paramètres : la précision, la rapidité, la robustesse de la stabilité, etc...

Si on travaille avec un signal d'entrée constant (régulation), il sera souvent important d'avoir un système précis (élimination de l'erreur statique afin de suivre la valeur de consigne).

Si on travaille avec un signal d'entrée qui fluctue dans le temps (asservissement), on sera amené à s'intéresser à la dynamique du système et notamment à sa rapidité (attention alors à la stabilité...). Il faudra donc choisir des signaux test comme des créneaux ou des sinusoïdes...

• L'identification :

Avant de penser à boucler, il va falloir caractériser le système étudié. C'est l'étape d'identification. Plusieurs problèmes vont se poser.

- quels tests réaliser (forme des signaux, fréquence, amplitude, point de fonctionnement choisi...).
- quel modèle choisir une fois que l'on a obtenu une réponse. En effet, on peut utiliser les modèles plus ou moins rustiques : un premier ordre, un second ordre... Il existe également des méthodes empiriques adaptés à certaines applications particulières.
- le modèle est-il satisfaisant ? En effet, lors de l'identification, on peut se contenter d'un modèle rustique qui conduira à des performances réelles du système asservi différentes de ce que l'on attendait... Si l'écart est préjudiciable, on devra revenir sur le modèle pour en choisir un qui sera plus adapté...

• Le calcul du correcteur :

Une fois que l'on a obtenu un modèle supposé satisfaisant, on doit choisir un correcteur qui va réaliser les améliorations décidées...

rq : Dans le TP, on choisira une démarche différente puisque l'on testera plusieurs types de corrections pour vérifier ce qu'elles apportent comme améliorations...

• Pourquoi ça ne marche pas ?

Il arrivera que le système ne réponde pas aux signaux tests malgré des calculs corrects... Dans notre démarche, les systèmes étudiés sont parfaitement linéaires. Dans la pratique, ces derniers comportent bon nombre de non-linéarités (tension de commande en entrée du hacheur prise en compte uniquement dans la plage [0V ; 10V], sortie des correcteurs analogiques qui sature au-delà de la plage [-15V ; +15], ...). On devra donc penser à jeter un coup d'œil en sortie du correcteur pour voir si ce dernier délivre des signaux réellement pris en compte par le système...

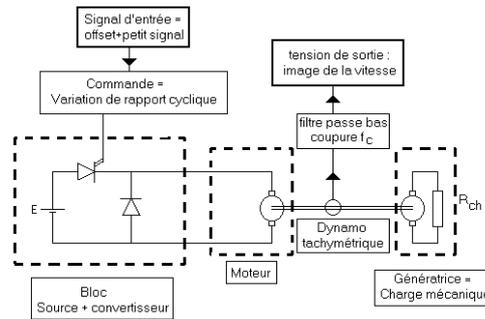
I. Asservissement de vitesse d'une machine à courant continu.

L'objectif de cette expérience est de commander une machine à courant continu en vitesse, en faisant en sorte que ce paramètre soit indépendant de l'état de la machine (alimentation électrique, ou charge mécanique...). Une fois le système corrigé, le gain statique (qui définit l'état en régime permanent) ne doit plus faire intervenir les paramètres du système (qui sont susceptibles de fluctuer).

I.1. Identification du système.

I.1.1. Présentation de la boucle ouverte et réglages préliminaires.

• On va alimenter un hacheur série non réversible en courant par une alimentation stabilisée de tension de sortie a priori fixée (elle peut par exemple représenter un pont redresseur à diode branché sur le réseau). L'alimentation stabilisée E sera réglée à 25V et devra pouvoir délivrer au moins 3A (à vérifier)



La seconde machine placée sur l'arbre de rotation et qui débite dans une résistance R_{ch} est destinée à appliquer un couple résistant sur la moteur. Ce couple sera d'autant plus important que le courant qui la traverse est grand. A une vitesse donnée, cela signifie que le couple résistant est d'autant plus important que la résistance R_{ch} est faible.

• Quelle type de modèle peut-on attendre ?

- Le hacheur peut être vu comme un gain statique (éventuellement avec un retard dont on peut légitimement négliger l'effet si la fréquence de hachage est de 10 kHz environ, ce qui est impératif dans cette expérience).
- Le moteur à courant continu peut être vu, vis à vis de sa réponse en vitesse, comme un filtre passe-bas d'ordre 2. On peut adopter un modèle de passe-bas d'ordre 1 si ce système est très amorti (constante de temps mécanique forte à cause de l'inertie...). En effet, dans ce cas, les fréquences de coupure sont séparées, et si les harmoniques du signal de test sollicitent principalement la bande passante et le début de la première coupure (zone à -20 dB/décade), le système répondra pratiquement comme si la seconde coupure n'existait pas...
- La dynamo tachymétrique est une petite machine à courant continu. Il s'agit donc a priori d'un système passe bas d'ordre deux. Cependant, cette machine est de petite taille et présente donc une faible inertie. On supposera que la plage de fréquence dans laquelle on va solliciter le moteur est située à des fréquences assez faibles devant les fréquences de coupure introduites par la dynamo. Cette dernière peut donc être représentée comme un simple gain dans cette expérience. Ce capteur est en général très bruité, il va donc falloir filtrer sa sortie avec un passe bas qui élimine une partie suffisante du bruit. On fera cependant en sorte que la fréquence de coupure reste assez élevée devant les fréquences de coupure du système étudié, afin de pouvoir négliger la contribution du filtre dans la dynamique de réponse de l'ensemble. On prendra une fréquence de coupure de 1kHz (justifier ce choix).

• Problème du choix des caractéristiques du signal de test :

Pour identifier la boucle ouverte, le signal d'entrée du système est appliqué à l'entrée de commande du rapport cyclique du hacheur. On fera en sorte d'appliquer un créneau de quelques Hz en entrée (justifier). On choisira une composante continue et une amplitude de créneaux judicieuse.

• Essai préliminaire en boucle ouverte :

Pour une vitesse donnée (à mesurer et à conserver pour la suite) on fait passer la tension d'alimentation du hacheur de 20 V à 18V. Mesurer la variation de vitesse. Pour la même vitesse initiale sous 20V, on fait varier brutalement (d'une façon reproductible pour la suite) la résistance de charge (faire un court circuit d'une partie du rhéostat sur la seconde machine). Mesurer là encore la variation relative de vitesse. Conclusion de ces deux expériences ?

I.1.2. Identification de la boucle ouverte.

La forme, l'amplitude et la fréquence du signal étant choisies, il faut maintenant l'appliquer sur l'entrée de commande du hacheur. On observe la réponse (sortie filtrée de la dynamo tachymétrique). Compte tenu de la réponse, choisir un modèle, le justifier et identifier les paramètres de ce dernier.

I.2. Boucle fermée.

On utilisera le boîtier comparateur/correcteur fourni. Pour avoir une réponse en vitesse indépendante de l'état du système en régime permanent, quel correcteur peut-on réaliser ? Comment choisir le correcteur et ses paramètres ? Dans un premier temps, on calculera le correcteur afin qu'il conduise à un temps de réponse en boucle fermée identique à celui que l'on avait en boucle ouverte.

Une fois la boucle fermée, ajuster le point de fonctionnement afin d'avoir un système qui répond correctement (le signal d'entrée est une simple composante continue). Noter la plage sur laquelle la tension de sortie suit exactement la tension d'entrée. Pour que le système soit asservi, il faudra que la tension de commande reste dans cette plage pour la suite.

Pour un signal de commande à un niveau tel que le système suit, faire varier la tension E, puis la charge de la même façon que lors de l'essai du même type en boucle ouverte. Conclure. Relever jusqu'à quel point on peut

faire varier E , tout en ayant une sortie qui suit parfaitement l'entrée. Pourquoi le système finit-il par décrocher ? De même, observer le transitoire lors d'une brutale variation de couple.

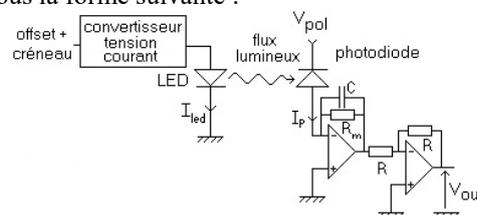
On superpose maintenant un signal en créneaux à la composante continue, en prenant garde de maintenir le signal d'entrée dans la plage. Mesurer le nouveau temps de réponse et comparer au résultat attendu. Que se passe-t-il lorsque l'on augmente le gain du correcteur proportionnel intégral ? Justifier. En cas de problème, n'oubliez pas de jeter un coup d'œil en sortie du correcteur pour voir si les ordres donnés sont réellement pris en compte...

II. Contrôle du flux lumineux reçu par un photorécepteur.

L'objectif de cette expérience est de contrôler le flux obtenu au niveau d'un photorécepteur. Ce flux dépendra de l'éclairement ambiant (attention au 50 Hz des néons !) et du flux émis par une LED. Si cette expérience n'a pas un intérêt direct, elle permet de comprendre comment résoudre certains problèmes concrets comme le contrôle du flux émis par une diode laser.

II.1. Présentation du système.

Le système étudié se présente sous la forme suivante :



Le flux lumineux émis par la LED est contrôlé par le courant I_{led} . Ce courant est commandé par une tension au moyen d'un circuit électronique adapté (réalisé avec un transistor et des amplificateurs opérationnels, Cf annexe). L'objectif est d'avoir un courant suffisamment fort pour qu'un flux lumineux soit émis (mais pas trop car on risquerait alors de brûler le composant).

Le flux lumineux va être émis en direction de la photodiode. Cette dernière va convertir le flux lumineux en courant. Si on néglige le courant d'obscurité, on peut supposer que lorsque la photodiode est polarisée en inverse (ce qui est le cas ici), ce courant est proportionnel au flux lumineux reçu. On fera en sorte que la polarisation inverse soit assez forte (plus de 10V) afin que le temps de réponse du photorécepteur soit le plus rapide possible.

Le courant I_p sera converti en une tension V_{out} (plus facile à visualiser que I_p) au moyen d'un montage transconductance. Ce circuit réalise une simple conversion courant/tension, ainsi qu'un filtrage passe-bas des perturbations.

Pour le convertisseur tension/courant d'entrée de la boucle ouverte, on prendra une résistance $R_o=220\Omega$ alors que pour le convertisseur courant/tension en sortie de la photodiode, on prendra une résistance de mesure de $R_m=33k\Omega$. On travaillera avec la LED bleue.

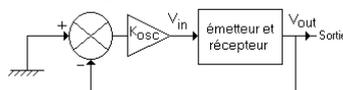
II.2. Méthode d'identification du système.

Dans le cas de cet exemple, on pourrait, comme pour la machine à courant continu, chercher à faire une identification de la boucle ouverte et en déduire un correcteur qui permettrait d'avoir la réponse désirée en boucle fermée. Cependant, dans le cas qui nous intéresse, il apparaît assez rapidement que l'ordre du système est au moins égal à 3 (à cause de la LED, des amplificateurs opérationnels, de la photodiode, de l'amplificateur de courant en sortie). Pour des systèmes d'ordre élevé, il n'est pas évident de déterminer précisément l'ordre auquel on peut se permettre de s'arrêter dans la modélisation (et donc dans l'identification).

Plutôt que de perdre son temps dans de fastidieuses et probablement infructueuses réflexions et expériences, on peut choisir d'adopter une méthode empirique, qui nous conduira directement à un correcteur satisfaisant (PI ou PID). Nous pouvons, par exemple, choisir la méthode de Ziegler Nichols, qui est adaptée à notre système

Méthode de Ziegler Nichols.

- Tout d'abord, on identifie la réponse du système dans des conditions particulières. On fait en sorte de fermer la boucle d'asservissement. Le signal récupéré sur la photodiode est injecté sur l'entrée «-» du comparateur et l'entrée «+» est mise à la masse. En sortie du comparateur, on place un simple correcteur proportionnel de gain réglable. On règle ce gain jusqu'à la valeur K_{osc} pour laquelle on a apparition d'oscillations. On note alors K_{osc} , ainsi que T_{osc} , la période de ces oscillations.



• Ensuite, on déduit des valeurs obtenues, les paramètres caractéristiques du correcteur P.I. qui permet de trouver un bon compromis entre rapidité et stabilité : $K_c = 0,45.K_{osc}$ et $T_c = 0,83.T_{osc}$

rq : on rappelle que le correcteur P.I. a pour fonction de transfert

$$C(p) = K_c \cdot \left(1 + \frac{1}{T_c \cdot p} \right)$$

II.3. Travail expérimental.

• Positionnement du système :

Pour que cette expérience fonctionne correctement, il faut que le gain de la chaîne directe soit assez fort, et donc que l'émetteur et le récepteur soient assez proches l'un de l'autre. Placez le récepteur suffisamment proche de l'émetteur pour avoir un gain qui autorise des oscillations une fois la boucle fermée (de quelques mm à qq cm maximum). Pour choisir, on fera en sorte que la méthode de Ziegler Nichols conduise à des oscillations pour un gain de correcteur compris entre 1 et 10.

Si émetteur et récepteur sont trop éloignés, il devient impossible de rendre le système instable à cause des non linéarités. S'ils sont trop proches, les oscillations risquent d'apparaître trop facilement...

rq : on notera que les néons introduisent parfois une perturbation parasite à 100 Hz. Pour éviter ce problème on peut être contraint d'éteindre la lumière ou de cacher un minimum la zone entre émetteur et récepteur... Si émetteur et récepteur sont assez proches, le problème est souvent moins gênant.

• Préambule.

Relever, en continu, la tension récupérée en sortie du montage transconductance (borne V_{out}) en fonction de la tension qui commande le courant injecté dans la LED rouge (borne C1). En déduire la composante continue à appliquer sur V_1 .

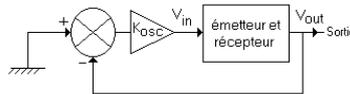
Ceci étant fait, on ne touche plus à V_1 et on applique une tension V_{in} destinée à moduler le signal (c'est par là qu'arrivera l'« information » par la suite). La plage définie précédemment nous indique la limite d'amplitude à ne pas dépasser pour moduler correctement. Compte tenu de la structure du système, on constate que le gain de la boucle ouverte est négatif. Pour avoir un gain positif, on ajoutera en sortie un étage inverseur à amplificateur opérationnel (prendre deux résistances de 10 kΩ environ, un TL081, son courage à deux mains, et câbler soi-même sur plaquette).

Pour la valeur de composante continue choisie, relever l'effet d'une lampe de poche sur le signal de sortie (on placera la lampe de poche afin qu'elle provoque une fluctuation d'une dizaine de % de la sortie et on notera cette position pour la suite).

• Exemple d'approche empirique : calcul d'un correcteur P.I. par la méthode de Ziegler-Nichols.

Grâce à cette méthode, nous pourrions calculer les coefficients d'un correcteur P.I. qui devra nous permettre de rendre l'intensité lumineuse reçue par la photodiode insensible (ou moins sensible...) aux perturbations extérieures (approche d'une lampe de poche, variation des caractéristiques de la LED avec la température...). Nous allons utiliser une méthode parmi d'autres, la méthode de Ziegler-Nichols. Cette méthode nécessite de fonctionner en deux temps

- Tout d'abord, on identifie la réponse du système en fermant la boucle d'asservissement avec un correcteur proportionnel de gain réglable et en appliquant en entrée (V_{in}) une tension nulle (pour l'ensemble comparateur/correcteur, Cf annexe ...).
- On part du gain le plus faible et on augmente jusqu'à la valeur K_{osc} pour laquelle on a apparition d'oscillations. On note alors K_{osc} , ainsi que T_{osc} , la période de ces oscillations.



- On en déduit les valeurs des paramètres caractéristiques du correcteur P.I. par les relations suivantes : $K_c = 0,45.K_{osc}$ et $T_c = 0,83.T_{osc}$

• Mise en œuvre du correcteur identifié.

On réalise la boucle et dans un premier temps, on se contente d'une consigne continue. Si le système est bien sans erreur statique, quelle plage de tension peut on envisager en entrée ? On applique alors une tension d'entrée qui satisfait à cette remarque et on observe ce qui se passe lorsque l'on place une lampe de poche comme à la question du préambule. Qu'observe-t-on lorsque l'on regarde l'intensité lumineuse délivrée par la LED ? Que s'est-il passé lors de l'application de la perturbation (surintensité lumineuse) ? Si la perturbation devient trop importante, expliquer pourquoi le système ne suit plus. S'agit-il d'un problème linéaire ?

On fait maintenant en sorte d'appliquer un signal continu auquel on superpose un créneau (on doit toujours faire attention à la plage d'amplitude dans laquelle se situe l'ensemble). Relever le temps de passage à 90% (pour ça, on devra choisir une fréquence de créneaux adaptée). Que se passe-t-il, en terme de rapidité et de stabilité quand on augmente le gain K_c au-delà de ce qui a été défini par Ziegler-Nichols ?

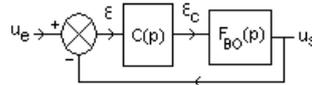
Exercices

Avant la séance de TP suivante, vous rédigerez les réponses aux questions suivantes dans votre cahier de TP.

Question 10-A : On identifie la fonction de transfert d'un ensemble [alimentation continue fixe/hacheur série non réversible/machine à courant continu/dynamo tachymétrique] par une fonction de transfert de type

$$G_{BO}(p) = \frac{K_{BO}}{1 + \tau_{BO} \cdot p} \quad \text{avec} \quad K_{BO}=0.85 \quad \text{et} \quad \tau_{BO}=120\text{ms}$$

On choisit une correction proportionnelle-intégrale $C(p)$ afin qu'en régime permanent, la tension de sortie et la tension d'entrée se suivent parfaitement.



-Expliquer pourquoi, dans ce cas, alors que $u_{s\infty}$ est égale à $u_{e\infty}$, et donc ϵ_{∞} est nulle, on a $\epsilon_{c\infty}$ non nul ce qui explique que $u_{s\infty}$ est non nulle.

-Calculer les caractéristiques d'un correcteur proportionnel intégral qui assure l'absence d'erreur statique pour un échelon en entrée et permet d'obtenir une fonction de transfert en boucle fermée telle que

$$G_{BF}(p) = \frac{K_{BF}}{1 + \tau_{BF} \cdot p} \quad \text{avec} \quad \tau_{BF}=120\text{ms}$$

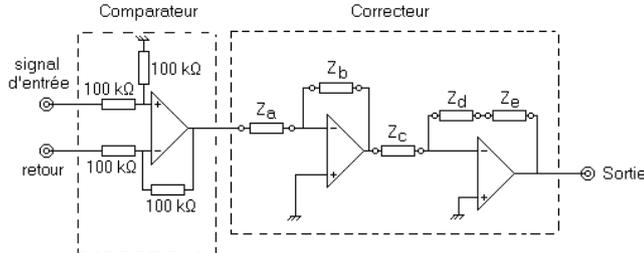
-Quelle est la valeur de K_{BF} et quel est l'intérêt de cette valeur ? Pour un gain trop fort du proportionnel intégral, on peut voir apparaître un dépassement sur la réponse en boucle fermée. Qu'est-ce que ça signifie ?

Question 10-B : On réalise le même système qu'à la question précédente avec une boucle fermée sans erreur statique. Le gain de la dynamo tachymétrique est de 6V pour 1000 tours/min. La commande du hacheur donne un rapport cyclique qui évolue linéairement entre 0 et 1 en fonction de la tension, pour une tension d'entrée comprise entre 0 et 10V. Le hacheur découpe une tension continue de 30V. On supposera que le moteur tourne à 2000 tours par minute pour une tension d'entrée de 40V. On supposera que cette tension et la vitesse évoluent pratiquement linéairement. On supposera qu'il n'y a pas de saturation en courant sur l'alimentation. Calculez la plage de tension d'entrée sur laquelle la sortie du système asservi suit, sans erreur, une consigne constante d'entrée.

Question 10-C : De quoi dépend la plage de réponse des deux systèmes asservis dans le TP ? Expliquez les causes du décrochage de l'asservissement dans les deux cas quand le signal d'ordre donné sort de cette plage.

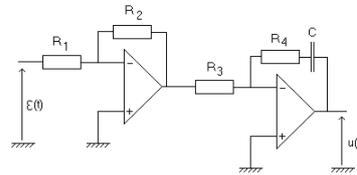
Annexe1: structure du boîtier comparateur/correcteur

- L'ensemble permettant de réaliser le comparateur présente la structure suivante :



Le comparateur est un simple soustracteur à amplificateur opérationnel. L'étage correcteur comprend deux étages inverseurs en cascade. Le gain de l'ensemble est donc positif quand chacun d'eux est utilisé.

- Pour réaliser un correcteur proportionnel intégral on réalisera le circuit suivant



Son gain est

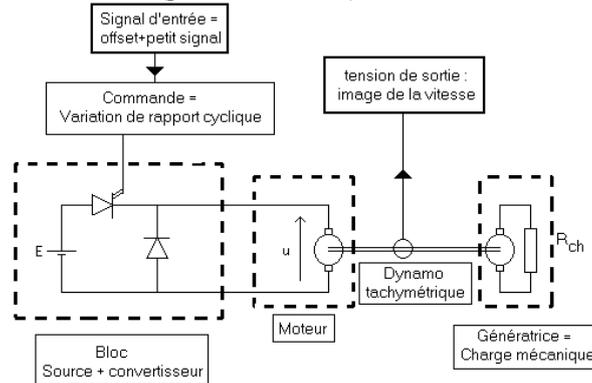
$$C(p) = \left(\frac{R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3} \right) \cdot \left(1 + \frac{1}{R_4 \cdot C \cdot p} \right) = K_c \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau_c \cdot p} \right)$$

Annexe2 : travail expérimental résumé

Expérience 1 : contrôle de la vitesse d'un moteur à courant continu

a/ Le système en boucle ouverte

- Présentation de la boucle ouverte (prendre $E = 25V$)



Le tension $u(t)$ commande la vitesse de rotation du moteur. Cette tension est une tension en créneau. L'ondulation à la fréquence de hachage est filtrée par la machine. La vitesse de cette dernière ne dépend que de la « valeur moyenne » de $u(t)$ qui évolue au rythme du rapport cyclique fabriqué par la tension d'entrée, c'est à dire très lentement par rapport au hachage. En première approximation, si K est le coefficient de couplage électromécanique du moteur on peut dire que

$$\Omega(t) \approx \alpha(t) \cdot E / K$$

La machine qui fonctionne en génératrice représente une source de perturbation pour la vitesse. Quand R_{ch} diminue, le courant appelé sur la génératrice augmente, ce qui signifie que le couple résistant augmente aussi. La machine aura tendance à ralentir. Quand R_{ch} augmente, c'est le contraire et la machine tend à accélérer. En première approximation, on peut dire que le couple de charge exercé par la génératrice sur le moteur vaut

$$C_{ch} \approx \left(K^2 / R_{ch} \right) \Omega$$

Pour résumer le fonctionnement de la boucle ouverte, on peut dire que

Tension d'entrée $\rightarrow \alpha \rightarrow$ « moyenne » de $u \approx \alpha(t).E \rightarrow \Omega(t)$

Sachant que $\Omega(t)$ peut être perturbée par une variation de E ou C_{ch} .

- *Identification*

- Définir la plage linéaire de fonctionnement du hacheur, en déduire l'amplitude de la composante continue, du créneau ainsi que la fréquence de ce dernier.
- Appliquer ce signal et en déduire le gain statique et le temps de réponse à 63% en utilisant les fonctions de l'oscilloscope.
- *Effet d'une perturbation*
- Réaliser un court circuit reproductible sur la le rhéostat de charge et mesurer l'effet en régime permanent sur la vitesse de rotation.
- Faire varier la tension de l'alimentation stabilisée de 10% et mesurer l'effet sur la vitesse.

b/ Le système en boucle fermée

- *Calcul du correcteur et bouclage*

- Donner la structure du correcteur proportionnel intégral, discussion sur la façon de fixer le gain et la constante de temps (Cf. cours).
- Calculer la constante de temps du correcteur proportionnel intégral qui permet de compenser le pôle principal du système (Cf. cours).
- Calculer le gain du correcteur proportionnel intégral en choisissant, dans un premier temps de garder le même temps de réponse en boucle fermée que celui que l'on avait en boucle ouverte (Cf. cours).
- Intégrer le comparateur et le correcteur dans la boucle... attention, l'entrée n'est plus la même qu'en boucle ouverte !

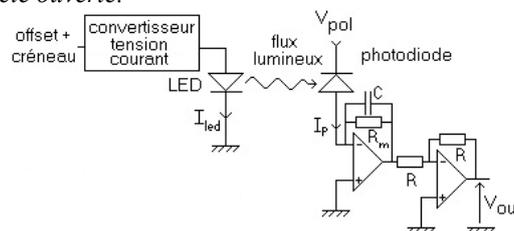
- *Plage d'asservissement*

- Appliquer une tension continue en entrée du système. Mesurer la plage sur laquelle le système suit. Expliquer pourquoi cette plage existe.
- Nous allons désormais appliquer un signal de commande dont la valeur (composante continue et variation) reste comprise dans cette plage
- *Effet d'une perturbation*
- Pour une tension d'entrée constante comprise dans la plage d'asservissement (au milieu), réaliser le même court circuit sur le rhéostat de charge puis la même variation de la tension d'entrée que lors des essais en boucle ouverte. Observer la réponse et expliquer.
- *Etude dynamique, effet de l'augmentation du gain statique du correcteur*
- Pour une tension d'entrée en créneau avec une composante continue adaptée comprise dans la plage d'asservissement, observer l'effet d'une augmentation du gain du correcteur sur le temps de réponse de la boucle, sur la linéarité de sa réponse et éventuellement sur sa stabilité. Conclusion ?

Expérience 2 : contrôle du flux lumineux émis par une LED

a/ Le système en boucle ouverte.

- *Présentation de la boucle ouverte.*



Un convertisseur tension/courant permet de générer le courant injecté dans la LED et donc de contrôler la puissance optique que cette dernière, à partir d'une tension d'entrée. Le flux est détecté par une photodiode, dont le courant de sortie est converti en tension par un circuit à amplificateur opérationnel. Tous ces éléments ont un comportement passe-bas.

On fera en sorte que le courant moyen injecté dans la LED permette à cette dernière de réagir linéairement à la variation de la tension d'entrée.

Par ailleurs, pour conserver un gain statique positif, il faut placer un circuit amplificateur inverseur de gain -1 en sortie du système

- *Présentation et justification de la méthode de Ziegler-Nichols.*

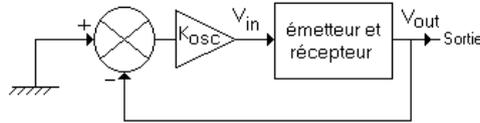
Le système est de type passe-bas d'ordre très élevé. Si on met ce passe-bas dans une boucle fermée avec un amplificateur dont on peut faire varier le gain, on va constater qu'au-delà d'une certaine valeur de ce dernier, des

oscillations vont apparaître en sortie. On a tout simplement réalisé un oscillateur à boucle de réaction. Le correcteur, que la méthode nous donne, va nous permettre de travailler sans oscillations, tout en ayant un gain assez fort pour que le système soit assez rapide.

b/ La boucle fermée.

- *Mise en œuvre de la méthode et élaboration du correcteur.*

Réaliser la structure suivante à partir de la boucle ouverte et du boîtier comparateur/correcteur dans laquelle le correcteur est un simple gain statique positif K_{osc} . L'entrée + du comparateur est mise à la terre.



Noter la fréquence des oscillations et le gain qui conduit à l'apparition de ces dernières. En utilisant les valeurs données par la méthode, réaliser le correcteur et retirer la mise à la terre de l'entrée + du comparateur qui devient l'entrée de commande de la boucle fermée.

- *Plage d'asservissement*

- Appliquer une tension continue en entrée du système. Mesurer la plage sur laquelle le système suit. Expliquer pourquoi cette plage existe.

- Nous allons désormais appliquer un signal de commande dont la valeur (composante continue et variation) reste comprise dans cette plage

- *Effet d'une perturbation*

- Pour une tension d'entrée constante comprise dans la plage d'asservissement (au milieu), écarter lentement l'émetteur du récepteur et observer l'entrée, la sortie et l'état de la LED.

- *Etude dynamique, effet de l'augmentation du gain statique du correcteur*

- Pour une tension d'entrée en créneau avec une composante continue adaptée comprise dans la plage d'asservissement, observer l'effet d'une augmentation du gain du correcteur sur le temps de réponse de la boucle et sur sa stabilité. Conclusion ?

Version septembre 2020

Modalité de l'examen d'instrumentation : Année 2021–2022

Vous serez convoqués par 6, vous travaillerez individuellement et l'interrogation dure 3h en deux phases.

• **La première phase** est expérimentale et dure 2h30. Elle sera notée sur 14 points. Vous devrez présenter des expériences relatives à un sujet, compris dans la liste des sujets expérimentaux donnée plus loin. Sur ces sujets proposés, il faudra réaliser une ou des expériences relatives au sujet posé **en rédigeant un compte rendu écrit**. Ce compte rendu doit faire apparaître

- une justification du choix des éléments employés quand c'est important.
- une présentation des expériences proposées (schéma et détails importants)
- les résultats de mesures bruts (les plus précis possibles, compte tenu du matériel disponible en justifiant les précautions prises pour faire les meilleures mesures possibles) présentés avec les incertitudes.
- une exploitation si nécessaire, une interprétation et des commentaires sur les résultats obtenus.

Pour cette partie de l'épreuve, le cours, les cahiers et les sujets de TP seront autorisés. Néanmoins, il faudra pouvoir répondre aux questions sans avoir à se plonger dans ses notes. Il faut noter que certains sujets ne sont pas une reprise directe d'une partie des TP faits dans l'année. Il faudra donc avoir réfléchi, au préalable, sur le choix des expériences et sur l'optique suivant laquelle on cherchera à les présenter.

• **La seconde phase** est plus théorique même si elle touche à des problèmes expérimentaux. Elle dure 30 minutes et sera notée sur 6 points. **Vous n'avez plus accès aux documents lors de cette partie.** Vous devrez répondre par écrit de façon précise et concise à deux des questions de la liste des questions donnée plus loin. Les deux questions auxquelles vous devrez répondre ne vous seront données qu'au début de cette partie de l'épreuve. Là encore, certaines questions ne vous ont pas été posées directement de la sorte en cours d'année. Cependant, vous avez les éléments de réponse dans les polycopiés, le cours ou les TP. Il faut donc reprendre toutes les questions une par une et réfléchir à la façon de formuler une réponse satisfaisante dans les délais qui vous sont imposés.

Liste des sujets expérimentaux (première partie – 2h30).

- Sujet A : Mise en évidence des limites et des avantages de l'instrumentation numérique sur un oscilloscope. Problème des erreurs systématiques, dans les domaines temporel et spectral.
- Sujet B : Obtention de la fonction de transfert d'un système par FFT de la réponse impulsionnelle, sur des exemples expérimentaux. Choix des caractéristiques de l'impulsion, de l'acquisition. Compromis entre le rapport signal sur bruit et d'éventuels effets non linéaires.
- Sujet C : On observe un signal modulé en amplitude à porteuse conservée avec une porteuse à 100kHz et une modulante sinusoïdale à 50 Hz. Proposez différentes méthodes pour observer le spectre avec suffisamment de résolution. Comparez les avantages respectifs des deux méthodes. Mêmes questions pour un signal modulé en fréquence avec une porteuse à 100kHz, une modulante sinus à 100Hz et une profondeur de modulation de 500 Hz. Globalement, quelle que soit la méthode employée, que doit-on faire pour améliorer la résolution d'une analyse spectrale ?
- Sujet D : Amplification électronique d'un signal. Intérêt et limites sur quelques exemples de circuits.
- Sujet E : Illustration expérimentale du problème de la stabilité en fréquence d'un oscillateur électronique.
- Sujet F : Dimensionnement d'un amplificateur adapté et étude des caractéristiques du bruit thermique.
- Sujet G : Caractéristiques d'une photodiode. Application à la transmission d'information.
- Sujet H : Exemples d'applications de la translation de fréquence analogiques et numériques.
- Sujet I : Etude de la largeur spectrale occupée par un signal modulé en fréquence. Mise en oeuvre d'une démodulation de fréquence. Application au cas d'un signal audio.
- Sujet J : Etude du spectre d'un signal modulé en amplitude. Démodulation cohérente : principe, intérêt, problème de la reconstruction de porteuse. Autres techniques de démodulation.
- Sujet K : Asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu.
- Sujet L : Asservissement de fréquence : principe et application.
- Sujet M : Asservissement du flux lumineux émis par une photodiode.

Liste des questions : (seconde partie – 30 minutes)

Lors de la seconde partie de l'épreuve, vous serez interrogés sur 2 ou 3 exercices posés à la fin de chaque TP. Vous devrez répondre par écrit, en justifiant quantitativement vos réponses. Cette partie sera faite sans document.

Question 02-A : Expliquer le principe de la synchronisation ainsi que ses limites sur un oscilloscope analogique. Expliquer ce qui change quand on passe sur un appareil numérique.

Question 02-B : On observe à l'oscilloscope un signal continu puis un signal périodique en créneau à 0.1Hz. Que faut-il faire pour observer ces deux signaux correctement?

Question 02-C : On observe à l'oscilloscope un signal sinusoïdal d'environ 2V d'amplitude crête à crête, non bruité. Cet oscilloscope code la tension sur 8 bits et représente le signal sur 8 carreaux en amplitude.

Quand on cherche à mesurer la valeur crête à crête, quelle est l'erreur systématique sur le résultat final pour les échelles suivantes ? 500 mV/carreau ; 1 V/carreau ; 2 V/carreau ; 5 V/carreau ?

Question 02-D : Un oscilloscope a une capacité mémoire maximale de 4 Mpts sur une voie. La fréquence d'échantillonnage maximale, à l'acquisition est de 4GSa/s. Le signal est observé sur 10 carreaux en temporel. Pour les valeurs de base de temps suivantes, donnez la durée d'observation, le nombre de points en mémoire pour représenter le signal et la fréquence d'échantillonnage : 10s/carreau, 100ms/carreau, 1ms/carreau, 100µs/carreau, 1µs/carreau, 10ns/carreau

Question 02-E : On cherche à mesurer la vitesse de propagation d'une information dans un câble coaxial. On envoie une impulsion dans le câble de 10m dont l'extrémité est en court-circuit. Entre le générateur et le câble, on place un oscilloscope. Donnez des caractéristiques de l'impulsion (période, largeur) permettant de mener à bien cette expérience en justifiant quantitativement avec des ordres de grandeur réalistes.

Question 03-A : On cherche à observer un signal sinusoïdal à 3 kHz. La FFT est calculée à l'oscilloscope avec 16000 points. Est-il préférable de prendre une échelle de temps de 20ms/carreau, 200ms/carreau ou 2s/carreau ? Justifiez quantitativement votre réponse.

Question 03-B : On cherche à mesurer l'amplitude du second harmonique d'un signal triangulaire symétrique de fréquence 1kHz. Le fondamental a une amplitude voisine de 0dB et le niveau de bruit est à -50dB. Quelle fréquence d'échantillonnage doit-on choisir pour éviter de voir ressortir des pics de repliement? Quel type de fenêtre de troncature choisir ?

Question 03-C : On cherche à déterminer précisément, par analyse spectrale, la différence de fréquence entre deux diapasons oscillants simultanément autour de 440Hz mais sur deux fréquences écartées de 1Hz environ. L'oscilloscope travaille avec 10000 pts en FFT. Chaque pic a une largeur de 5 points environ. Peut-on trouver une base de temps permettant de résoudre ? Proposez une valeur. Même question avec deux diapasons écartés de 0,1Hz environ.

Question 03-D : On considère un diapason de facteur de qualité 5000, oscillant autour de 440Hz. Calculez un nombre de points raisonnable à acquérir pour être capable d'obtenir les caractéristiques de sa fonction de transfert.

Question 03-E : On se propose d'étudier un filtre passe-bande avec une fréquence centrale de 10 kHz environ et une bande passante de 2 kHz. Pour ça, on choisit d'appliquer une impulsion en entrée, de récupérer la réponse de sortie et d'obtenir la fonction de transfert par le rapport des transformées de Fourier de la sortie et de l'entrée. Donnez les caractéristiques d'impulsion (forme, amplitude, largeur) ainsi que les conditions d'acquisition (durée) que vous choisiriez pour cette expérience. Justifiez quantitativement vos choix.

Question 04-A : On considère un amplificateur opérationnel dont le produit gain-bande passante vaut 3 MHz et le slew-rate 10 V/µs. On cherche à amplifier l'image électrique d'un signal audio avec un gain de 10. Pour un

niveau de signal d'entrée de 1V d'amplitude, l'amplificateur va-t-il altérer le spectre et faut-il s'attendre à des effets non linéaires. Justifiez quantitativement vos réponses.

Question 04-B : On étudie un oscillateur électronique oscillant à une fréquence moyenne de 10 kHz avec une stabilité relative en fréquence, sur la durée de l'expérience de 10^{-5} . Expliquer comment procéder, expérimentalement pour observer et quantifier temporellement cette instabilité de la fréquence avec un oscilloscope fonctionnant avec 1000 points. On donnera l'ordre de grandeur des paramètres importants associés au protocole de déclenchement qui permettent de faire l'observation demandée.

Question 04-C : Expliquer précisément pourquoi un oscillateur à pont de Wien a une fréquence d'oscillation qui dépend fortement du gain de l'élément amplificateur. Que faire pour qu'un oscillateur électronique soit plus stable en fréquence ? Sur quel élément du filtre doit-on agir ? Pourquoi ?

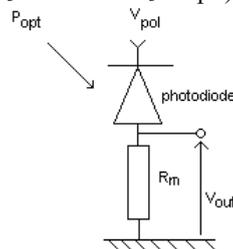
Question 04-D : On souhaite observer le filtre passe-bande actif utilisé pour réaliser un oscillateur. Ce filtre actif a une fréquence centrale de 30kHz, un facteur de qualité de 30. Donnez les caractéristiques de l'impulsion (amplitude, durée, forme) et de l'acquisition (durée) permettant d'obtenir cette fonction de transfert en justifiant ces valeurs.

Question 05-A : On observe un bruit gaussien, de valeur moyenne nulle et de valeur efficace 1,5V, blanc jusqu'à 30 MHz et coupant brutalement entre 30MHz et 40 MHz. L'oscilloscope utilisé comporte deux voies, échantillonne au maximum à 2 GSa/s et peut récupérer au maximum 4.10^6 points par voie. Il échantillonne sur 8 bits et représente le signal sur 8 carreaux en amplitude. On va chercher à faire une acquisition temporelle afin de faire un histogramme des échantillons obtenus et d'obtenir la densité spectrale de puissance de ce bruit. Donner, en les justifiant, les paramètres d'acquisition (base de temps, échelle en amplitude) qui permettent d'étudier, au mieux, ce bruit, sur cet oscilloscope. Concernant l'histogramme, donner les paramètres de calcul de l'histogramme (valeur minimale, pas, nombre de pas) permettant une observation correcte de la distribution des valeurs.

Question 05-B : Calculer la densité spectrale de puissance de bruit thermique pour une résistance de $1k\Omega$ à $25^\circ C$ (on donne $k=1.38.10^{-23} \text{ m}^2.\text{kg}.\text{s}^{-2}.\text{K}^{-1}$). Si on amplifie ce bruit par un amplificateur de tension de gain G_0 dont la bande équivalente de bruit vaut 3MHz, quel gain G_0 prendre pour obtenir une valeur efficace de bruit en sortie de 200mV ? Donner une procédure pour mesurer la densité spectrale de puissance de bruit thermique d'entrée, en justifiant notamment les paramètres d'acquisition du bruit de sortie de l'amplificateur.

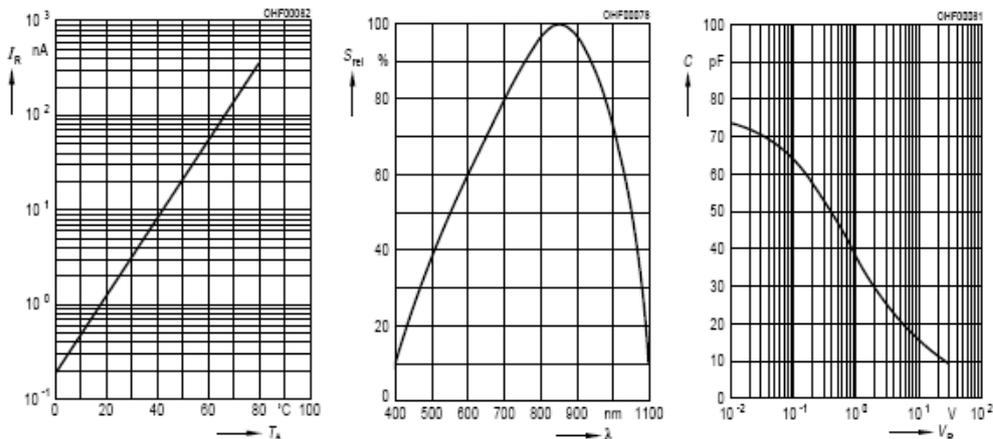
Question 05-C : On doit caractériser un amplificateur passe-bande avec une fréquence centrale voisine de 1MHz, un gain proche de 150, et une bande passante proche de 1MHz. Donnez les caractéristiques de l'impulsion (amplitude, forme, largeur) et de l'acquisition (durée) permettant d'obtenir la réponse fréquentielle de ce filtre par TF de réponse impulsionnelle. On justifiera quantitativement le résultat obtenu

Question 06_07-A : On observe la tension V_{out} aux bornes de la résistance R_m de $30 \text{ k}\Omega$ avec un oscilloscope dont on adoptera le modèle au premier ordre ($R_o = 1M\Omega$ et $C_o = 12pF$).



Le flux lumineux incident présente une fluctuation sinusoïdale de fréquence 1kHz, 10 kHz puis 500kHz. Est-il nécessaire d'utiliser une sonde d'oscilloscope pour éviter que la chaîne de mesure ne modifie le photocourant de plus de 4% de sa valeur ?

Question 06_07-B : On met en œuvre une photodiode BPW34 dans le circuit électrique de structure précédente. On donne les caractéristiques suivantes pour une photodiode BPW34:



La première courbe donne le courant d'obscurité en fonction de la température, la seconde donne la sensibilité spectrale de la photodiode en fonction de la longueur d'onde en pourcentage de la valeur maximale (cette dernière sera supposée égale à 0.5A/W) et la troisième donne la capacité de jonction de la photodiode en fonction de sa tension inverse de polarisation.

La résistance R_m vaut $30k\Omega$. La puissance optique incidente provient d'une LED qui émet autour de 525nm et elle est modulée. Elle est la somme d'une puissance moyenne de $200\mu W$ et d'une fluctuation sinusoïdale d'amplitude crête à crête $20\mu W$. L'expérience est réalisée à $30^\circ C$. Le courant d'obscurité a-t-il une incidence importante sur la réponse de sortie (justifier) ? A quelle valeur minimale doit-on porter V_{pol} pour que la photodiode reste polarisée en inverse ? On polarise finalement avec $V_{pol}=10V$. Jusqu'à quelle valeur peut porter la fréquence pour que la photodiode et son circuit associé restent dans leur bande passante ?

Question 06_07-C : On souhaite observer la réponse en fréquence d'une chaîne optoélectronique avec une LED associée à une source de courant commandée en tension pour émetteur et une photodiode avec son circuit transconductance comme récepteur. Ce système est un passe-bas résonant. Quand on change la polarisation de la photodiode, on observe une fréquence de résonance qui évolue environ entre 150kHz et 400kHz. Afin d'observer en temps réel l'effet de la polarisation de la photodiode sur la réponse fréquentielle de la chaîne, proposez les caractéristiques de l'impulsion (amplitude, forme, largeur) à appliquer en entrée de la source de courant, et les caractéristiques d'acquisition (durée) pour observer cette réponse par TF de réponse impulsionnelle.

Question 08-A : On applique en entrée de cette boucle à verrouillage de phase un signal modulé dont l'amplitude est de $6V_{pp}$, la porteuse 100kHz, la profondeur de modulation 2kHz, la fréquence modulante 1 kHz (la modulante est supposée sinusoïdale). Donner la bande de Carson de ce signal modulé.

On réalise une boucle de verrouillage de phase avec un multiplieur (« gain » = 1/10), un filtre passe bas (circuit RC) dont la fréquence de coupure est 1 kHz et un VCO de gain de 10kHz/V et réglé sur une fréquence centrale f_0 de 100kHz. L'amplitude du signal de sortie du VCO est $6V_{pp}$. Donner la plage de verrouillage de la boucle quand on lui applique le signal modulé que nous venons de décrire?

Dans ces conditions, la boucle peut-elle démoduler correctement ? Justifiez quantitativement votre réponse.

Question 08-B : On dispose d'un signal modulé en fréquence avec une fréquence porteuse 100kHz. La modulante est sinusoïdale de fréquence 100Hz. On échantillonne en temporel sur 1000 points à $F_e=5,1$ kHz pour calculer le spectre. Quelle est la durée d'acquisition ? Quelle est la plage d'analyse spectrale ? Décrire quantitativement ce que l'on va observer dans cette plage. Respecte-t-on le critère de Shannon ? La forme du spectre est-elle correcte ? Redéfinir le critère de Shannon en fonction de ces observations.

Question 08-C : On cherche à analyser un signal modulé dont l'amplitude dont la porteuse est à 100kHz, la profondeur de modulation 1kHz, la fréquence modulante 100Hz (la modulante est supposée sinusoïdale). On travaille avec une fréquence d'échantillonnage de 250kHz. Respecte-t-on le critère de Shannon ? Décrire les caractéristiques du spectre obtenue si on travaille sur 1000 points puis 500000 points. Décrire dans chaque cas le spectre (encombrement spectral attendu, écartement entre les pics, pas de calcul en fréquence). Finalement, que faut-il faire sur l'acquisition quand on veut améliorer la résolution d'une analyse spectrale ? Quel est le prix à payer pour améliorer l'analyse ?

Question 09-A : On dispose d'un signal modulé en amplitude avec une fréquence porteuse 100kHz. La modulante est sinusoïdale de fréquence 100Hz. On échantillonne en temporel sur 1000 points avec une fréquence d'échantillonnage $F_c = 250\text{kHz}$. Quelle est la durée d'acquisition ? Quelle est la plage d'analyse spectrale? Décrire ce que l'on va observer dans cette plage. Quelle est la forme du spectre attendu ? Pourra-t-on observer les pics attendus ? Même question si on échantillonne à 5,1kHz (on pensera à l'effet du sous-échantillonnage). Peut-on observer plus correctement certains détails du spectre dans ce cas ?

Question 09-B : On applique, en entrée d'une détection synchrone un signal sinusoïdal de 20,00 mV efficace noyé dans un bruit de densité spectrale $0,49 \cdot 10^{-6} \text{ V}^2/\text{Hz}$.

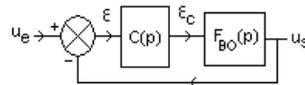
Expliquez pourquoi on commence par passer ce signal dans un filtre passe-bande avant de le multiplier par un signal à la fréquence de référence pour traiter le produit avec le filtre passe-bas de sortie.

On suppose que la bande équivalente de bruit du filtre passe-bas de sortie de la détection synchrone, de constante de temps τ_c s'exprime de la façon suivante : $B_{eq} = 1/(4 \cdot \tau_c)$. Ce filtre peut présenter des temps caractéristiques τ_c de 3s, 1s, 0.1s et 0.01secondes. Si on veut un affichage du résultat final recherché le plus rapide possible mais avec un rapport signal sur bruit supérieur à 10, quelle valeur de τ_c doit-on choisir ?

Question 10-A : On identifie la fonction de transfert d'un ensemble [alimentation continue fixe/hacheur série non réversible/machine à courant continu/dynamo tachymétrique] par une fonction de transfert de type

$$G_{BO}(p) = \frac{K_{BO}}{1 + \tau_{BO} \cdot p} \quad \text{avec} \quad K_{BO}=0.85 \quad \text{et} \quad \tau_{BO}=120\text{ms}$$

On choisit une correction proportionnelle-intégrale $C(p)$ afin qu'en régime permanent, la tension de sortie et la tension d'entrée se suivent parfaitement.



-Expliquer pourquoi, dans ce cas, alors que $u_{S\infty}$ est égale à $u_{E\infty}$, et donc ϵ_{∞} est nulle, on a $\epsilon_{c\infty}$ non nul ce qui explique que $u_{S\infty}$ est non nulle.

-Calculer les caractéristiques d'un correcteur proportionnel intégral qui assure l'absence d'erreur statique pour un échelon en entrée et permet d'obtenir une fonction de transfert en boucle fermée telle que

$$G_{BF}(p) = \frac{K_{BF}}{1 + \tau_{BF} \cdot p} \quad \text{avec} \quad \tau_{BF}=120\text{ms}$$

-Quelle est la valeur de K_{BF} et quel est l'intérêt de cette valeur ? Pour un gain trop fort du proportionnel intégral, on peut voir apparaître un dépassement sur la réponse en boucle fermée. Qu'est-ce que ça signifie?

Question 10-B : On réalise le même système qu'à la question précédente avec une boucle fermée sans erreur statique. Le gain de la dynamo tachymétrique est de 6V pour 1000 tours/min. La commande du hacheur donne un rapport cyclique qui évolue linéairement entre 0 et 1 en fonction de la tension, pour une tension d'entrée comprise entre 0 et 10V. Le hacheur découpe une tension continue de 30V. On supposera que le moteur tourne à 2000 tours par minute pour une tension d'entrée de 40V. On supposera que cette tension et la vitesse évoluent pratiquement linéairement. On supposera qu'il n'y a pas de saturation en courant sur l'alimentation. Calculez la plage de tension d'entrée sur laquelle la sortie du système asservi suit, sans erreur, une consigne constante d'entrée.

Question 10-C : De quoi dépend la plage de réponse des deux systèmes asservis dans le TP : le contrôle de vitesse du moteur et le contrôle du flux émis par la LED ? Expliquez les causes du décrochage de l'asservissement dans les deux cas quand le signal d'ordre donné sort de cette plage.