

Travaux pratiques – prépa. agreg.

Sommaire

Electronique :

- Oscilloscopes numériques
- Amplificateurs et oscillateurs
- Modulation et démodulation d'amplitude
- Modulation et démodulation de fréquence

Instrumentation :

- Acquisition de données

Electricité de puissance :

- Mesure de puissance.
- Transformateur.
- Convertisseurs électrique-électrique.
- Machine à courant continu.

Asservissement:

- Asservissement de vitesse d'un moteur et contrôle du flux lumineux émis par une LED

TP/cours sur les oscilloscopes numériques

• Rédaction du document :

Jean-Baptiste Desmoulin (P.R.A.G.)
mail : desmouli@physique.ens-cachan.fr

Quelle que soit sa structure interne, l'oscilloscope présente toujours, sur sa face avant, des zones nettement séparées, regroupant les boutons permettant de contrôler les fonctions essentielles d'un axe.

- *Les boutons liés à l'axe X* permettent d'utiliser la base de temps au mieux, lorsque l'on cherche à voir l'évolution temporelle de la grandeur d'entrée (immense majorité des cas). Ils servent aussi à avoir accès au mode XY, qui permet de représenter la seconde entrée en fonction de la première (un peu plus délicat à trouver pour les oscilloscopes numériques).

- *Les boutons de l'axe Y* permettent de choisir une plage de visualisation en amplitude satisfaisante (choix de la position du niveau 0, choix des calibres, type de couplage...).

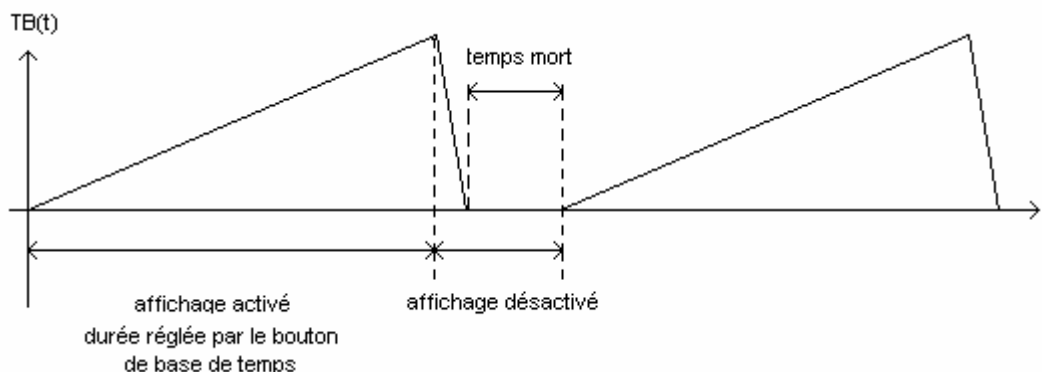
- *Les boutons de l'axe Z* permettent de contrôler la qualité de la trace à l'écran (focalisation pour les oscilloscopes analogiques, et intensité pour tous les appareils).

I. L'axe X :

Pour l'utilisateur qui cherche à obtenir une image stable d'un signal, il n'y a pas de différences majeures pour utiliser un oscilloscope analogique et un oscilloscope numérique. Les questions à se poser sont les mêmes. Dans les salles de TP, nous ne disposons plus que d'oscilloscopes numériques, mais il m'a semblé plus simple de commencer par présenter la synchronisation dans les oscilloscopes analogiques, puis de présenter ce qui se passe dans un appareil numérique.

I.1. Cas des oscilloscopes analogiques :

Dans un oscilloscope analogique, ce que l'on visualise à l'écran, c'est le signal d'entrée, en fonction d'un signal généré en interne par l'oscilloscope, appelé base de temps ("Time Base") que nous appellerons désormais TB(t). Ce signal se présente sous la forme suivante:



L'affichage de la trace à l'écran n'est possible que durant la montée de la rampe. En revanche, lors de la descente puis de la phase de temps mort, rien n'est affiché. Cette courte interruption n'est pas perceptible pour des signaux de fréquences suffisamment élevées.

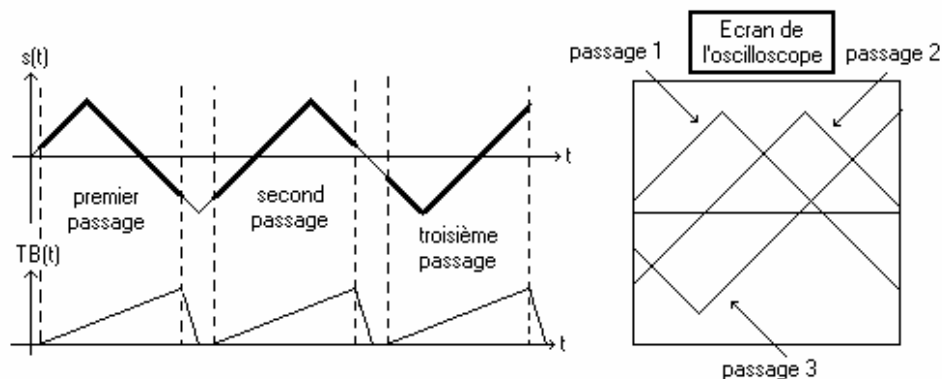
Pour obtenir une visualisation correcte des signaux, il va falloir synchroniser ("Trigger"), c'est à dire utiliser un signal de base de temps dont la période est multiple du signal à observer. Pour cela, il faudra agir sur la durée de temps mort. On obtiendra alors une trace stable à l'écran.

I.1.1. La synchronisation :

Nous allons nous intéresser à ce qui est observable à l'écran lorsque l'on prend un signal $TB(t)$ quelconque puis synchronisé avec le signal à observer.

Remarque : on va s'intéresser à l'observation des évolutions temporelles d'un signal triangulaire $s(t)$ sans composante continue (parce que c'est plus simple à dessiner...).

- Cas 1: On choisit $TB(t)$ au hasard sans se soucier de $s(t)$.

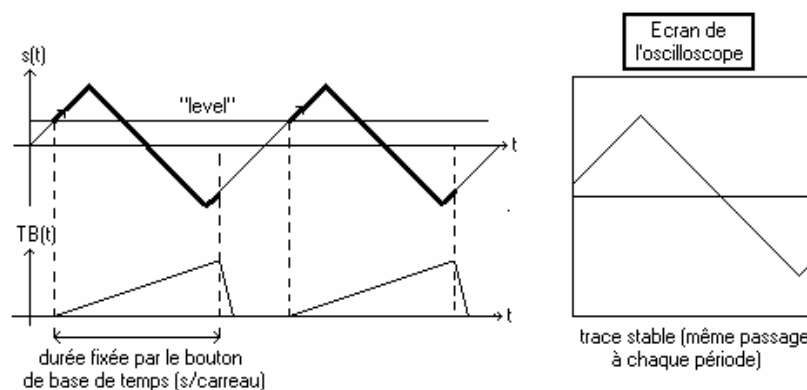


La trace ne passe pas au même endroit d'une période de base de temps à la suivante. A l'écran, on n'observe pas de trace stable. Tout se passe comme si la trace dérivait...

Pour obtenir une trace stable, nous allons faire en sorte de synchroniser $TB(t)$ et le signal étudié $s(t)$. Nous allons donc créer un signal de base de temps dont la période est un multiple entier de celle de $s(t)$. Pour cela, il faut que la montée de rampe de $TB(t)$ ne se déclenche que lorsque le signal à observer (ou tout autre signal de même période), atteint un niveau donné en amplitude, et franchit ce dernier avec une pente donnée (en croissant ou en décroissant), alors que $TB(t)$ est en phase de temps mort. Le niveau ("level"), et le front ("slope") sont fixés par l'expérimentateur. $TB(t)$ est donc dépendant de $s(t)$. On a synchronisé les deux signaux.

- Cas 2 : $TB(t)$ est synchronisé sur $s(t)$.

On choisit de synchroniser sur un « level » positif et de déclencher sur le front montant.



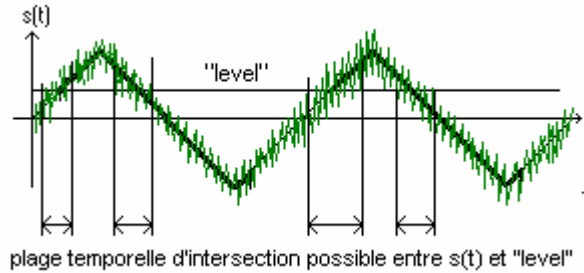
L'instant de déclenchement est donc fixé par "level" et "slope" et dépend du signal $s(t)$. En revanche, la durée d'observation dépend du calibre que l'on choisit pour la base de temps (s/carreau). Sur l'exemple, la durée est trop courte pour observer une période complète. Il faudrait augmenter le calibre de base de temps pour cela.

Il faut noter que lorsque la rampe est en phase ascendante, le système de synchronisation ne prend plus en compte les intersections entre le signal et le niveau de déclenchement. La prise en compte n'est possible que lors des phases de temps mort.

1.1.2. Problèmes posés par le bruit pour la synchronisation.

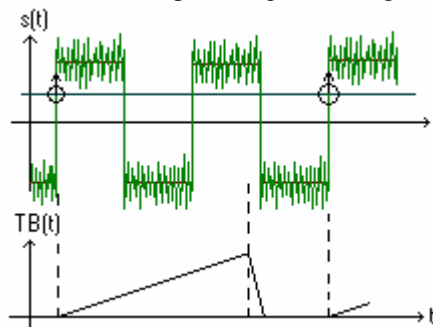
Dans le paragraphe précédent, nous avons supposé que le signal que nous cherchions à observer était « lisse ». Dans la pratique, les expériences étant réalisées dans un environnement électromagnétique pollué, les signaux obtenus correspondent à la superposition d'un signal utile et d'un signal de perturbation appelé « bruit ». Ce bruit peut provenir de rayonnements électromagnétiques captés par les circuits utilisés, ou de perturbations conduites qui proviennent des composants employés ou des sources d'alimentation électrique.

Si on cherche à observer un signal triangulaire comme au paragraphe précédent, mais en présence de bruit, on va se retrouver dans la configuration suivante :



Cette fois, il n'y a plus d'instant précis, correspondant à l'intersection du signal étudié avec le niveau de déclenchement et avec le front voulu, susceptible de permettre un lancement de la base de temps, mais une plage temporelle. L'indétermination sur le début de la montée de la rampe de base de temps va conduire à une trace moins stable et donc plus épaisse. Par ailleurs, même quand le signal étudié décroît en moyenne, il peut présenter un front montant, ce qui étend encore plus la plage susceptible de conduire à un lancement de rampe de synchronisation.

Il existe cependant certains signaux qui permettent une synchronisation correcte malgré le bruit. Il s'agit des signaux qui présentent un front raide. Prenons l'exemple du signal rectangulaire :



Même en présence d'une forte valeur efficace de bruit, l'instant d'intersection entre le signal et le niveau de synchronisation avec un front donné est défini précisément.

Pour résumer, lorsque l'on cherche à synchroniser un appareil, on veillera à choisir le signal le moins bruité, et si possible un signal présentant un front raide.

Cependant, il existe des signaux périodiques pour lesquels la synchronisation n'est pas possible simplement. C'est par exemple le cas pour les signaux qui présentent, par période, plusieurs intersections possibles avec le niveau déclenchement. Il y a alors plusieurs positions stables de la trace à l'écran qui, si elles se superposent, rendent l'interprétation du signal délicate. Il faut alors pouvoir contrôler la durée minimale de temps mort afin de toujours solliciter le même instant de la période pour lancer une base de temps (« holdoff »).

1.2. Cas des oscilloscopes numériques.

Dans un oscilloscope numérique, le signal est acquis dans une mémoire. Le fichier ainsi obtenu est analysé et on recherche les intersections entre le signal acquis et le niveau de déclenchement. Le système sait alors, en fonction de l'instant auquel on veut afficher à l'écran l'intersection entre le signal et le niveau de déclenchement, combien de points il doit conserver avant l'instant repéré et combien il devra en prendre après. Pour chaque position du bouton de base de temps, l'appareil dispose d'un nombre de points fixé pour représenter le signal. La durée d'observation T_0 fixée avec le bouton de base de temps impose implicitement la fréquence d'échantillonnage F_e . Une fois que le fichier est complet en fonction des caractéristiques définies par le protocole de synchronisation, les données sont envoyées à l'affichage pour une trace. Le protocole recommence alors pour la trace suivante et compte tenu de la méthode, la nouvelle trace repassera exactement au même endroit que la précédente... Cette fois, c'est le protocole d'acquisition/affichage des données qui est synchronisé avec le signal à observer, mais le résultat est le même que quand on passe par un signal de base de temps.

Remarque : Sur bon nombre d'oscilloscopes, le signal est toujours représenté avec un nombre de points fixé (1000, 2500...). Cependant, sur les appareils un peu plus performants, disposant d'une capacité mémoire importante, le nombre de points pour représenter le signal diminue avec la durée d'observation T_0 , car rapidement, on ne peut plus augmenter la fréquence d'échantillonnage qui est bornée à quelques GSa/s. Ainsi, sur les oscilloscopes DSO6012A, le signal sur une voie peut être représenté avec $4 \cdot 10^6$ points pour une durée d'observation voisine de la seconde mais ce nombre tombe à 1000 lorsque la durée d'observation est de quelques

ns. Dans ce dernier cas, représenter le signal avec un nombre de points plus important demanderait d'échantillonner avec une fréquence supérieure à 2 GSa/s qui est la limite maximale de l'appareil.

Remarque : Sur les oscilloscopes disposant d'une mémoire de taille importante, certaines opérations, comme la FFT notamment ne sont pas exécutées avec tous les points acquis mais avec un sous échantillonnage. Ainsi, pour des oscilloscopes numérisant les signaux avec $4 \cdot 10^6$ points, la FFT ne sera calculée qu'avec 1000 points. En effet, il faut calculer le spectre et transférer les données assez vite dans l'appareil afin d'avoir un affichage pratiquement en temps réel du spectre, ce qui devient délicat quand la quantité de données est trop importante.

Dans un même ordre d'idée, l'affichage à l'écran se fait également avec un sous échantillonnage du fichier représentant le signal, car la résolution de l'écran ne permet pas de représenter tous les points. Il se peut ainsi que des pics très fins d'un signal ne soient pas visibles à l'écran, excepté en faisant un zoom ce qui interroge la mémoire plus complètement...

1.3. Les différentes options proposées pour la synchronisation.

- *Sur quel signal synchroniser?*

On peut synchroniser sur n'importe quel signal de même fréquence que le signal à observer. En général, on cherche à synchroniser sur un signal d'amplitude importante et le moins bruité possible. On peut choisir différents signaux:

- **CH1** ou **CH2**, c'est-à-dire l'une des deux entrées (ou des quatre entrées sur un oscilloscope 4 voies).
- **Ext** (un signal extérieur branché sur l'entrée BNC Ext. de l'oscilloscope).
- **Line** (synchronisation directe sur le réseau 50 Hz).

- *Quel couplage choisir?*

Par défaut, on peut choisir un couplage DC. Le couplage AC peut servir lorsque l'on veut synchroniser sur la composante variable du signal. On peut également choisir les couplages HFrej et LFrej, afin de synchroniser sur un signal dont on a supprimé, par filtrage interne à l'oscilloscope, respectivement le bruit haute fréquence ou basse fréquence.

- *Quel niveau ("Level").*

On peut régler le niveau de déclenchement du signal grâce au bouton "Level". Il faut veiller à ce que le niveau choisi ne dépasse pas les valeurs extrêmes du signal, sans quoi aucune synchronisation n'est possible.

- *Quel front choisir?*

On peut décider de déclencher la base de temps lorsque le signal franchit "Level" par front montant ou descendant. Plusieurs représentations sont possibles pour cette fonction...observer différents oscilloscopes...

- *Quel mode choisir?*

Le mode "**Auto**" maintient un affichage, même quand aucune synchronisation n'est possible. Sans synchronisation correcte, la base de temps se déclenche automatiquement après une durée très brève sans détection de signal de synchro et la trace dérive.

Le mode "**Normal**" ne laisse aucun signal à l'écran lorsqu'il n'y a pas de synchronisation possible (penser à ce problème quand on n'a plus de trace). Sur certains oscilloscopes numériques, l'appareil affiche néanmoins la dernière trace observée juste avant de perdre la synchro...on peut alors observer une trace sans avoir de signal en entrée!

Le mode **monocoup** ("**Single**") permet d'obtenir un seul balayage à l'écran ce qui peut se révéler utile pour observer des phénomènes transitoires (une dérive, la réponse à un échelon...). Il s'agit d'un mode « Normal » à un seul déclenchement. Certains oscilloscopes disposent d'un mode monocoup direct, alors que sur d'autres, il faut passer en mode « Normal » puis appuyer sur « Single ».

1.4. Travail expérimental.

- *Observer un signal sinusoïdal de 1V efficace et de fréquence 1 kHz à l'oscilloscope. Observer l'effet du niveau de synchronisation e mode « Auto » et « Normal ». Pourquoi n'a-t-on pas de trace instable en mode « Normal » ?*

Même question pour un signal sinusoïdale de même valeur efficace mais de fréquence 0,2Hz. Quel est le problème posé par le mode « Auto » par rapport au mode « Normal » ?

- *Observer un signal continu en mode Auto puis en mode « Normal ». Quel problème pose le mode « Normal » dans ce cas ?*

Bilan : *Pour quelles fréquences ne peut-on pas synchroniser en « Normal » ? Même question pour le mode « Auto ».*

- *Synchroniser sur ce signal et noter l'influence du niveau de synchronisation et du front choisi.*

Réaliser un circuit RC (fréquence de coupure de 1kHz environ)

- *Comment choisir R et C ?*

- Se placer à une fréquence située au-delà de la fréquence de coupure. Essayer de synchroniser sur la tension de sortie du filtre (fortement atténuée en raison du comportement passe-bas du système) lorsqu'on augmente la fréquence. Comparer à une synchronisation sur le signal "TTL" du GBF. Quel est l'intérêt de ce type de synchronisation? Conserver le circuit R-C pour la suite.
- Utiliser l'acquisition avec moyennage lorsque l'oscilloscope est synchronisé sur le signal étudié. Quel est l'effet. Même question si la synchronisation n'est pas effectuée ?

- Signaux sur lesquels on ne peut pas synchroniser simplement :

En utilisant un générateur de fonction arbitraire réaliser un signal périodique passant plusieurs fois par le même niveau avec un front donné sur une période (signal « cardiac » des générateurs 33220A). Quelle est le problème posé vis à vis de la synchronisation ? De même, essayez d'observer une trace stable avec un dispositif générant un signal numérique (suite aléatoire de niveaux 0V ou 5V) et expliquez le problème posé...

- Observation d'un régime transitoire, mode « Single » : Observer la tension délivrée par une alimentation stabilisée (+15V par exemple). Eteindre l'alimentation et observer l'évolution de la tension de sortie... Même démarche lors de la mise sous tension. Dans les deux cas, donner le temps nécessaire pour que les alimentations délivrent 90% de la valeur attendue en régime permanent.

Avant d'activer le mode « Single », il faut préalablement, en mode « Auto », ajuster les réglages d'échelle de temps et d'amplitude, ainsi que le niveau de synchronisation et l'affichage de l'instant d'intersection entre $s(t)$ et « Level ». Puis on passe en mode « normal » (car le monde monocoup est un mode « Normal » à un seul déclenchement), et on appuie sur la touche « Single ». On applique le signal transitoire et l'oscilloscope déclenche une seule fois ce qui permet d'observer ce qui s'est passé sur une plage de temps donné.

II. L'axe Y :

La mise en œuvre de cet axe pose en général moins de problèmes que l'axe X. Cependant, l'utilisation d'une échelle d'amplitude non optimisée conduit à une sortie de résultats par les mesures automatiques dont la qualité peut être médiocre. Si les mesures sont automatiques sur les oscilloscopes numériques, leur qualité ne l'est pas, elle dépend de la qualité de numérisation qui dépend de l'optimisation des échelles en amplitude et en temps qui est du ressort de l'expérimentateur. Il faut que l'utilisateur fasse cet effort, souvent oublié....

II.1. Choix proposés dans le menu relatif à une voie d'entrée de l'oscilloscope.

- Les boutons de calibre :

Ils permettent de fixer le nombre de volts par carreaux (En fait, on fixe l'amplification qui permet de contrôler l'affichage suivant l'axe Y).

Sur la plupart des oscilloscopes, les calibres extrêmes sont 1 mV/carreau et 5V/carreau.

- Mode de visualisation AC, DC, GND :

En mode DC, on visualise l'intégralité du signal de la voie d'entrée. En revanche, en mode AC, le signal est préalablement passé dans un filtre passe-haut. Si le signal d'entrée présente une fréquence fondamentale assez forte (une centaine de Hz au moins), sa composante continue sera supprimée, et on ne visualisera que sa partie variable.

- Calibres de sonde (« probe ») :

Les oscilloscopes sont la plupart du temps livrés avec deux sondes atténuatrices de gain 1/10. Il est possible de trouver des sondes de gain différent. Pour tenir compte directement du gain de la sonde dans la tension affichée, il est possible de rentrer un calibre de sonde dans le menu correspondant.

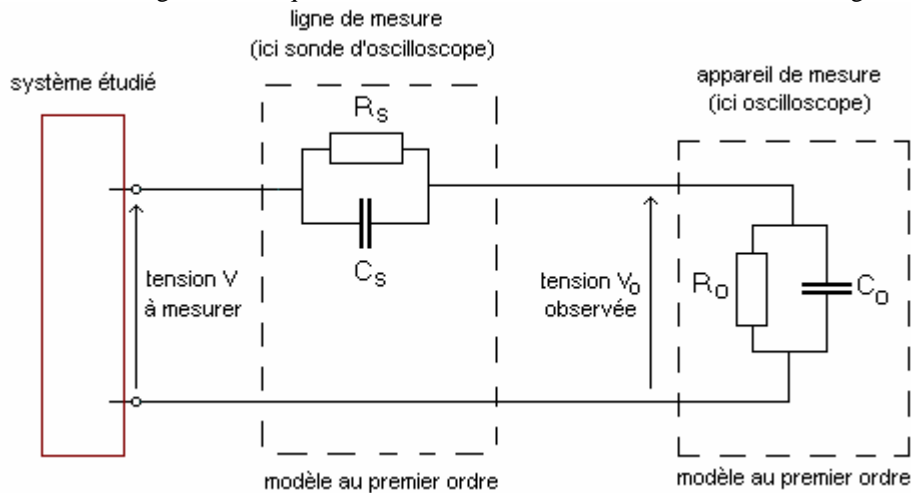
Sur les modèles anciens d'oscilloscopes, quand on retire la sonde pour utiliser un câble de mesure classique, il faudra penser à retirer ce calibre, afin d'obtenir une valeur correcte. Si, lors de mesures, vous vous retrouvez avec des tensions 10, 100 ou 1000 fois trop fortes, il y a de fortes chances pour qu'un calibre de sonde ait été conservé alors que vous n'utilisez plus de sonde. Sur les modèles plus récents (DSO5012A et DSO6012A), la sonde est détectée automatiquement et le calibre est fixé automatiquement s'il s'agit bien du modèle de sonde livrée avec l'oscilloscope... Pour plus de sécurité, il est malgré tout préférable de jeter un coup d'œil....

II.2. Utilisation des sondes atténuatrices.

- Fonction de transfert de l'ensemble ligne de mesure/appareil de mesure :

Il est possible d'utiliser des sondes atténuatrices. Il faut alors penser à prendre en compte l'atténuation (certains oscilloscopes numériques le font automatiquement avec les sondes de leur marque... mais ça n'est pas toujours le cas...). Le rôle de ces sondes est de rendre l'ensemble sonde + oscilloscope le moins perturbateur possible pour le circuit étudié (la sonde représente une impédance beaucoup plus importante qu'un câble coaxial). Par ailleurs, en l'accordant convenablement, on peut faire en sorte que l'information qui est véhiculée du circuit vers l'oscilloscope soit transcrite le plus fidèlement possible. Pour comprendre l'accord des sondes, il

faut savoir que ces dernières peuvent être représentées, au premier ordre comme sur la figure suivante. La capacité C_s de la sonde est réglable. Lorsque l'on fait une mesure, on se retrouve dans la configuration suivante :



Si on s'intéresse à la fonction de transfert au premier ordre d'un tel dispositif, on constate que

$$\frac{V_o(p)}{V(p)} = \frac{\frac{R_o}{1 + R_o \cdot C_o \cdot p}}{\frac{R_o}{1 + R_o \cdot C_o \cdot p} + \frac{R_s}{1 + R_s \cdot C_s \cdot p}} \quad (p=j \cdot \omega \text{ en régime harmonique})$$

Si on fait en sorte que $R_o \cdot C_o = R_s \cdot C_s$, la fonction de transfert devient un simple gain constant et le spectre du signal mesuré n'est pas modifié lors du transfert vers l'oscilloscope. Si cette condition n'est pas satisfaite, la sonde va entraîner une déformation. C'est ce qui se passe lorsque l'on travaille avec un simple câble BNC qui n'a aucune raison d'être accordé... Pour les fréquences inférieures à quelques 100 kHz, cette déformation peut en général être négligée... Entre 100 kHz et 1 MHz, la sonde améliore la qualité de la mesure. Au-delà de 1 MHz, même avec la sonde, la mesure finit par se dégrader.

• *Impédance de la chaîne de mesure :*

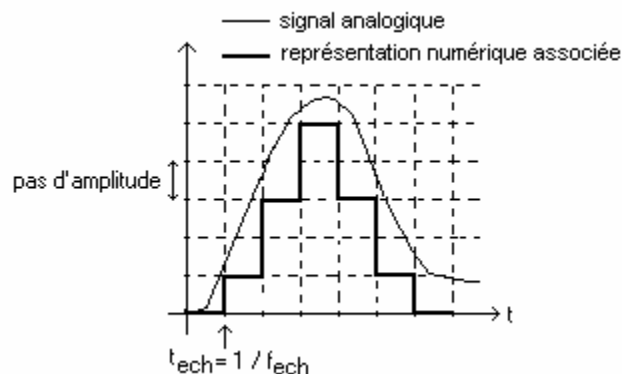
Indépendamment des problèmes d'accord, la sonde permet d'augmenter l'impédance apparente de la chaîne de mesure (quand la sonde est accordée, l'impédance est multipliée par 10. Ce point est très important, notamment lorsque l'on observe l'entrée de circuits dont l'impédance d'entrée dépasse les 100kΩ.

rq : En général $R_s = 9 \text{ M}\Omega$, $R_o = 1 \text{ M}\Omega$, $C_o \approx 10 \text{ pF}$ (Cf. documentation des oscilloscopes utilisés). On arrive alors à un gain de 1/10 d'où l'atténuation.

II.3. Représentation de la tension sur un appareil numérique.

Sur un appareil numérique, nous avons vu que le signal était représenté à travers des échantillons pris à intervalles de temps réguliers. L'échantillonnage réalisé représente une quantification en temps.

De la même façon, la tension qui représente un échantillon ne peut prendre que des valeurs discrètes. Cette quantification en amplitude est liée au mode de représentation. Une tension est associée à un code, et le nombre de codes possibles étant fixé, un échantillon ne peut prendre que des valeurs discrètes de tension. Si on se place dans le cas d'un faible nombre de codes possibles, et en supposant que la tension analogique est représentée par le niveau de tension autorisé immédiatement inférieur, on se retrouve avec une représentation numérique du signal analogique qui présente la forme suivante :



Le nombre de codes possibles est lié au nombre n de bits sur lequel on code l'information. Un bit pouvant prendre deux valeurs différentes, 0 ou 1, coder sur n bits revient à définir 2^n niveaux de tension possibles. Sur les oscilloscopes les plus simples, le codage de la tension se fait sur 8 bits (256 niveaux) ou 9 bits (512 niveaux). Avec de tels nombres de codes possibles et un faible pas d'échantillonnage, le caractère « continu par morceau » de la représentation est bien moins marqué sur un oscilloscope que sur la figure précédente. Cependant, lorsque l'on cherche à faire une mesure à partir de l'image numérique du signal, on devra veiller à dilater au maximum la courbe en amplitude, afin d'utiliser le maximum de codes possibles. Si on n'utilise qu'une faible partie de l'écran, l'effet sera identique à une diminution du nombre de bits sur lequel on a codé l'information. Le signal prendra alors un caractère continu par morceaux plus marqué, et la qualité des mesures sur un tel signal sera médiocre. Pour se convaincre de l'intérêt de l'utilisation d'un plus grand nombre de codes pour obtenir une représentation numérique plus fidèle au signal initial, diviser par deux l'amplitude des niveaux en ordonnée sur la figure précédente et retracer le signal « numérique ». Même chose en doublant le nombre de point acquis...

II.4. Travail expérimental.

- *Accorder une sonde atténuatrice à l'oscilloscope que l'on utilise. Utiliser pour cela un tournevis à demander à l'enseignant. Observer le même signal sinusoïdal sur les deux voies d'un oscilloscope, l'une des voies avec une sonde, l'autre avec un câble coaxial. Observer les différences entre 100kHz et 1MHz puis au-delà de 1 MHz.*

Les oscilloscopes numériques sortent directement certaines caractéristiques des signaux (fréquence, période, valeur crête à crête, valeur efficace, temps de montée, valeur moyenne...). L'appareil sortira pratiquement toujours une réponse, cependant, pour que les mesures aient un sens, il faudra choisir une échelle optimisée en temps et en amplitude avant de réaliser des mesures. On n'obtient pas de bons résultats à partir d'un signal mal numérisé...

- *Visualiser un signal sinusoïdal de valeur crête à crête 38mV en utilisant la pleine échelle. Utiliser les fonctions de mesure de l'oscilloscope pour voir la valeur pic à pic et la valeur efficace qu'indique l'appareil. On synchronisera en externe sur le signal de synchronisation du générateur. Pourquoi cette méthode de synchronisation ? En modifiant l'échelle d'amplitude afin d'obtenir une courbe de plus en plus écrasée sur le centre de l'écran, lire pour chaque échelle les valeurs mesurées par l'appareil. Conclusion ? Reprendre la même expérience avec un moyennage. Lorsque le moyennage est utilisée, et que l'on est sur l'échelle 2V/carreau ou 5V/carreau, faire un « STOP » et zoomer sur la trace pour vérifier ce que l'oscilloscope voit comme signal et ce qu'il utilise pour faire ses mesures. Conclusion ?*

- *On réutilise le circuit R-C qui nous a servi pour synchroniser sur des signaux bruités. On mesure la tension de sortie lorsque l'on travaille dans la bande passante et lorsque la sortie est fortement atténuée (bruit visible). Observer l'indicateur de tension crête à crête et de tension efficace en fonction du niveau de moyennage. Conclure quant à l'utilité de cette opération. Utiliser le moyennage lorsque l'oscilloscope ne synchronise pas correctement. Conclusion ?*

- *Visualiser le même signal sinusoïdal sans offset sur deux voies de l'oscilloscope, l'une en mode DC et l'autre en mode AC en faisant décroître la fréquence de 1 kHz à 1 Hz environ. Quelle opération a été effectuée ? Donner l'allure du gain et du déphasage entre les deux voies en fonction de la fréquence. Donner la fréquence de coupure à -3dB (mesure à partir des amplitudes). Quel est le déphasage entre les deux voies à cette fréquence ? Se placer à un déphasage de 45° et mesurer le rapport des tensions. Conclure quant à la meilleure méthode pour détecter une pulsation de coupure à -3dB dans le cas d'un système du premier ordre.*

De même, observer un créneau de qq 10 Hz simultanément en mode AC et en mode DC.

- *Visualiser un signal sinusoïdal de 1 kHz d'amplitude 1V crête à crête avec une composante continue de 2V. quel est le problème posé ? Passer en mode AC et conclure.*

Remarque : faire des mesures précises ne signifie pas faire des mesures justes. La justesse dépend de l'étalonnage de l'appareil qui doit être fait régulièrement si on veut travailler correctement. Dans le cas contraire, on introduit une erreur dite systématique. Un appareil non étalonné peut donc être précis (toutes les valeurs pour une même mesure sont proches) mais faux (la plage des valeurs trouvées ne contient pas la valeur réelle attendue).

La part de l'incertitude de mesure liée à l'appareil va dépendre de la résolution en amplitude (liée au nombre de bits sur lequel on code l'information) et au nombre de points utilisé pour extraire le résultat recherché (lié à la taille de la mémoire et à la base de temps employée).

III. Les opérations mathématiques :

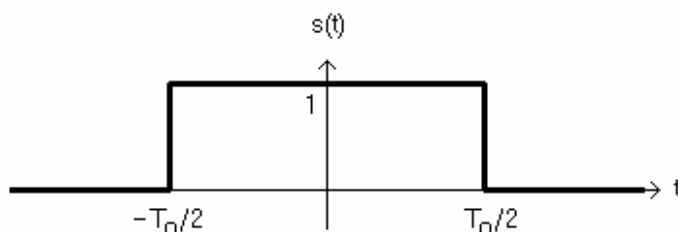
Les oscilloscopes numériques disposent en mémoire des points qui décrivent les tensions observées. Il est alors assez simple de faire des opérations mathématiques sur ces courbes, en traitant les échantillons. On dispose couramment de la somme et de la différence des deux voies, de leur produit. Plus rarement, on peut obtenir la dérivée, une primitive, la racine carrée ou l'analyse du spectre par F.F.T. (transformée de Fourier rapide = « Fast Fourier Transform »). Dans cette partie, nous allons plus particulièrement nous intéresser à l'obtention, par F.F.T. du spectre d'amplitude.

Rappel : TF d'un signal continu

Si on considère une fonction $s(t)$, sa transformée de Fourier $S(f)$ est définie de la façon suivante :

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-2j\pi \cdot f \cdot t} \cdot dt$$

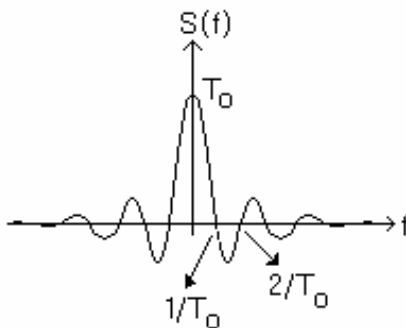
Considérons par exemple le cas d'un signal temporel d'allure suivante :



Si on calcule sa transformée de Fourier, on trouve que

$$S(f) = \int_{-T_0/2}^{T_0/2} e^{-2j\pi \cdot f \cdot t} \cdot dt = \left[\frac{e^{-2j\pi \cdot f \cdot t}}{-2j\pi \cdot f} \right]_{-T_0/2}^{T_0/2} = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot T_0)}{\pi \cdot f} = T_0 \cdot \text{sinc}(\pi \cdot f \cdot T_0)$$

Soit graphiquement

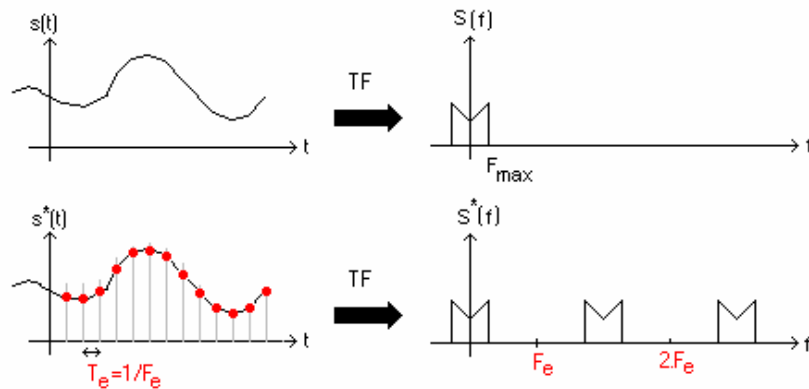


On constate que ce spectre est continu (contrairement aux cas d'un signal périodique) et qu'il prend des valeurs non nulles pour les fréquences négatives.

Lorsque l'oscilloscope numérique traite un signal, il ne peut utiliser qu'un nombre limité d'échantillons de ce dernier (une mémoire ne dispose que d'une capacité finie). Pour cela on échantillonne à intervalles de temps réguliers (fréquence d'échantillonnage f_e) et sur une durée limitée T_0 (troncation). On va voir que ces deux opérations vont modifier de façon notable le spectre obtenu, par rapport à celui que l'on attend. Nous allons commencer par présenter chaque opération individuellement, puis nous verrons ce qui se passe quand on effectue simultanément échantillonnage et troncation.

III.1. L'échantillonnage :

Considérons un signal analogique $s(t)$ dont le spectre est $S(f)$ et le même signal, échantillonné à la fréquence d'échantillonnage F_e , $s^*(t)$ dont le spectre est $S^*(f)$. Les formes des spectres sont alors les suivantes :



On constate que si $F_e > 2F_{\max}$ ($F_e - F_{\max} > F_{\max}$), il suffira de travailler avec une fenêtre d'observation assez restreinte (comprise entre F_{\max} et $F_e - F_{\max}$) et le spectre observé sera le même avec et sans échantillonnage.

En revanche, si $F_e < 2F_{\max}$, on constate que les différents éléments se chevauchent ce qui interdit de pouvoir récupérer une image correcte du spectre... On parle de **repliement de spectre**.

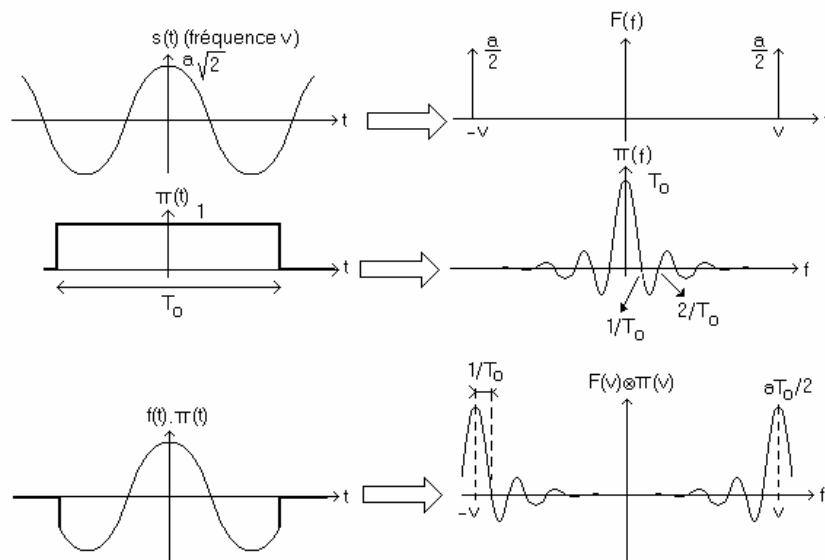
Pour pouvoir s'affranchir du problème de repliement, il faut donc que $F_e > 2F_{\max}$, c'est le théorème de **Shannon**.

rq : bon nombre de signaux périodiques ont un spectre non borné (triangles, créneaux...). Dans ce cas il y aura toujours repliement, mais essentiellement pour les harmoniques de rang élevé (qui sont souvent noyés dans le bruit). En pratique, la limite supérieure du spectre peut par exemple correspondre aux fréquences au-delà desquelles on ne peut plus distinguer le spectre du signal étudié du bruit...

III.2. La troncature (ou troncature):

On ne peut pas visualiser un signal sur une durée infinie. Il est donc nécessaire de se limiter à une plage d'observation T_0 . Cette opération est appelée troncature. Nous allons voir qu'elle a des effets sur les spectres observés.

Si on travaille avec une sinusoïde (ou une raie quelconque d'un spectre), le fait de tronquer le signal temporel $s(t)$ de départ va transformer la raie initiale en un sinus cardinal. On pourra toujours déduire l'amplitude des raies du sinus cardinal, mais la résolution en fréquence est bien entendu altérée. On constate que plus la fenêtre de troncature sera large plus la raie centrale sera fine.



Remarque : sur la figure précédente, l'échelle en amplitude est linéaire. Nous verrons que l'appareil que nous allons utiliser donne, en amplitude, une échelle logarithmique.

III.3. Utilisation du module de F.F.T.

• Choix de la base de temps :

Sur un oscilloscope le nombre de points utilisés pour représenter un signal en vue de la FFT est une constante quelle que soit la base de temps (1000 pour les oscilloscopes Agilent DSO5012A, DSO6012A et HP546xx, 2048

pour les TDS210...). Nous noterons ce nombre N . Le signal est observé sur une durée T_0 fixé avec le bouton de base de temps. L'échantillonnage est réalisé à la fréquence $F_e = 1/T_e$. Ces trois paramètres sont liés :

$$N = \frac{T_0}{T_e} = T_0 \cdot F_e$$

Ainsi, dans la mesure où l'on dispose d'un bouton de base de temps, puisque N est fixé, il n'y a pas de réglage de la fréquence d'échantillonnage. Ce paramètre est fixé implicitement par l'oscilloscope en fonction de la base de temps choisie.

Par ailleurs, le spectre est calculé avec $N/2$ points sur une plage de fréquence allant de 0 à $F_e/2$. Le pas de calcul en fréquence ΔF (écart de fréquence entre deux points successifs du spectre) est donc tel que

$$\Delta F = \frac{F_e/2}{N/2} = \frac{1}{T_0}$$

Pour respecter le critère de Shannon, il faut que $F_e > 2F_{\max}$, ce qui signifie qu'il est nécessaire d'avoir une durée d'observation T_0 assez faible.

Pour obtenir un spectre avec suffisamment de points dans la zone à étudier, c'est-à-dire avec un pas de calcul en fréquence ΔF assez faible, il faut au contraire une faible fréquence d'échantillonnage et donc une durée d'observation T_0 assez importante.

On constate que les deux impératifs précédents s'opposent. Pour observer un spectre convenable, il va donc falloir faire un compromis entre le respect du critère de Shannon et la qualité de la résolution du calcul spectral. Ce compromis n'est pas toujours possible.

- *L'échelle en dB :*

L'échelle de la réponse en amplitude est en dB. La valeur en dB (notée LdB) est reliée à la valeur efficace recherchée par la relation suivante :

$$\text{LdB} = 20 \cdot \log(V_{\text{eff}}/V_0) \quad \text{où } V_0 \text{ vaut 1 Volt efficace}$$

Pour estimer précisément la hauteur d'une raie, nous verrons qu'il est intéressant de dilater les échelles (zoom en fréquence et en amplitude), de choisir une fenêtre de pondération adaptée, et de travailler avec les deux curseurs d'amplitude ce qui nous donnera un encadrement de la valeur obtenue...

L'intérêt de l'échelle log en amplitude, c'est de mieux représenter les harmoniques de poids faible qui seraient difficiles à distinguer du zéro en échelle linéaire...

- *Choix des fenêtres de troncation.*

Dans la pratique, on n'utilise les fenêtres rectangulaires que pour étudier le spectre de phénomènes transitoires. Dans le cas de signaux périodiques, on va plutôt chercher des fenêtres à bords moins abrupts ce qui va avoir des conséquences sur l'allure des raies obtenues.

Pour avoir une bonne précision en amplitude, on utilisera de préférence les fenêtres « flattop » car elles conduisent à des raies assez bombées au voisinage du maximum.

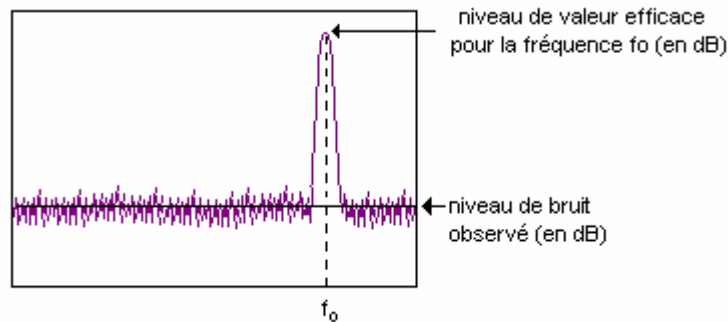
Pour avoir une bonne résolution en fréquence (possibilité de séparer deux raies proches), on préférera les fenêtres de type « hanning » qui conduisent à des raies plus fines...

- *Travail expérimental :*

- On utilise un GBF pour obtenir une sinusoïde $s(t)$ de fréquence f_s (période T_s) voisine de 1 kHz et de valeur efficace S de l'ordre de 1V. On note

$$s(t) = S \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t)$$

- On observe cette courbe à l'oscilloscope en prenant une base de temps permettant **d'observer un peu plus d'une période** (fenêtre d'observation T_0 légèrement supérieure à T_s).
- On fait apparaître la FFT de cette fonction à l'écran. On constate que **l'échelle de fréquence dans le spectre n'est pas adaptée** (25 ou 50kHz par carreau). Cela est lié à **la troncation** sur une plage T_0 , dans la mesure où l'écart de fréquence entre deux points du spectre sera de $1/T_0$. Le nombre de points N dans le spectre étant donné, plus la fenêtre T_0 sera étroite plus le spectre sera calculé sur une plage large de fréquence (N/T_0). Cependant l'écart en fréquence entre deux points successifs du spectre étant grand, on risque de rater des pics si ceux-ci se situent entre les points!
- On règle le bouton de base de temps afin de se ramener à une échelle de fréquence permettant de visualiser le pic au voisinage de 1 kHz au milieu de l'écran (choisir une échelle 250Hz par carreaux par exemple soit un span de 2,5 kHz environ). On observe un **pic d'amplitude finie et de largeur donnée et non un Dirac**...ce qui est, là encore, dû à la **troncation**. Noter la fréquence d'échantillonnage indiquée en bas à droite de l'écran (en Sa/s).

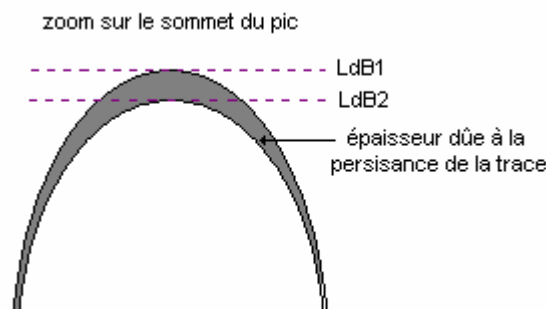


Le niveau bas du spectre correspond au niveau de bruit détecté qui provient à la fois du signal traité et de l'appareil lui-même (le seul fait de numériser un signal revient à introduire du bruit...).

Une fois que l'on a un spectre satisfaisant, si on veut zoomer sur un pic, on ne touche plus au bouton de base de temps, sinon, le spectre sera recalculé avec d'autres paramètres qui ne seront pas forcément corrects.

- Zoomer sur le zone du pic : on doit jouer sur « center frequency » pour ramener le pic étudié au centre de l'écran puis modifier le « span » avec le bouton de zoom et surtout pas en modifiant la base de temps. Puis on adapte l'échelle en amplitude, en jouant sur « offset » qui représente le niveau en dB du centre de l'écran puis sur le nombre de dB par carreau. On essaie différentes fenêtres de pondération (Hanning, flattop, rectangulaire...). On peut les comparer en utilisant la persistance de la trace avec la touche « Display ». On constate que la fenêtre de **Hanning** donne un pic plus fin ce qui est bon pour séparer deux fréquences proches, mais peu précis pour repérer le niveau du sommet du pic. La fenêtre **flattop** donne en revanche un pic plus large et plus bombé au sommet, ce qui permet de mieux repérer le niveau de ce dernier, mais rend difficile la séparation de deux raies proches. La fenêtre **rectangulaire**, donne en revanche un spectre éloigné de ce que l'on attend, car elle est principalement adaptée à l'observation du spectre de signaux transitoires. Il faut noter que pour présenter une forme de pic arrondie, l'oscilloscope procède à une interpolation polynomiale, ce qui signifie que la valeur maximale affichée pour des pics fins est le résultat d'un calcul dont la valeur diminue avec la finesse du pic.
- On va alors chercher à mesurer la valeur efficace de l'harmonique. On va donc utiliser la fenêtre flattop. On utilise alors les curseurs avec la meilleure résolution en amplitude (zoom sur le sommet du pic). On estime l'incertitude sur la position de l'extremum en utilisant la persistance de la trace. A priori, quel est l'effet du bruit sur l'observation en valeur efficace du spectre ? Chaque curseur va alors donner une position en dB (on les note LdB_1 et LdB_2) ce qui va nous permettre de donner un encadrement de la valeur efficace observée.

$$V_{\text{eff}1} \leq S \leq V_{\text{eff}2} \text{ avec } LdB_1 = 20 \cdot \log \frac{V_{\text{eff}1}}{1} \text{ et } LdB_2 = 20 \cdot \log \frac{V_{\text{eff}2}}{1}$$



- On affiche à nouveau tout le spectre calculé, ce qui revient à supprimer tous les effets de zoom. On utilise pour ça la touche « Preset ». On va alors s'intéresser à un phénomène lié à l'échantillonnage, le repliement spectral. On se place à 250 Hz par carreau. On augmente progressivement la fréquence jusqu'à ce que le pic sorte à droite de l'écran. On continue à augmenter la fréquence et on constate qu'un pic apparaît dans l'écran et se déplace vers la gauche lorsque l'on augmente la fréquence ! On rappelle que pour ne pas observer de repliement, il faut échantillonner à une fréquence f_e supérieure à $2F_{\text{max}}$, si F_{max} représente la fréquence maximale dans le spectre du signal étudié. Il se trouve que la fréquence d'échantillonnage de l'appareil (indiquée en kSa/s = kilosamples/seconde) est automatiquement fixée par l'appareil lorsque l'on règle le bouton base de temps afin d'avoir une échelle de fréquence adaptée. Cette fréquence d'échantillonnage est justement le double de la largeur de la plage observée (une échelle 250 Hz par carreau pour 10 carreaux donne une plage de 2,5kHz et donc

une fréquence d'échantillonnage de 5 kS/s). Ainsi, on observe du repliement dès que la fréquence de la sinusoïde atteint 2,5 kHz.

- Pour le signal sinusoïdal précédent, noter le niveau de bruit moyen en fonction de la plage d'analyse en fréquence. Expliquer pourquoi le niveau de bruit moyen augmente lorsque l'analyse se fait avec une plage plus restreinte, c'est-à-dire avec une durée d'observation plus longue.
- On va appliquer tout ce que l'on vient de voir à un signal plus complexe mais connu précisément, le signal triangulaire. On prendra, pour commencer, un triangle de fréquence 1kHz. Mesurer en temporel la valeur maximale du triangle. En FFT donner un encadrement de l'amplitude de l'harmonique 1 et de l'harmonique trois et du rapport du second sur le premier. Le résultat correspond-il à ce qui est attendu ? Que se passe-t-il quand on augmente la fréquence ? Pourquoi le repliement se fait-il sentir plus tôt ?
- Lorsque les signaux périodiques présentent une symétrie par rapport à la demi-période, ils ne présentent que des harmoniques impairs. Si on dissymétrise le signal, on voit apparaître des harmoniques pairs. Pour une dissymétrie marquée, donner un encadrement du second harmonique du signal observé.
- Observer Le spectre en amplitude d'un signal en créneaux. Pourquoi le spectre de ce signal est-il plus difficile à exploiter que celui d'une sinusoïde ou même celui d'un triangle ? Distinguer les raies effectives du signal des raies liées à l'échantillonnage... Pourquoi a-t-on pu éviter ce problème avec la sinusoïde ou le créneau ?

Remarque : Si on s'intéresse uniquement à l'amplitude d'harmoniques de rang faible, on peut choisir de ne conserver que ces derniers et d'éliminer les suivants par filtrage. On parle alors de filtre anti-repliement. On n'observe pas le spectre du signal qui nous intéresse, mais seulement celui d'un signal dont les premières harmoniques ont les mêmes caractéristiques que le signal que l'on cherche à analyser.

Version du 20/10/2009

Stabilité en fréquence d'un oscillateur à boucle de réaction : effet de l'amplificateur

- Rédaction du cours et travail expérimental associé :

Jean-Baptiste Desmoulins (P.R.A.G.)
mail : desmouli@physique.ens-cachan.fr

- Notions fondamentales abordées lors de cette séance :

- conservation du produit gain-bande passante dans un amplificateur à boucle de réaction.
- distorsion par slew rate d'un circuit amplificateur.
- structure d'un oscillateur à boucle de réaction.
- incidence de la sélectivité du filtre de la boucle de retour dans la stabilité en fréquence de l'oscillateur : origine de cette instabilité en fréquence.

• *Présentation* : Dans ce TP, nous allons commencer par nous intéresser aux propriétés dynamiques essentielles d'un circuit amplificateur à base d'amplificateur opérationnel. Nous utiliserons ensuite cet amplificateur pour réaliser un oscillateur à boucle de réaction dont nous testerons la stabilité en fréquence. L'objectif final sera de discuter des modifications à apporter à l'oscillateur afin de le rendre plus stable.

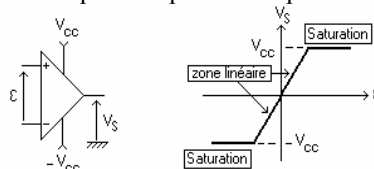
I. Limites dynamiques d'un circuit amplificateur à base d'amplificateur opérationnel : exemple de l'amplificateur non inverseur.

I. 1. Modélisation d'un amplificateur opérationnel :

Nous allons commencer par poser les modèles avec lesquels nous comptons expliquer les limites de fonctionnement des amplificateurs à base d'amplificateur opérationnel.

I.1.1. Représentation statique :

L'amplificateur opérationnel est un composant actif (il est réalisé à partir de transistors). Pour fonctionner, il doit donc être polarisé (entre $-V_{cc}$ et $+V_{cc}$ avec V_{cc} compris entre 8V et 20V pour le composant que nous allons étudier dans le TP. On prendra $V_{cc}=15V$). Suivant le montage réalisé, il peut fonctionner en amplificateur (il est alors polarisé en zone linéaire) ou en comparateur (dans ce cas, il va fonctionner en passant d'une zone de saturation à l'autre. Le schéma et la caractéristique statique du composant sont donnés sur la figure suivante :



Pour un signal variant en fonction du temps, la caractéristique sera modifiée dans la zone linéaire. Nous allons maintenant présenter ce problème.

I.1.2. Représentation dynamique :

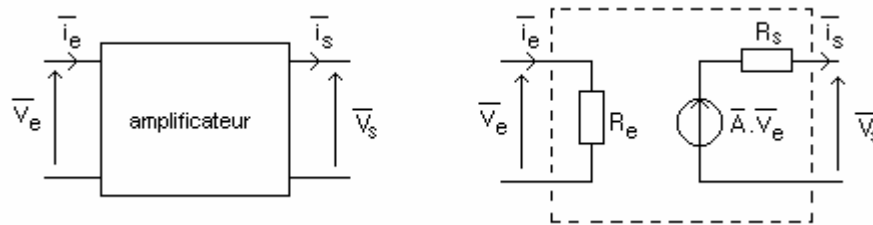
Nous allons adopter un modèle linéaire simple au premier ordre, suffisant pour tenir compte du caractère passe-bas du circuit amplificateur opérationnel. Par ailleurs, nous présenterons un effet dynamique non-linéaire susceptible de perturber le comportement des circuits à haute fréquence, le slew-rate. Nous négligerons, dans ce sujet les défauts statiques du composants (tensions et courants de décalage).

Remarque : l'amplificateur opérationnel peut fonctionner en comparateur lorsqu'on l'insère dans un circuit à rétroaction positive. Néanmoins, ce fonctionnement demande des commutations rapides entre deux niveaux de tensions (écart de 30V dans notre cas). Quand on a besoin d'un comparateur performant, on utilisera de

préférence un composant explicitement appelé « comparateur » et non un amplificateur opérationnel... Dans ce document, ce type de fonctionnement ne sera pas exploré.

1.1.2.1. Représentation générale d'un amplificateur de tension.

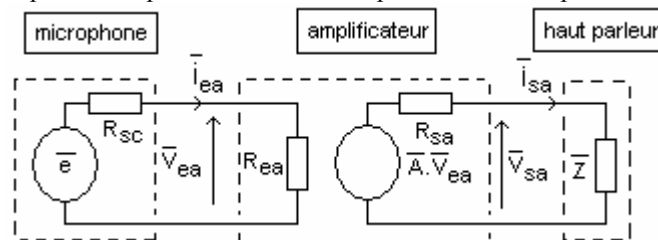
Pour tous les amplificateurs de tension (amplificateur opérationnel seul, ou amplificateur opérationnel intégré dans un circuit d'amplification comme l'amplificateur non inverseur), en régime sinusoïdal forcé, nous allons choisir une modélisation correspondant au schéma suivant :



R_e sera la résistance d'entrée, R_s la résistance de sortie et A le gain en tension (gain complexe).

Remarque : Par soucis de simplification, on a choisi de parler de résistance et non d'impédance en entrée en sortie des circuits. On supposera que les ordres de grandeur rendent cette simplification justifiée.

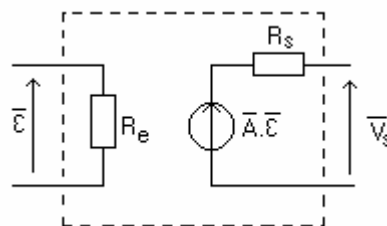
Remarque : En général, on aura intérêt à avoir une résistance d'entrée très forte pour que l'amplificateur appelle le moins de courant possible en sortie de l'étage qui précède (par exemple un capteur de type microphone). On cherchera également à faire en sorte qu'il ait une très faible résistance de sortie afin que le niveau de tension qu'il délivre ne soit pas affecté par le courant appelé par le dispositif de sortie (par exemple un haut parleur ou un appareil de mesure). Pour comprendre ces problèmes, on peut se référer au schéma suivant représentant une chaîne d'amplification placée entre un microphone et un haut parleur :



Pour que cette chaîne fonctionne au mieux, il faut que $R_{sc} \ll R_{ea}$ afin que la tension v_{ea} ressemble le plus possible à la tension e . Par ailleurs, il faut que R_{sa} soit la plus faible possible devant le module de Z ce qui permet d'avoir une tension v_{sa} la plus proche possible de la tension récupérée pour un amplificateur idéal (R_{sa} nulle). Il faut par ailleurs s'assurer que le courant appelé en sortie de l'amplificateur ne dépasse pas ses capacités afin d'éviter une distorsion sur le signal en sortie.

1.1.2.2. Caractéristiques linéaires du circuit amplificateur opérationnel.

Si on adopte le schéma précédent pour l'amplificateur opérationnel, on se retrouve dans la configuration suivante :



$\varepsilon = V_+ - V_-$ est la tension différentielle d'entrée prise entre les entrées « + » et « - » du composant.

On va considérer que le gain en tension de l'amplificateur opérationnel correspond à un comportement de filtre passe-bas du premier ordre. Ce gain, appelé également gain en boucle ouverte, peut donc se mettre sous la forme suivante:

$$\overline{A} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

Dans ce TP, nous allons essentiellement étudier un composant particulier, le TL081. Il s'agit d'un amplificateur bon marché, destiné à l'amplification d'un signal audio, réalisé à partir de transistors MOS. Le

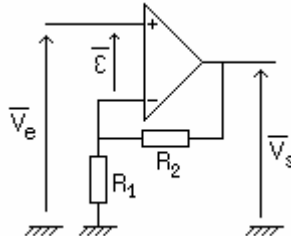
procédé de fabrication conduit à une dispersion importante sur les valeurs de A_0 et f_0 . On peut néanmoins citer les ordres de grandeur suivants:

$$A_0 \approx 10^5 \text{ et } f_0 \approx 10\text{Hz}$$

La résistance d'entrée de cet amplificateur opérationnel est très grande (de l'ordre de $10^{12}\Omega$), ce qui fait que l'on peut considérer qu'il ne rentre aucun courant sur les entrées + et - de l'amplificateur opérationnel en régime dynamique. La résistance de sortie est faible (très inférieure à 1Ω).

1.1.2.3. Caractéristiques linéaires du circuit amplificateur non inverseur.

L'amplificateur non inverseur présente la structure suivante :



Si on suppose que l'amplificateur opérationnel présente une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle, pour un gain en tension A tel que

$$\bar{A} = \frac{A_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}$$

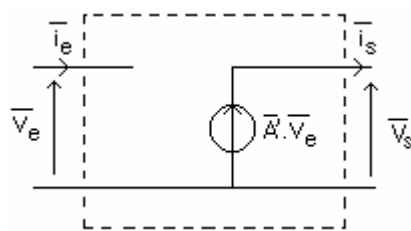
on peut écrire que

$$\bar{\varepsilon} = \bar{V}_+ - \bar{V}_- \quad ; \quad \bar{V}_+ = \bar{V}_e \quad ; \quad \bar{V}_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \bar{V}_s \quad ; \quad \bar{V}_s = \bar{A} \cdot \bar{\varepsilon}$$

On en déduit que

$$\frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_e} = \frac{\bar{A}}{1 + \bar{A} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{\frac{A_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}}{1 + \frac{A_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{\frac{A_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0} \cdot \frac{A_0 \cdot R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{A_0'}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}} = \bar{A}'$$

L'amplificateur non inverseur, compte tenu des hypothèses faites, peut donc être représenté de la façon suivante :



Si on suppose que A_0 est très grand, on constate que le gain statique A_0' de ce montage est conforme au résultat trouvé usuellement quand on suppose que le gain est infini, à savoir

$$A_0' = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

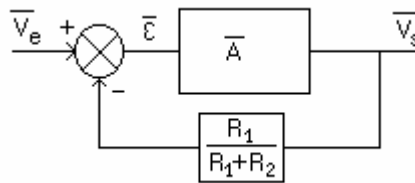
On constate également que le **produit gain-bande est constant** puisque

$$A_0' \cdot f_0' = A_0 \cdot f_0$$

Le produit gain bande en boucle ouverte est donc conservé lorsque l'on travaille en boucle fermée. Si on cherche à réaliser un montage non inverseur à **fort gain statique, la bande passante du montage sera faible**. Si on cherche, en revanche, une grande bande passante, on devra travailler avec des étages à faible gain.

Remarque : Pour l'amplificateur TL081, si on suppose $A_0 \approx 10^5$ et $f_0 \approx 1\text{ MHz}$, pour faire de l'amplification audio (bande passante de l'ordre de 10 kHz), on devra se limiter à un gain voisin de 100 si on veut éviter de filtrer une partie du signal à amplifier.

Remarque : A partir des équations précédentes, on peut faire apparaître la rétroaction en construisant le schéma bloc suivant



C'est cette rétroaction qui impose une relation entre le gain et la bande passante.

1.1.2.4. Limite non linéaire : Le slew rate.

De par sa conception, l'amplificateur opérationnel ne peut pas fournir une tension de sortie dont la pente dépasse, en valeur absolue, une valeur limite σ , appelée "slew rate".

$$\sigma = \left(\frac{dV_s}{dt} \right)_{\max}$$

Cet effet non linéaire se manifeste, par exemple, lorsque l'on travaille avec des signaux de forte amplitude présentant des variations rapides. Dans le cas d'une sinusoïde d'amplitude S et de pulsation ω , la pente maximale vaut $S \cdot \omega$. Le phénomène apparaîtra donc à une fréquence d'autant plus basse que l'amplitude est élevée.

En pratique, si on met en œuvre un amplificateur, le slew rate donne l'ordre de grandeur de la plage d'amplitude et de tension à partir de laquelle les problèmes vont survenir. En revanche, pour juger la qualité d'un amplificateur en terme de linéarité, on doit, pour un signal sinusoïdal d'entrée, analyser la sortie en transformée de Fourier et vérifier que le taux de distorsion observé est conforme à ce que l'on attend.

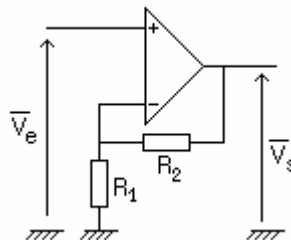
Pour le TL081, le slew rate est donné forcément supérieur à 8 V/ μ s. La valeur typique est voisine de 10 V/ μ s.

1.2. Travail expérimental sur l'amplificateur opérationnel.

L'objectif de cette partie est de mettre en évidence et de quantifier les limites dynamiques du composant employé. On utilisera certaines des mesures faites pour expliquer certains problèmes rencontrés dans la partie suivante relative aux oscillateurs, dans laquelle le circuit amplificateur non inverseur sera utilisé.

1.2.1. Produit gain-bande du montage non inverseur.

Réaliser un montage suivant (non inverseur) pour quatre valeurs de gain différentes, voisines de 2, 11, 48 et 101. Pour obtenir les gains choisis, on choisira les couples de résistances (R_1, R_2) suivants: (1k Ω , 1k Ω) ; (1k Ω , 10k Ω) ; (1k Ω , 47k Ω) ; (1k Ω , 100k Ω). Les valeurs de ces résistances sont définies à 5%.



• Mesures :

Pour éviter que les problèmes de slew rate apparaissent à basse fréquence, on fera en sorte de limiter l'amplitude appliquée en entrée. On travaillera avec une amplitude crête d'entrée de 100 mV. Expliquez.

- Pour chaque circuit, **mesurez** le gain dans la bande passante ainsi que la fréquence de coupure à -3 dB en donnant à chaque fois un résultat sous forme d'encadrement. Lorsque vous notez la coupure à -3 dB, notez le déphasage entre l'entrée et la sortie pour la fréquence correspondant à cette atténuation. Avec le modèle choisi, quelle valeur doit on obtenir en théorie ? Expliquez les écarts observés.

- Placez un potentiomètre de 10 k Ω à la place de la résistance R_2 en conservant R_1 égale à 1 k Ω . On travaille à 30 kHz environ. Notez le déphasage entre la tension de sortie et la tension d'entrée pour des valeurs de R_2 allant de 1 à 10 k Ω environ par pas de 1k Ω (on mesurera à l'ohmmètre ou on utilisera des boîtes à décade). Observez simultanément la caractéristique sortie/entrée de l'amplificateur en XY. Conclusion ? On gardera cette étude à l'esprit pour la partie portant sur l'oscillateur.

1.2.2. Mise en évidence du Slew rate :

Cette fois, on va chercher à faire apparaître le phénomène de slew rate à la fréquence la plus faible possible, afin d'éviter d'être simultanément confronté à des problèmes de bande passante.

• **Mesures :**

On travaille avec le circuit amplificateur non inverseur présentant un gain voisin de 100 et avec un signal de 100 mV crête en entrée.

- Regardez à partir de quelle fréquence vous pouvez observer à l'œil une distorsion sur le signal de sortie.
- Mesurez la pente limite du signal de sortie correspondant à cette distorsion par l'observation temporelle du signal à cette fréquence.
- Passez en FFT et calculez le taux harmonique de distorsion pour cette fréquence.
- A partir de quelle fréquence ne peut-on plus observer de distorsion par observation en FFT ? Quelle technique d'observation est la plus sensible pour caractériser l'apparition d'une distorsion ?

II. Réalisation d'un oscillateur à boucle de réaction : problème de sa stabilité en fréquence.

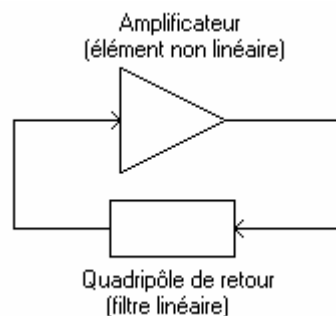
Exemple d'un oscillateur à pont de wien et comparaison avec un oscillateur à quartz

Après avoir présenté la structure d'un oscillateur à boucle de réaction à travers un exemple simple, celle de l'oscillateur à pont de wien, nous allons réfléchir au problème de la stabilité en fréquence de cet oscillateur et chercher à comprendre ce qu'il faut faire pour rendre la fréquence obtenue la plus stable possible. Cette stabilité est fondamentale dans de nombreuses applications usuelles telle que la montre ou les horloges qui cadencent les appareils numériques. L'étude qui suit montrera qu'un oscillateur tel que l'oscillateur à pont de wien présente peu d'intérêt pratique pour ce type d'application. On préférera un oscillateur à quartz dans ces cas là.

II.1. Structure et fonctionnement d'un oscillateur à boucle de réaction.

II.1.1. Structure générale des oscillateurs à boucle de réaction.

La structure de ce type d'oscillateur est résumée sur le schéma suivant :



Il faut un élément amplificateur présentant une non linéarité dans la chaîne directe. Un élément sélectif dans la boucle de retour. Le rôle de la non-linéarité de l'élément amplificateur de la chaîne directe est de stabiliser l'amplitude des oscillations qui divergeraient dans le cas d'un comportement purement linéaire.

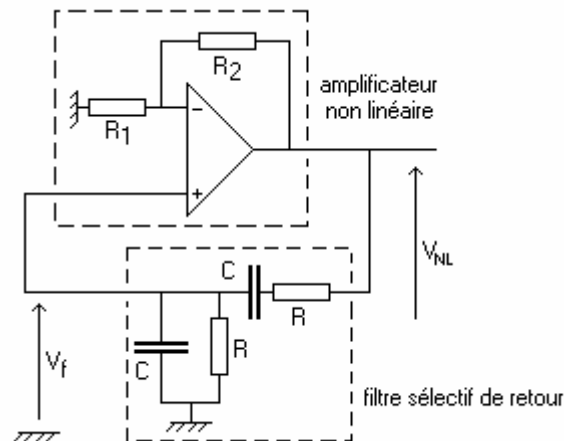
Remarque : on trouve des structures de ce type pour les oscillateurs électroniques, mais également pour les oscillateurs optiques tels que les lasers.

II.1.2. Exemple de l'oscillateur à pont de Wien.

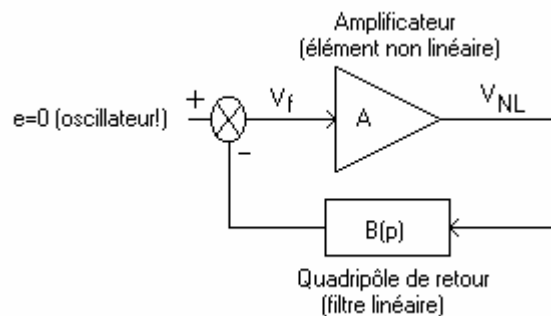
Nous allons désormais nous intéresser au cas particulier de l'oscillateur à pont de Wien. Cet oscillateur, quoi que peu performant va nous permettre d'appliquer une méthode d'approche générale pour les oscillateurs de ce type. Nous allons tout d'abord faire apparaître la structure générale d'un oscillateur quasi-sinusoïdal en identifiant l'amplificateur et le filtre sélectif. Ceci étant fait, nous verrons la condition à vérifier pour que les oscillations apparaissent. Nous pourrons alors calculer les principales grandeurs attendues (fréquence et amplitude des oscillations notamment).

II.1.2.1. Structure et identification des différents éléments.

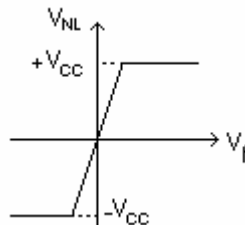
Le circuit se présente sous la forme suivante :



On peut se ramener à une symbolique de système bouclé classique en sachant que l'on travaille à entrée nulle puisque l'on étudie un oscillateur...



• Dans sa zone de fonctionnement linéaire, l'amplificateur a un gain $A=1+R_2/R_1$ (pour l'étude du démarrage, ce gain sera suffisant), pourvu que l'oscillation se fasse dans la bande passante de l'amplificateur. Cependant la tension de sortie de l'amplificateur est limitée à la plage $[-V_{cc}; +V_{cc}]$. Sa caractéristique entrée-sortie, si on suppose l'amplificateur opérationnel parfait (excepté vis à vis de la saturation) est donc la suivante:



- Le filtre de retour est un filtre passe bande dont la fonction de transfert est la suivante

$$B(p) = \frac{-V_f}{V_{NL}} = -\frac{\frac{R}{1+R.C.p}}{\frac{R}{1+R.C.p} + R + \frac{1}{C.p}} = -\frac{R}{R + R + R^2.C.p + R + \frac{1}{C.p}} = \frac{-1}{3 + R.C.p + \frac{1}{R.C.p}} = \frac{-\frac{1}{3}}{1 + Q\left(\frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p}\right)}$$

(si on pose $\omega_0=1/RC$ et $Q=1/3$).

II.1.2.2 Condition de démarrage des oscillations.

Un système bouclé du type décrit dans notre exemple est instable lorsque l'un des pôles de sa fonction de transfert en boucle fermée a une partie réelle positive. Ces pôles sont les solutions de l'équation

$$A.B(p) = -1$$

Ils peuvent être calculés en résolvant l'équation

$$p^2 + \frac{\omega_0}{Q}\left(1 - \frac{A}{3}\right)p + \omega_0^2 = 0$$

Le calcul montre que le montage est théoriquement instable pour $A > 3$.

II.1.2.3. Le régime permanent d'oscillation: fréquence et amplitude des oscillations.

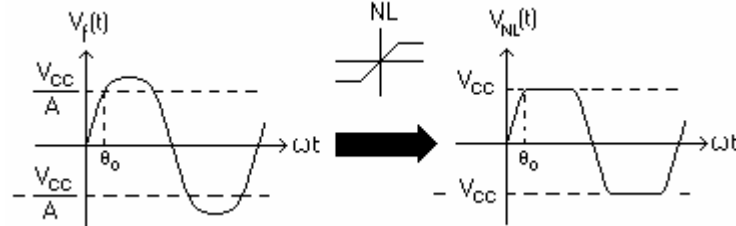
• La méthode du premier harmonique: En régime permanent, la non linéarité de l'amplificateur se fait sentir et il n'est plus possible de raisonner aussi simplement que lors du démarrage. On va faire l'hypothèse dite du premier harmonique. Pour une amplitude de signal en entrée de l'amplificateur donnée, on regarde l'allure de la sortie (elle est affectée par la non-linéarité). De la sortie distordue, on extrait le premier harmonique. La non linéarité est alors modélisée par un gain linéaire \bar{N} équivalent, rapport du premier harmonique de la sortie sur l'entrée (ce gain remplace le gain A de l'étude du démarrage). On suppose que le rôle des harmoniques autre que le fondamental sont négligeables, car elles sont suffisamment éliminées par le filtre sélectif. Une fois \bar{N} calculé, la condition d'oscillation est donnée par

$$\bar{N}.B(j\omega) = -1$$

La résolution de cette équation complexe nous donnera la fréquence des oscillations ainsi que leur amplitude.

• Application à notre exemple :

Nous allons supposer que $V_f(t) = V \cdot \sin(\omega.t)$ (V et ω sont les inconnues que nous recherchons). $V_{NL}(t)$ vaut $A.V_f(t)$ tant que $V_f(t)$ est inférieure, en valeur absolue, à V_{cc}/A . Sinon elle vaut $+V_{cc}$ ou $-V_{cc}$.



On constate que la non-linéarité n'introduit pas de déphasage (il n'y a pas d'hystérésis) ce qui signifie que le gain équivalent \bar{N} sera réel. L'amplitude du premier harmonique de V_{NL} est notée V_{NL1} et elle vaut

$$V_{NL1} = \frac{2}{T} \int_T V_{NL}(t) \cdot \sin(\omega.t) dt = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_{NL}(\theta) \cdot \sin \theta d\theta = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\theta_0} A.V \cdot \sin^2 \theta d\theta + \int_{\theta_0}^{\frac{\pi}{2}} V_{cc} \cdot \sin \theta d\theta \right]$$

Sachant que $V_{cc} = A.V \cdot \sin \theta_0$, on trouve

$$\bar{N} = \frac{2.A}{\pi} \cdot \left(\theta_0 + \frac{\sin(2\theta_0)}{2} \right)$$

Finalement, la condition $\bar{N}.B(j\omega) = -1$ nous donne que

$$\boxed{\omega = \omega_0} \quad \text{et que} \quad \boxed{\bar{N} = \frac{2.A}{\pi} \cdot \left(\theta_0 + \frac{\sin(2\theta_0)}{2} \right) = 3}$$

On peut alors en déduire V par une approche graphique.

Conclusion : Nous allons constater que si cette approche est satisfaisante pour les ordres de grandeur, elle est insuffisante quantitativement. Nous allons notamment constater que la fréquence d'oscillation fluctue quand A augmente ce que notre modèle ne permet pas d'expliquer

Remarque : l'hypothèse du premier harmonique sera d'autant plus justifiée que les harmoniques ont peu d'incidence sur l'entrée de l'amplificateur, c'est à dire que le filtre de retour est sélectif.

II.1.2.4. La question de la stabilité en fréquence.

Dans notre approche, nous avons précédemment supposé que N était réel ce qui signifie que l'amplificateur n'introduit pas de déphasage. En pratique, c'est inexact puisque l'amplificateur opérationnel présente une bande passante limitée, et son utilisation dans un circuit amplificateur non inverseur conduit à une bande passante d'autant plus faible que le gain sera grand. Ainsi, une fluctuation du gain statique de l'amplificateur non inverseur provoque une fluctuation de sa bande passante et donc du déphasage qu'il va introduire entre entrée et sortie. Soit $\delta\theta$ cette fluctuation de déphasage résultant d'une fluctuation de gain statique. Nous allons constater qu'il en résulte une fluctuation de fréquence de l'amplificateur.

La relation d'oscillation est donnée par

$$\bar{N}.B(j\omega) = -1$$

Elle permet d'écrire

$$\text{Arg}(\bar{N}) + \text{Arg}(B(j\omega)) = \pi$$

En différentiant la dernière relation, on trouve

$$\delta\theta + d\phi = 0 \quad (\phi \text{ argument de } B) \quad \text{soit} \quad \delta\theta = - \left(\frac{\partial\phi}{\partial\omega} \right)_{\omega_0} . d\omega$$

on peut alors écrire que $\frac{\delta\omega}{\delta\theta} \approx \frac{-1}{\left(\frac{\partial\phi}{\partial\omega} \right)_{\omega_0}}$

Dans le cas du pont de Wien, on a

$$B(p) = \frac{-\frac{1}{3}}{1 + Q \cdot \left(\frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p} \right)} \approx \frac{-\frac{1}{3}}{1 + 2 \cdot j \cdot Q \cdot \frac{\delta\omega}{\omega_0}} \quad \text{soit} \quad \phi \approx -\text{Arc tan} \left(2 \cdot Q \cdot \frac{\delta\omega}{\omega_0} \right) \quad \text{et donc} \quad \frac{\delta\omega}{\delta\theta} \approx -\omega_0 / 2 \cdot Q$$

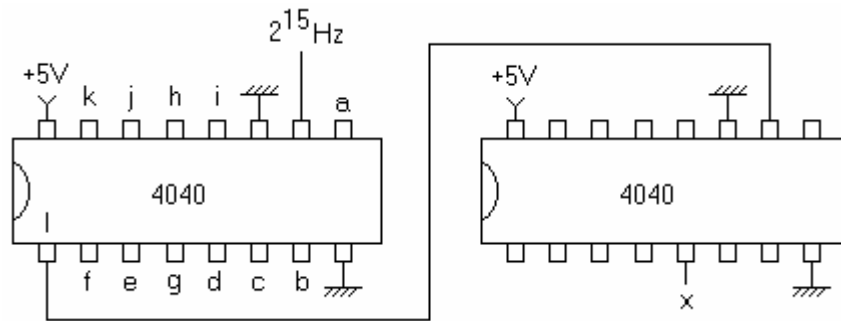
Dans le cas de l'oscillateur à pont de wien, Q est voisin de 1/3 ce qui explique d'une petite fluctuation de phase conduit à une fluctuation relative de fréquence importante. Dans le cas des oscillateurs à quartz, on peut obtenir des valeurs de Q de l'ordre de 100000 ce qui conduit à une bien moindre sensibilité aux fluctuations de gain et aux fluctuations de phase qui en résultent.

II.2. Travail expérimental.

On réalise un oscillateur à pont de wien en prenant $R_1=1k\Omega$, R_2 un potentiomètre de $10k\Omega$, $R=1k\Omega$; $C=4.7nF$ et un amplificateur opérationnel de type TL081.

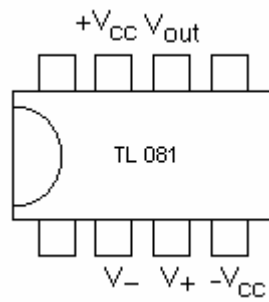
• Mesures :

- Relever la fonction de transfert du filtre sélectif, étudié seul, et donnez un encadrement de sa fréquence centrale.
- Donner un encadrement de la valeur de gain statique à appliquer pour que les oscillations démarrent en mesurant les résistances à l'ohmmètre. Observez le transitoire de démarrage en mode monocoup.
- Pour des valeurs du potentiomètre allant de $2.1k\Omega$ à $3k\Omega$ par pas de 100Ω environ, relevez la fréquence de l'oscillateur à quartz. Comparez cette courbe avec celle relevée lors de l'étude de l'amplificateur opérationnel qui donnait l'évolution du déphasage en fonction du gain statique. Que pouvez-vous conclure ? A-t-on la relation attendue entre déphasage, fréquence et facteur de qualité ?
- On envoie sur la voie 1 de l'oscilloscope le signal de sortie de l'oscillateur à pont de wien et sur la voie 2, la sortie d'un oscillateur à quartz à 2^{15} Hz. On commence par déclencher sur la voie 1 et on n'observe que le signal de l'oscillateur à pont de wien.
Pour un gain voisin de 3 permettant d'avoir une oscillation, envoyer le signal de sortie sur la voie 1 de l'oscilloscope et mesurer en moyennant la période du signal obtenu. Multiplier par 1000 cette période, et décaler l'instant de déclenchement de cette durée, vers la gauche en affichant toujours un peu plus d'une période à l'écran. Afficher la trace sur la moitié supérieure de l'écran et activer une persistance infinie de la trace. Qu'observez-vous ? En déduire l'ordre de grandeur de la stabilité en fréquence de votre oscillateur sur la durée de l'expérience.
On cesse d'afficher la voie 1 et avant d'afficher la voie 2, on déclenche sur cette voie. On affiche alors la voie 2, celle qui nous donne la sortie de l'oscillateur à quartz, dans la moitié basse de l'écran, afin qu'elle ne se superpose pas avec la courbe précédente. Que peut-on dire de la stabilité en fréquence du quartz, sur la durée de l'expérience par rapport à celle de l'oscillateur à pont de wien ? Lequel des deux est le plus indiqué pour réaliser une montre ? Pourquoi la fréquence évolue-t-elle quand on n'agit pas sur le potentiomètre ?
- Faire l'acquisition d'un peu plus d'une période d'oscillation avec la macro Igor permettant d'obtenir 100000 points du signal de sortie de l'oscillateur à pont de wien (seule cette voie est active !). En déduire un encadrement de la fréquence. On répète cette expérience 5 fois afin d'obtenir 5 encadrements. Comparez les valeurs obtenues. Que peut-on en conclure ? Pourrait-on utiliser cet oscillateur pour réaliser une montre ?
- De même, avec la maquette de l'oscillateur à quartz à 2^{15} Hz (32768 Hz), faire l'acquisition d'un peu plus d'une période d'oscillation avec la macro Igor permettant d'obtenir 100000 points. En déduire un encadrement de la fréquence. On répète cette expérience 5 fois afin d'obtenir 5 encadrements. Comparez les valeurs obtenues. Que peut-on en conclure ?
- Toujours avec l'oscillateur à quartz, on va diviser la fréquence par 2^{15} afin d'obtenir un Hertz. On va réaliser pour ça le circuit suivant, comportant 2 compteurs synchrones en cascade (type 4040), avec pour fréquence d'horloge la sortie de l'oscillateur à 2^{15} Hz



Observez les sorties a, b, c, d ...etc. Quelle est la fonction réalisée par les compteurs synchrones. A quelle fréquence se trouve la patte x ?

Annexe : Brochage du TL081.



Transmission de l'Information

TP n°1 - Modulation et démodulation d'amplitude

La transmission d'un signal informatif $s_m(t)$, 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 $p(t) = A_p \cos(\omega_0 t)$. On peut soit moduler l'amplitude de la porteuse (modulation d'amplitude) soit la fréquence ou la phase de la porteuse (modulation angulaire). On s'intéresse ici au cas de la modulation d'amplitude en mettant en évidence les principales propriétés de la modulation et de la démodulation.

A. La modulation d'amplitude

I. Caractéristiques de la modulation d'amplitude

1. Définitions

Parmi les différentes méthodes de modulation, on distingue le plus souvent la modulation double bande à porteuse supprimée (DBPS) et la modulation double bande à porteuse conservée (DBPC). Les expressions du signal modulé sont les suivantes.

$$\text{DBPS : } s(t) = S_p [k_a s_m(t)] \cos(\omega_0 t).$$

$$\text{DBPC : } s(t) = S_p [1 + k_a s_m(t)] \cos(\omega_0 t)$$

Dans le cas particulier d'un signal modulant sinusoïdal, on pose $s_m(t) = S_m \cos(\Omega_m t)$ avec $\Omega_m = 2\pi f_m$, et l'on définit l'indice de modulation par $m = k_a S_m$.

$$\text{DBPS : } s(t) = S_p m \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_0 t)$$

$$\text{DBPC : } s(t) = S_p [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_0 t)$$

Il existe aussi une modulation dite BLU (bande latérale unique).

2. 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 vaut $\frac{S_p m}{2}$.

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

L'intérêt de la modulation DBPS par rapport à la DBPC est de ne pas transmettre d'énergie "non-informative" par la raie à la fréquence de la porteuse, f_0 .

La modulation de type BLU est obtenue en ne gardant qu'une seule des bandes latérales ce qui réduit l'encombrement spectral. Cette notion se révèle d'ailleurs très importante dans le cas des télécommunications optiques, conduisant à l'heure actuelle à de nombreux projets de recherche.

II. Exemple de réalisation

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

AD633 qui réalise la fonction $S = \frac{1}{10} X.Y + W$.

Appliquer un signal modulant sinusoïdal (à moyenne nulle) de fréquence "audio" (on choisit ici 1 kHz – générateur Tekelec) sur l'entrée "Mod." de la maquette et un signal sinusoïdal (à moyenne nulle) de fréquence $f_0 = 35$ kHz (générateur HP33120A) sur l'entrée "Port." de la maquette.

1. Cas de la modulation DBPS.

Relier le point B à la masse (donc $W=0$). On se retrouve alors dans le cas de la Figure 1.

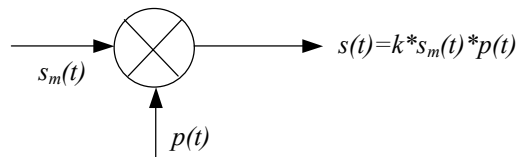


Figure 1. Modulation d'amplitude par circuit multiplieur

Le signal modulé $s(t)$ s'écrit alors : $s(t) = \frac{1}{10} S_p S_m [\cos(2\pi f_m t) \cos(\omega_0 t)]$.

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 (avec un span donné donc une résolution donnée on change simplement la fréquence centrale).

Observer l'influence du signal modulant (spectre).

Peut-on déterminer l'indice de modulation ?

2. Cas de la modulation DBPC

2.1. Ce cas est obtenu en reliant les points A et B de la maquette, et ce afin d'appliquer la porteuse sur l'entrée W .

Le signal modulé $s(t)$ s'écrit alors : $s(t) = \frac{1}{10} S_p S_m [\cos(2\pi f_m t) \cos(\omega_0 t)] + S_p \cos(\omega_0 t)$.

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

2.2. Mesure de l'indice de modulation.

Dans le cas de la modulation DBPC on peut envisager trois méthodes de mesure de l'indice de modulation m .

- Analyse spectrale

Un analyseur de spectre (par exemple module FFT d'un oscilloscope) permet d'identifier le type de modulation, l'encombrement spectral de l'onde modulée et l'indice de modulation.

- Visualisation de l'onde modulée en amplitude

On visualise sur un oscilloscope les signaux $s(t)$ et $s_m(t)$.

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

- Méthode dite du trapèze

On utilise l'oscilloscope en mode X-Y et on observe les traces de l'onde modulée $s(t)$ en fonction du signal modulant $s_m(t)$.

B. Techniques de démodulation d'amplitude

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

I. 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 $r(t)$ par un signal $p'(t)$ théoriquement synchrone de la porteuse et appelé "oscillateur local". Le signal résultant de la multiplication $q(t)$ est ensuite filtré et l'on obtient un signal $d(t)$ proportionnel au signal modulant.

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

La structure de la détection cohérente est donnée Figure 2.

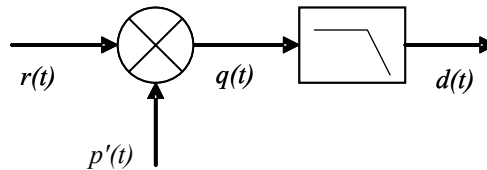


Figure 2. Structure de principe de la démodulation cohérente

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, quelle que soit la valeur de l'indice de modulation m , par un filtrage passe-bas.

Néanmoins si l'oscillateur local $p'(t)$ est déphasé d'un angle Φ par rapport à la porteuse initiale utilisée lors de la modulation, on obtient le signal démodulé précédemment corrigé par un terme dépendant de Φ ce qui peut dégrader la réception.

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

II. Étude de la démodulation cohérente

On dispose pour cela sur la maquette d'un second multiplieur (entrées U et T, sortie V). Le signal modulé est appliqué sur l'entrée T du multiplieur, l'entrée U servant au signal dit "oscillateur local".

Pour ce qui est du filtre on peut utiliser une cellule passe bas du deuxième ordre dont le schéma est donné à la Figure 3 (entrée N, sortie O).

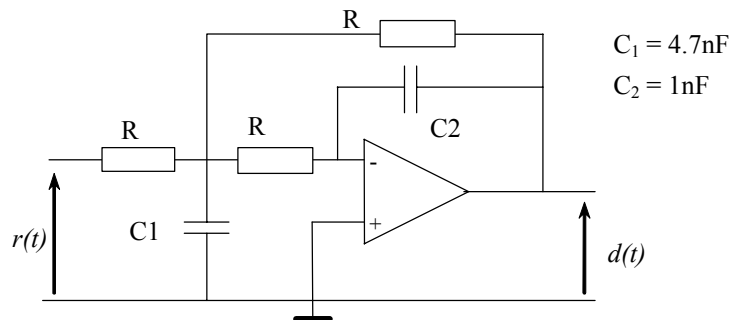


Figure 3. Filtre passe bas du second ordre

On trouve facilement la fonction de transfert en appliquant le théorème de Millman (c'est à dire en fait la loi des nœuds) :

$$\underline{T}(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{d}{r} = \frac{-1}{1 + 3jRC_2\omega - R^2C_1C_2\omega^2}$$

$$\text{on en déduit } \omega_c = \frac{1}{R\sqrt{C_1C_2}} \quad \text{et} \quad 2\xi = \frac{3RC_2}{R\sqrt{C_1C_2}} \quad \text{d'où} \quad \xi = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}.$$

Le choix des valeurs de condensateurs impose ici un coefficient d'amortissement $\xi = 1/\sqrt{2}$. On peut choisir d'avoir une atténuation minimale de 80 dB à $2f_0$ ce qui permet de déterminer la valeur minimale de la fréquence porteuse dans le cas où la fréquence maximum du signal modulant serait par exemple $f_{\max} = 5\text{kHz}$. On en déduit la valeur de la résistance R et la pulsation de coupure ω_c .

1. On utilise comme "oscillateur local" - signal $p'(t)$ - la porteuse directement utilisée sur la maquette (donc par nature parfaitement synchrone et en phase avec le signal servant à la modulation).

Une piste amène la porteuse $p(t)$ à la douille élastique notée R au voisinage du multiplieur M2. On relie donc R à U puis V à N, et on obtient la sortie du démodulateur en O. Observer le signal démodulé (dans l'espace temporel et fréquentiel).

Essayer plusieurs formes de signal modulant et comparer le spectre du signal démodulé avec celui du signal modulant. Conclusion ?

2. On utilise maintenant un signal "oscillateur local" de même fréquence que la porteuse mais fourni par un autre générateur HP33220A et donc non synchrone (entrée BNC, relier S à U).

Observer le signal démodulé, quel est son comportement ? Régler la fréquence au mieux pour avoir une détection la plus satisfaisante possible. Conclusion ?

3. On peut synchroniser l'oscillateur local sur la porteuse par l'intermédiaire de leurs horloges internes ; pour cela relier la sortie référence (Ref. Out) 10 MHz de l'un des générateurs à l'entrée correspondante (Ref. In) de l'autre générateur (les deux devant être réglés sur la même valeur de fréquence). Observer le signal démodulé. Que peut-on conclure ?

Maintenant on peut faire varier le déphasage Φ entre les deux signaux porteuse et oscillateur local (mais après avoir fait une mise à zéro des valeurs de phase). Observer donc l'influence du déphasage entre $p(t)$ et $p'(t)$ sur la démodulation. Conclusion ?

Il faut bien retenir l'importance du synchronisme pour cette technique de démodulation, ce qui nécessite donc la reconstitution d'un signal synchrone de la porteuse à partir du signal détecté. Ceci est vrai pour la plus part des méthodes de modulation/démodulation. Pour réaliser cette reconstitution de porteuse (ou pour les modulations numériques de l'horloge) on met en œuvre une boucle à verrouillage de phase (voir TP n°2).

II. Démodulation par détection d'enveloppe et filtrage

En modulation à porteuse conservée et pour un indice de modulation $m < 1$, l'information est contenue dans l'enveloppe du signal. On s'intéresse donc naturellement à la détection d'enveloppe qui est une technique moins coûteuse que la précédente (pas besoin d'un oscillateur local).

1. Détection d'enveloppe

On dispose sur la maquette d'un détecteur d'enveloppe (voir Figure 4) permettant de détecter les valeurs crête successives de l'onde modulée (entrée J et sortie K).

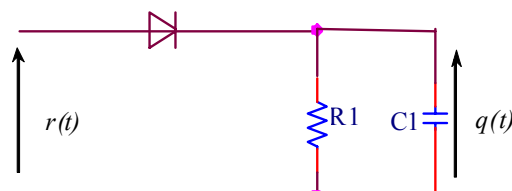


Figure 4. Détection d'enveloppe et filtrage

Le problème est de dimensionner le circuit RC de manière à restituer au mieux l'enveloppe du signal modulé, c'est à dire de choisir R et C de manière à ce que la tension $q(t)$ s'approche au mieux de $S_p[1 + m \cos(\Omega_m t)]$.

- L'élimination de l'ondulation résiduelle nécessite une constante de temps $\tau = RC \gg T_0$ où T_0 est la période de la porteuse contenue dans le signal d'entrée du détecteur.
- Lors de la décroissance rapide de $q(t)$, la décharge du condensateur peut être insuffisante pendant une période T_0 de la porteuse, ce qui conduit à une erreur de détection de l'enveloppe du signal modulé.

On écrit l'équation différentielle qui régit $q(t)$ lors de la décharge du condensateur C dans la résistance R, puis on calcule la pente de la droite de décharge du condensateur, à l'instant t_1 , notée $\left. \frac{dq(t)}{dt} \right|_{t=t_1}$ d'une part et la pente de la tangente de l'enveloppe du signal modulé à l'instant t_1 d'autre part.

La condition de bonne restitution est que la pente $\left. \frac{dq(t)}{dt} \right|_{t=t_1}$ doit être légèrement plus négative que la pente de la tangente de l'enveloppe $\forall t_1$, condition qui s'exprime¹ finalement par :

$$T_0 \ll RC < \frac{\sqrt{1-m^2}}{2\pi \cdot m \cdot f_{\max}}.$$

Relever les figures temporelles du signal démodulé pour plusieurs indices de modulation et pour une fréquence du signal modulant f_m comprise entre 200 Hz et 5 kHz.

Que pouvez-vous observer du signal démodulé dans le cas d'une sur-modulation? Justifier et conclure.

2. Détection d'enveloppe par redressement - filtrage

Lorsque l'écart entre la fréquence porteuse et la fréquence maximum du signal modulant diminue, la relation précédente est de moins en moins vérifiée. On envisage alors un autre circuit de redressement suivi d'un filtrage passe-bas pour éliminer les composantes spectrales indésirables.

On considère le circuit de la Figure 5, qui réalise la fonction valeur absolue $q(t) = |r(t)|$ par l'intermédiaire d'un redresseur double alternance sans seuil.

Ce circuit est réalisé sur la maquette avec son entrée au point L et la sortie au point M.

On peut lui associer le filtre passe bas du second ordre à éléments interchangeables utilisé précédemment (entrée N, sortie O).

Observer et commenter les différents signaux.

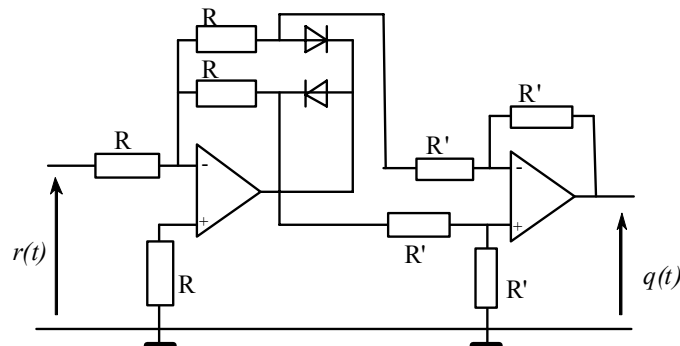


Figure 5. Circuit de redressement double alternance sans seuil

En calculant la décomposition en série de Fourier de $f(t) = |\cos(2\pi \cdot f_0 t)|$ et en se limitant aux premiers termes de la série pour les fréquences inférieures ou égales à $4f_0$ on montre que le terme utile peut être récupéré par simple filtrage.

¹ Pour mettre la condition de bonne restitution du signal modulant sous la forme présentée ici, on étudierait la fonction

$$y(t) = \frac{1 + m \cos(2\pi f_m t)}{2\pi f_m m \sin(2\pi f_m t)}.$$

C. Influence du canal de propagation.

On revient ici au cas de la modulation DBPS avec démodulation cohérente, en utilisant la porteuse elle même comme oscillateur local.

Le canal de propagation utilisé précédemment était un simple cordon (non blindé) reliant les deux bornes 4 mm.

1. Dans un premier temps on peut remplacer le cordon par deux cordons placés en parallèle. Observer la démodulation.

2. On peut modéliser le canal de transmission par un comportement passe-bas, atténuateur et ajoutant du bruit au signal transmis. Le schéma bloc est donné à la Figure 6 et la réalisation sur maquette à la Figure 7.

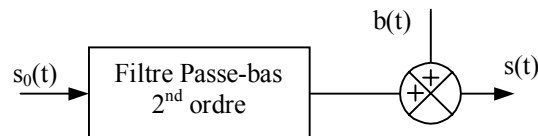


Figure 6. Modélisation du canal de transmission.

Un deuxième générateur HP33120A est maintenant utilisé comme source de bruit blanc dont on peut régler la valeur efficace de la tension.

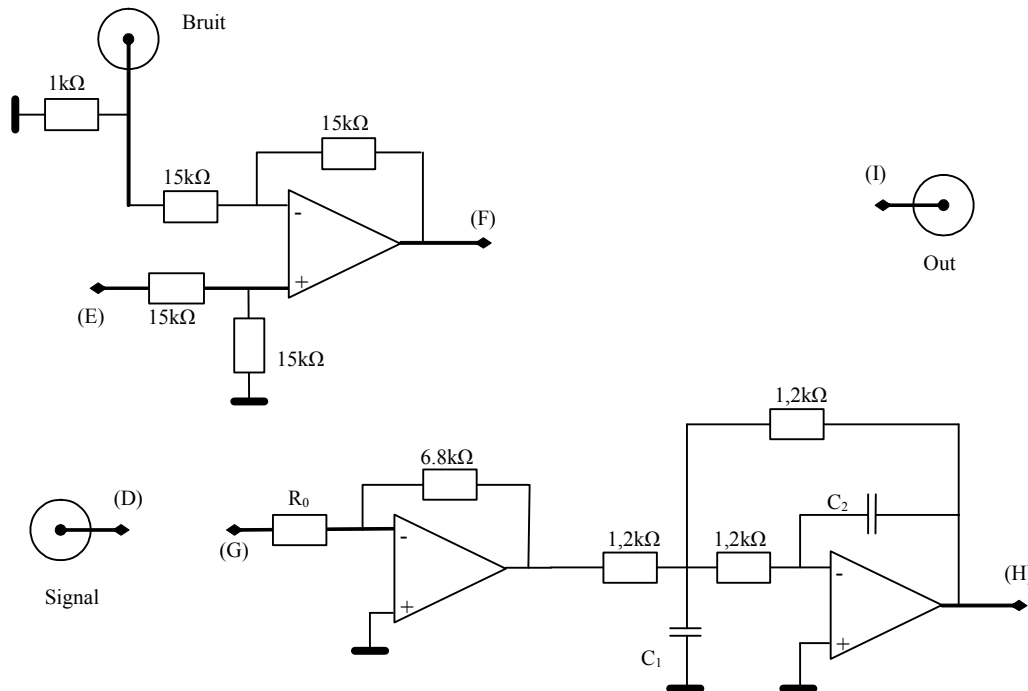


Figure 7. Section modélisation du canal de transmission (au centre de la maquette).

Observer le signal démodulé selon l'amplitude de bruit injecté dans le canal, puis observer l'influence de la partie atténuateur et filtre. Conclusion ?

Comparer les performances obtenues avec les autres types de démodulation.

Conclusion ?

Transmission de l'Information

TP n°2 - Modulation et démodulation de fréquence

A. La Modulation de fréquence

I. Modulation de fréquence

1. Représentation dans le domaine temporel

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

Si f_0 est la fréquence du signal porteur, alors $\Phi(t)$ s'écrit $\Phi(t) = 2\pi f_0 t + \varphi(t)$ 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 :

$$s(t) = A_c \cos(2\pi \cdot f_0 t + k_p m(t))$$

On parle de *modulation de fréquence* lorsque la dérivée de φ par rapport au temps est proportionnelle au signal modulant. Supposons que $f(t) = f_0 + k_f m(t)$, le signal modulé en fréquence s'exprime alors de la façon suivante :

$$s(t) = A_c \cos(2\pi \cdot f_0 t + 2\pi k_f \int m(\tau) d\tau).$$

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 :

$$s(t) = A_c \cos[2\pi \cdot f_0 t + \beta \cdot \sin(2\pi \cdot f_m t)]$$

où l'on a défini la déviation (ou excursion en fréquence, ou encore profondeur de modulation) $\Delta f = k_f A_m$

(donc $f_{\max} - f_{\min} = 2\Delta f$) et l'indice de modulation $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$.

2. Représentation dans le domaine fréquentiel

Our déterminer le spectre du signal modulé en fréquence il faut faire un développement en série de Fourier de

$s(t)$. En utilisant la relation $\exp[j\beta \sin(\Omega t)] = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(\beta) \exp(jn\Omega t)$ où les $J_n(\beta)$ sont les fonctions de Bessel

de première espèce données par $J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \exp[j\beta(\sin x - nx)] dx$ on arrive à:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} A_c J_n(\beta) \cos[2\pi(f_0 + n f_m)t].$$

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:

$$S(f) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left[\frac{A_c J_n(\beta)}{2} \delta[f - (f_0 + n f_m)] + \frac{A_c J_n(\beta)}{2} \delta[f + (f_0 + n f_m)] \right].$$

L'encombrement spectral est plus important que dans le cas de la modulation d'amplitude, et l'on montre que 98% de l'énergie est comprise dans une bande $B = 2(\beta + 1) \cdot f_m = 2 \cdot \Delta f \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = 2(\Delta f + f_m)$ appelée bande de Carson.

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

II. Etude expérimentale

1. Etude dans le domaine temporel

Le signal modulé en fréquence est produit ici soit par un générateur de fonctions Agilent 33220A (touche Mod, puis type FM, Interne, Modulation Frequency, Deviation).

On choisit ici afin d'avoir une bonne résolution $f_0 = 30 \text{ kHz}$, $f_m = 2 \text{ kHz}$ et une déviation de 2 kHz.

Observer le signal à l'oscilloscope, et comparer sommairement avec les signaux obtenus dans le cas de la modulation d'amplitude.

2. Etude dans le domaine fréquentiel

Observer le spectre du signal modulé grâce au module FFT, faire varier l'indice de modulation par l'intermédiaire de la déviation ou excursion en fréquence. 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 des raies latérales (ce qui correspond aux zéros des fonctions de Bessel). Déterminer les deux premières annulations et en déduire la valeur correspondante de β .

Mesurer la largeur de bande, pour une valeur donnée de β en se basant sur une atténuation d'environ 15 dB par rapport au maximum de signal. Comparer avec la règle de Carson.

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 par un ingénieur français, De Bellescize. 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 $\phi_e(t)$. Cela 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 et 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

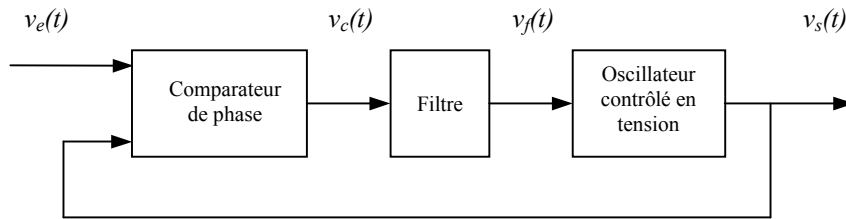


Figure 1. Schéma fonctionnel dans le domaine temporel

On appelle :

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

Dans l'espace de Laplace on a : $\Omega(p) = 2\pi F(p) = p\Phi(p)$ et on en déduit le schéma fonctionnel dans le domaine fréquentiel (Figure 2.)

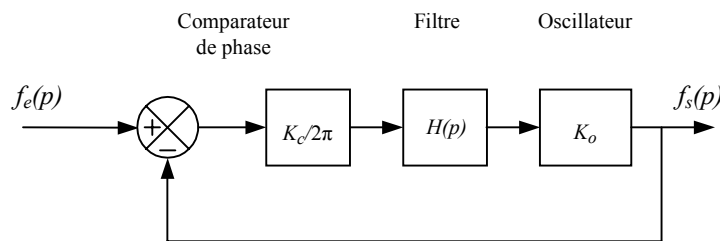


Figure 2. Schéma fonctionnel dans le domaine fréquentiel

Les trois blocs du schéma de la figure 1 sont définis 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 $v_s(t)$. Si le comparateur de phase est linéaire on peut écrire :

$$v_c(t) = K_c [\phi_e(t) - \phi_s(t)]$$

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 comme par exemple le Ou Exclusif.

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

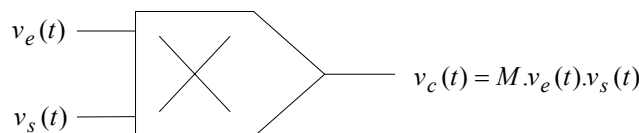


Figure 3. Comparateur de phase

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 :

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

Calculer $v_c(t)$. Peut-on envisager un comportement linéaire pour ce comparateur ? En déduire l'expression du coefficient K_c . 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 $v_f(t)$, est caractérisé par sa fonction de transfert :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{V}_f(j\omega)}{\underline{V}_c(j\omega)}$$

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 $v_s(t)$.

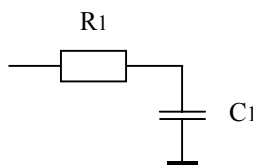


Figure 4. Filtre passe-bas passif du premier ordre

On a donc ici $\underline{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + jR_1C_1\omega}$.

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 :

$$f_s(t) = f_0 + K_o \cdot v_f(t).$$

Le coefficient K_o est aussi appelé la pente du VCO.

4. Plage de verrouillage et plage de capture

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

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 ($\Delta f_c \leq \Delta f_v$).

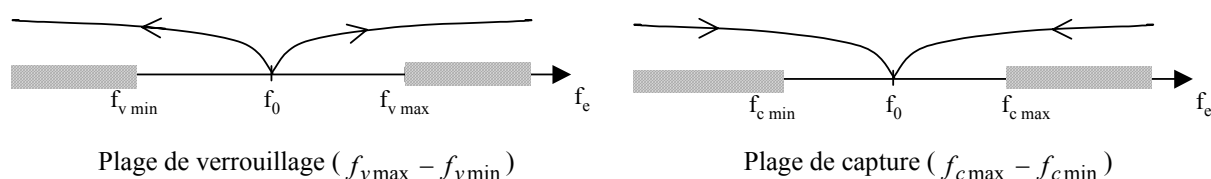


Figure 5. Plages de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase.

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 ferait dans l'espace fréquentiel conduisant à l'expression générale de la fonction de transfert $\underline{T}(j\omega)$ en boucle fermée et de la fonction de transfert en boucle ouverte $\underline{T}_{BO}(j\omega)$. Le système du second ordre est caractérisé par sa pulsation propre et son coefficient d'amortissement.

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, on détermine la pulsation telle que $|\underline{T}_{BO}(j\omega)| = 1$ 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 dont on peut régler le déphasage de l'une par rapport à l'autre (générateurs Agilent 33220A synchronisés par leur horloges internes à 10 MHz ; on prendra une fréquence de 100 kHz, et des amplitudes de 3V).

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 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ et $C_1 = 10\text{nF}$.

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 "Thandar", 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 $f_0 = 100\text{ kHz}$ (gamme « 200k ») et on règle l'amplitude de la tension de sortie à 3V.

Tracer la courbe donnant la fréquence du signal de sortie en fonction de la tension de commande v_f (entrée "Sweep In" du générateur). On fera varier la tension d'entrée de -0.4V à $+0.4\text{V}$.

En déduire la valeur de la pente K_o du VCO.

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 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ et $C_1 = 10\text{nF}$.

Réaliser le montage complet en prenant soin d'intercaler un étage suiveur à ampli-op entre le filtre et le VCO.

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 $\tau_1 = R_1 C_1$ 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 la plage de capture.

5. 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 amplificateur opérationnel (maquette "canal de transmission"), un bruit relativement important (fonction "noise" des générateurs Agilent 33220A au signal $v_e(t)$ de fréquence 100 kHz modulé en fréquence. Qu'observe-t-on à la sortie?

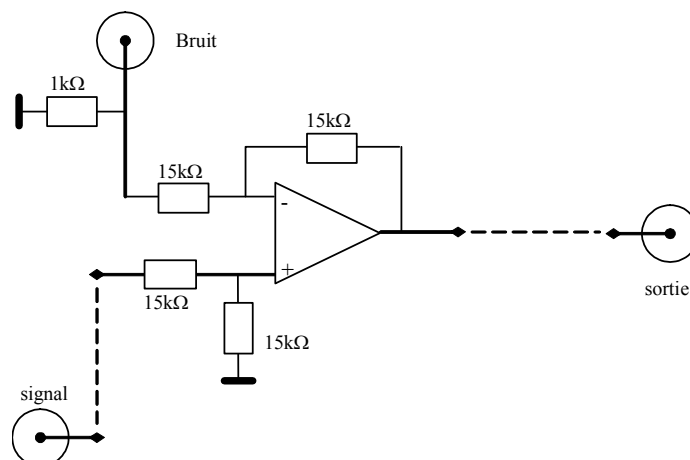


Figure 6. Sommateur à amplificateur opérationnel (maquette "canal de transmission")

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 Agilent 33220A dont on réglera la porteuse à 100 kHz, la fréquence du signal modulant à 1 kHz, et la déviation à 1,5 kHz.

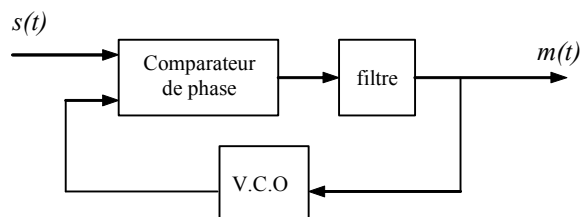


Figure 7. Démodulation de fréquence à PLL

On peut modifier la forme du signal modulant.

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.

Etudier l'influence de la constante de temps τ_1 du filtre et celle de l'amplitude de la tension d'entrée $v_e(t)$. Pourquoi a-t-elle une influence ?

II. Influence du canal

On simule ici le canal de propagation (milieu dans lequel se propage le signal modulé) par une injection de bruit (en plus le canal devrait être atténuateur, filtrant et même dispersif).

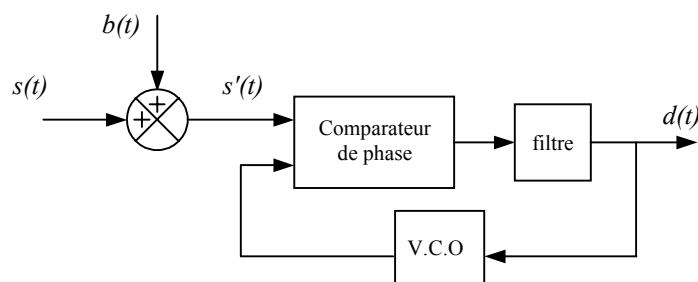


Figure 8. Influence du canal de propagation.

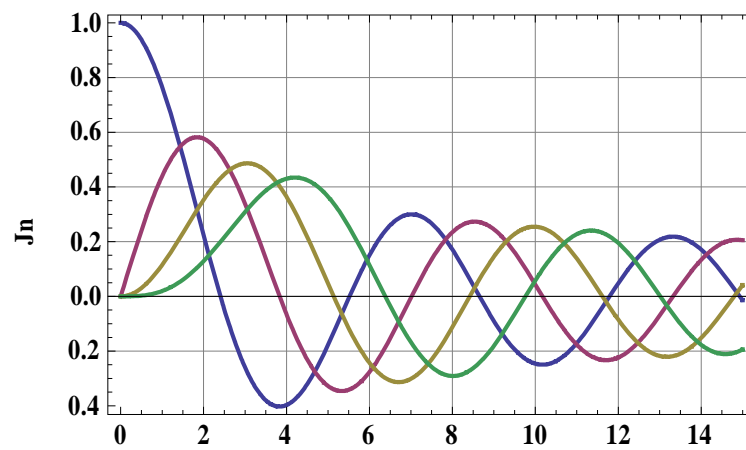
III. Application

Pour simuler le fonctionnement d'un poste radio on somme (maquette "canal de transmission") deux signaux sinusoïdaux modulés en fréquence, l'un à une porteuse de 100 kHz l'autre à la porteuse de 10 kHz. Le choix du signal à démoduler se fait simplement sur le générateur de fonction par la sélection de la gamme correspondant au signal à démoduler (gammes « 200k » et « 20k »). Vérifier cette possibilité.

On peut enfin dans un dernier temps illustrer le système en utilisant une modulation "externe" de la porteuse à 100 kHz par un véritable signal audio.

Annexe

Fonctions de Bessel : $J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \exp[j(\beta \sin x - nx)] dx$



Fonctions de Bessel de première espèce (cas $n = 0, 1, 2$ & 3)

T.P. sur différents systèmes d'acquisition de données

L'objectif de ce TP est de présenter brièvement quelques systèmes d'acquisition et de traitement des données disponibles au département de physique et d'accompagner cette présentation de quelques conseils généraux sur leur utilisation. Les expériences réalisées avec Igor utilisent la version 6 du logiciel.

Partie 1 : liaison GPIB oscilloscope-générateur de fonction arbitraire-ordinateur

Cette partie a pour but de vous familiariser avec le système de connexion et de communication GPIB/USB National Instrument, qui est compatible, d'une part avec des oscilloscopes numériques HP546xx disposant d'une connexion GPIB, Agilent DSO5012A ou DSO6012A ou Tektronix TDS210 et d'autre part avec les générateurs de fonction arbitraires HP33120 et Agilent 33220.

Pour illustrer la récupération et l'utilisation de données via cette interface GPIB/USB, nous étudierons la fonction de transfert d'un filtre passe-bas. Vous allez employer deux méthodes différentes pour remonter à cette fonction de transfert : l'étude de la réponse en régime sinusoïdal forcé et l'étude de la réponse impulsionnelle. Pour simplifier les choses, l'étude sera faite sur un filtre passe bas d'ordre 1 de type RC. Vous conserverez le même filtre pour les parties A et B. Vous prendrez une résistance de 1 k Ω et une capacité de 470 nF ce qui vous conduira à une fréquence de coupure de l'ordre de 340 Hz environ.

Partie A : (1h environ) : Récupération d'un diagramme de Bode de façon automatique

1 Vérifier que la communication entre les différents éléments est correctement établie.

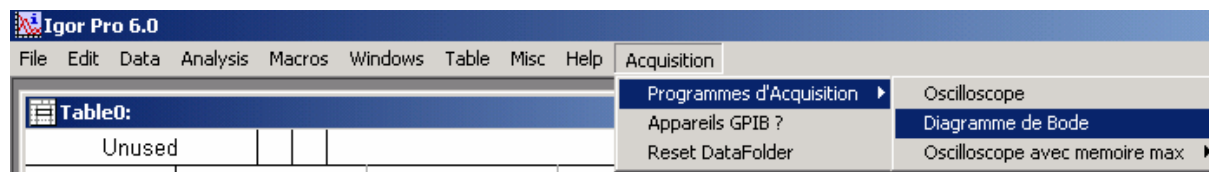
Pour cette étape, connectez le système GPIB/USB de National Instruments sur l'un des ports USB de l'ordinateur. Connectez les appareils GPIB, ici un oscilloscope disposant de cette connexion et un générateur de signaux arbitraires Agilent 33220 ou HP33120. Notez que la connexion des appareils GPIB se fait « en cascade ».

Une fois les appareils mis sous tension, mettez l'ordinateur en marche. Allez alors dans « système » (icône en raccourci sur le bureau) et gestionnaire de périphérique. Vérifiez si la connexion USB/GPIB est correctement détectée. Si ça n'est pas le cas, reconfigurez la connexion (aucun CD n'est nécessaire).

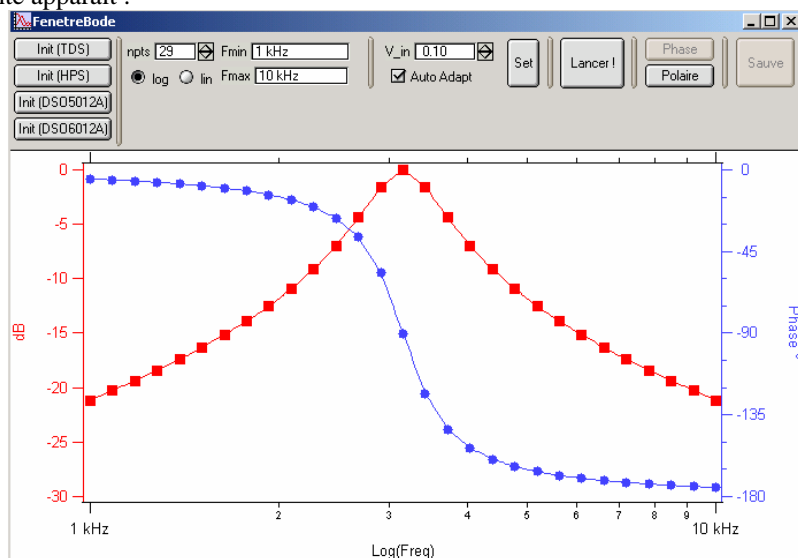
2 Utiliser le module de récupération du diagramme de Bode (gain et phase).

Vous disposez, dans la version de IGOR accessible par le raccourci se trouvant sur le bureau, d'un menu déroulant supplémentaire appelée « acquisition ». Dans ce menu, différentes macros vous sont proposées. L'une d'entre elles permet de récupérer la réponse en gain et en phase en fonction de la fréquence. Pour utiliser cette macro, procédez de la façon suivante :

- lancez « diagramme de Bode »



La fenêtre suivante apparaît :



- dans cette fenêtre, choisir le nombre de points que vous souhaitez voir acquérir pour tracer votre diagramme (par défaut, c'est 29). Choisissez le type d'échelle (log ou linéaire). Enfin choisissez la plage de fréquence sur laquelle vous comptez récupérer votre diagramme, ainsi que l'amplitude du signal d'entrée. Avec ces données, le programme va fixer automatiquement l'amplitude de sortie du générateur de fonction et déterminer les fréquences des sinusoïdes qui seront successivement appliquées à l'entrée du filtre.

- on va alors lancer l'acquisition proprement dite. Lancez « init TDS », ce qui doit vous permettre de vérifier que les deux appareils sont bien détectés. En cas de problème, commencez par vérifier que les câbles sont correctement branchés, et si le problème persiste, revenez à la partie 1. En revanche, si tout va bien, cliquez sur « set » ce qui va permettre d'adapter l'échelle du graphique à la plage de fréquence que vous avez choisie. Enfin cliquez sur « lancer ». Il ne vous reste plus qu'à attendre que toutes les fréquences calculées soient appliquées et que la réponse soit récupérée ce qui prend d'autant plus de temps que le nombre de points souhaité est grand...

Attention ! Pour que cette macro fonctionne, il faut que l'entrée du système soit appliquée sur la voie 1 et que la sortie soit appliquée sur la voie 2. Par ailleurs, les deux voies de l'oscilloscope doivent être actives. Pour la pertinence de l'utilisation du moyennage par l'oscilloscope avant acquisition afin de limiter le bruit, reportez vous à la notice pdf associée à la macro.

- Une fois l'acquisition de tous les points terminée, cliquez sur « sauve »

3 Récupération des données sous IGOR.

Une fois l'acquisition terminée, vous disposez des informations relevées lors de l'essai précédent. Vous disposez notamment des fréquences appliquées, des gains mesurés, des déphasages correspondants, ainsi que de la partie réelle et imaginaire du gain.

Nous allons essayer de remonter aux caractéristiques de notre filtre en réalisant un ajustement du gain et du déphasage.

- Pour ça, remplissez une « table » (« append columns to table ») avec « freq1 », « Gain1 », et « phase1 » qui représentent respectivement la fréquence, le gain en dB et la phase relevés. Pour l'ajustement du gain, il est préférable de calculer le gain linéaire à partir du gain en dB pour simplifier les calculs. Vous garderez cette table pour la suite afin de comparer le résultat à ce que l'on obtient par l'autre méthode

Les fonctions d'ajustement sont

$$G_{\text{lin}} = \frac{G_o}{\sqrt{1 + (f/f_o)^2}} \quad \text{et en degrés} \quad \Phi = -\frac{180}{\pi} \cdot \arctan(f/f_o)$$

pour le gain linéaire et le déphasage respectivement (la syntaxe pour la fonction « arctan » dans IGOR est « atan » et pour la racine carrée « sqrt »).

- Comparez la valeur et l'encadrement de la fréquence de coupure f_o obtenus avec les deux ajustements, celui du gain, et celui du déphasage.

Partie B : (1h environ) : Etude de la réponse impulsionnelle d'un filtre pour remonter à la fonction de transfert.

1 Vérifier que la communication entre les différents appareils est correctement établie (voir partie A).

2 Choisir les caractéristiques de l'impulsion pour que la réponse obtenue soit assimilable à la réponse impulsionnelle du filtre.

Pour cela, on doit appliquer une impulsion d'amplitude la plus grande possible et de durée la plus brève possible. Pour réaliser les impulsions, nous utilisons les générateurs Agilent 33220A. On prendra une période de répétition de 100 ms environ, une durée d'impulsion de 4 μ s environ et avec une amplitude de 9V environ, le niveau bas étant réglé à 0V en sortie du filtre ce qui demande d'appliquer qq mV sur le niveau bas d'entrée. Mesurer l'aire de l'impulsion d'entrée qui vaut alors environ $36 \cdot 10^{-6}$ V.s.

On fera une première acquisition avec 1000 points pour une base de temps de 2ms/carreau puis la même acquisition en utilisant la mémoire maximum (noter le nombre de points). On fera également une acquisition avec la mémoire maximum avec une base de temps de 20 ms/carreau.

Pour chaque acquisition, placez le début de la montée le plus à gauche possible de l'écran de l'oscilloscope.

Pour récupérer les données visualisées à l'oscilloscope sous la forme d'un fichier de points correspondants à l'évolution temporelle de la réponse impulsionnelle. Créez une « table » à laquelle vous ajoutez le fichier que vous venez d'acquérir en cliquant sur « Edit index and data columns » afin de récupérer le temps dans une colonne (portant le nom du fichier avec .x à la fin) et la tension dans une autre colonne (portant le nom du fichier avec .d à la fin).

3 Calcul de la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle afin d'obtenir la fonction de transfert.

La TF de la réponse impulsionnelle est égale à la fonction de transfert du filtre étudié, à un gain près qui dépend de l'aire de l'impulsion et du nombre de points (Cf annexe 2 à la fin du TP).

Avant de faire la FFT, il va falloir définir l'échelle de temps associée à la tension dont nous allons faire la TF. Pour ça, il faut aller dans le menu « Data » puis dans le sous-menu « Change Wave scaling », prendre pour Set Scale Mode « Start and Delta » et pour Start 0 alors que delta correspond à l'écart entre deux valeurs successives de la colonne dont le nom se termine par .d et qui représente le temps dans l'acquisition.

Ceci étant fait, pour réaliser la TF de la réponse impulsionnelle, nous allons utiliser, dans le menu « Analysis », le sous-menu « Fourier Transforms ». La fenêtre suivante va alors s'ouvrir.



On choisit alors le nom du fichier dont on va calculer la TF en activant la case Padding pour compléter le fichier avec des 0 afin de travailler avec un nombre de points qui est une puissance de 2, ce qui permet d'avoir un calcul plus rapide de la transformée de Fourier. Dans « Output type », un onglet permet de récupérer notamment le module de la TF (Magnitude) ou la phase.

Pour revenir à la fonction de transfert, il va falloir multiplier le résultat obtenu par un facteur qui dépend de l'aire de l'impulsion initiale et du nombre de points acquis, ainsi que du pas de calcul en fréquence du spectre. Multiplier le résultat de la TF obtenue par ce facteur.

On observe alors le gain et la phase entre 10 Hz et 5 kHz et en dehors de cette plage de fréquence.

- Déduire de l'étude faites du gain et de la phase la fréquence de coupure à -3dB ainsi que le gain statique.
- Si vous avez le temps, vous pouvez reprendre des données pour
 - des impulsions trop larges et donc des conditions qui s'éloignent de la réponse impulsionnelle à proprement parler.
 - des durées d'observation de l'état relaxé trop courtes et donc une mauvaise prise en compte des basses fréquences dans le résultat final

Partie C : Conclusion.

Une fois les parties A et B réalisées, comparez les caractéristiques obtenues grâce à chacune des deux méthodes. Vous pouvez également superposer sur le même graphe le diagramme de Bode obtenu par l'essai fréquentiel et celui obtenu par la TF de la réponse impulsionnelle afin de constater les limites de l'approche par

réponse impulsionnelle. Quelle solution peut-on préconiser pour élargir la plage sur laquelle la réponse impulsionnelle donne des résultats significatifs ?

Comparez vos mesures aux valeurs prédites théoriquement à partir d'une mesure la valeur de la résistance et de la capacité.

Conclusion quant à la validité des méthodes employées ?

Partie 2 : autres exemples d'acquisition

Expérience A (une heure): Analyse du son produit par un diapason au moyen d'un système d'acquisition disposant d'une profondeur mémoire suffisante. Deux solutions, sont possibles au département de physique. La première consiste à utiliser le système d'acquisition PASCO et le logiciel Datastudio qui lui est associé.



La seconde méthode consiste à récupérer directement les données sous Igor en récupérant la voie active d'un oscilloscope DSO5012A ou DSO6012A. Le dispositif est alors le même que sur la figure précédente mais le boîtier d'acquisition est remplacé par l'oscilloscope. Cette seconde méthode est plus rapide.

• Présentation de l'expérience avec PASCO.

Pour cette expérience, on envoie le signal sortant d'un microphone amplifié sur l'une des entrées d'un boîtier d'acquisition PASCO. Les paramètres d'acquisition sont configurés à l'aide du logiciel « Datastudio » (raccourcis disponible dans le répertoire destiné aux systèmes d'acquisition situé sur le bureau) qui permet également de visualiser l'enregistrement des données et leur export. Le système PASCO permet ainsi de récupérer une tension dans un fichier comportant un très grand nombre de points (quelques centaines de milliers), ce qui nous sera utile pour l'expérience que nous comptons réaliser. Le boîtier dont nous disposons nous permettra de travailler à une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz au maximum.

Le signal à traiter est la tension sortant d'un microphone amplifié détectant l'onde sonore provenant d'un diapason destiné à émettre un « La 440Hz ». On supposera que la réponse du microphone est assimilable à un gain scalaire sur la plage de fréquence étudiée (autour de 440 Hz).

Après une impulsion, on constate qu'il faut quelques dizaines de secondes pour que le son émis par le diapason redevienne inaudible (une minute pourra faire l'affaire). Par ailleurs, les oscillations amorties ont bien une pseudo période de $1/440$ s environ. Avec la fréquence d'échantillonnage de 10 kHz, on va pouvoir obtenir une vingtaine de points par période ce qui convient pour les opérations que nous comptons réaliser sur les points acquis. Nous travaillerons donc avec environ 600000 points, ce qui va parfois demander quelques secondes de patience lors du traitement des données.

Pour remonter à la caractéristique fréquentielle du diapason, on pourra procéder de deux façons différentes :

- soit en étudiant la réponse temporelle et plus particulièrement son enveloppe.
- soit en calculant la TF de la réponse impulsionnelle ce qui nous donne la fonction de transfert.

• Mise en œuvre du boîtier PASCO et récupération de la réponse impulsionnelle en fonction du temps.

- Installer la carte PCMCIA dans l'ordinateur éteint.
- Mettre le boîtier d'acquisition PASCO sous tension (comme il s'agit d'un système relié par une connexion SCSI et il est impératif que le boîtier soit mis sous tension avant l'ordinateur afin que la liaison soit détectée)
- allumer l'ordinateur. Il faut noter que le système d'exploitation windows gère mal la liaison avec le boîtier. Il agit comme si un nouveau système était détecté alors que tout fonctionne déjà normalement. Il ne faut pas tenir compte de la demande d'installation de drivers.

- Cette étape de mise en route terminée, nous allons paramétrer le boîtier d'acquisition au moyen du logiciel datastudio. Vous choisissez le type de boîtier utilisé (Science Workshop 700 interface ou Science Workshop 750 interface).

Pour tester sa réponse impulsionnelle, on va taper sur l'un des bras du diapason au moyen d'un petit marteau muni d'une extrémité en caoutchouc.

Dans le logiciel « datastudio », lancez « create experiment »

Placer le type de capteur (« sensors ») souhaité sur l'entrée analogique A. Choisissez ici un « voltage sensor »

Pour cela, cliquez sur « voltage sensor » dans la fenêtre des « sensors », restez appuyé et amenez la souris sur l'entrée A de l'image du boîtier PASCO).

Double cliquez sur le sensor et définissez une fréquence d'échantillonnage de 10kHz avec une résolution basse.

Allez dans « Options » puis « delay start » afin de définir l'instant de déclenchement de l'acquisition (voie A, et acquérir le signal 0.2 secondes avant que ce dernier dépasse 0.5V).

Lancez l'acquisition (« start ») puis taper l'un des bras du diapason. Laissez le système acquérir les points pendant une minute environ (attention : si possible, silence lors de l'acquisition !). En cas de dissymétrie du signal observé, baissez le niveau d'amplification.

Cette dernière étant faite, allez dans « file » puis « export data » et créer un fichier essai dans D:/USERS. Détruire alors « run1 » dans datastudio, afin d'éviter les problèmes lors de l'acquisition suivante.

Lancez Igor. Pour récupérer les données, allez dans « data », puis « load waves » et récupérer les points par « Load general text ». Il faut attendre un peu, compte tenu du nombre de points acquis.

Vous pouvez alors remplir une table (allez dans « table » puis « append columns to table ») avec Voltage_V et Time_s. Vous disposez alors de 4 colonnes avec une grandeur utile (temps ou tension), en fonction d'un numéro de point.

• **Présentation de l'expérience avec l'oscilloscope DSO5012A ou DSO6012A.**

On place l'oscilloscope en mode d'acquisition NORMAL (très important pour pouvoir récupérer toute la mémoire de l'appareil).

On ajuste la base de temps et le niveau de déclenchement de l'oscilloscope judicieusement puis place l'oscilloscope en mode de synchronisation NORMAL et on appuie sur SINGLE pour faire une acquisition en mode monocoup.

On tape sur le bras du diapason, ni trop fortement pour éviter une saturation du capteur, ni trop faiblement pour déclencher.

On attend que l'acquisition soit terminée et que l'oscilloscope soit passé en STOP.

On va sous Igor

• **Récupération des caractéristiques du diapason par TF de la réponse impulsionnelle.**

Le diapason peut être vu comme un filtre passe-bande de grand facteur de qualité, ce qui nous permet de l'associer à un « La 440 Hz ».

Pour que la transformée de Fourier fonctionne correctement, il faut que la colonne « numéro de point » associée à la tension corresponde à un temps. Pour effectuer cette opération, observez les caractéristiques de la colonne des temps et notez le temps initial et le temps final. Allez alors dans « data » puis « change waves scaling », choisissez « Voltage_V » et réglez Start avec le premier point de la colonne de temps et End avec le dernier point de cette colonne. Vous devez alors constater que la colonne de numéro de point associée à « Voltage_V » a été remplacée par les données disponibles dans la colonne des temps. On peut alors lancer la macro de TF et disposer d'une échelle correcte de fréquence. Dans le calcul de la TF, on prendra une échelle linéaire, ce qui rendra l'ajustement plus simple à réaliser par la suite.

Observez la courbe entre 435Hz et 445 Hz. Pour obtenir le facteur de qualité, on va essayer d'ajuster les fonctions de transfert obtenues au modèle du filtre passe-bande d'ordre 1 dont l'expression du module correspond à

$$G = \frac{G_0}{\sqrt{1 + Q^2 \cdot (f/f_0 - f_0/f)^2}}$$

Pour cela, créer une nouvelle « fit function » dans le menu « Fitting » d'IGOR. Il faudra prendre les curseurs autour du pic et ajuster entre ces derniers pour que ça fonctionne. Pourquoi ça ne marche pas quand on ajuste sur tous les points acquis ?

• **Récupération des caractéristiques du diapason par ajustement de l'enveloppe de la réponse impulsionnelle.**

On va reprendre le signal temporel récupéré lors de l'expérience précédente.

On va supposer que la fonction de transfert R(p) de ce système est de la forme

$$R(p) = \frac{G_0}{1 + Q.(p/\omega_0 + \omega_0/p)}$$

où G_0 est le gain statique, Q le facteur de qualité et ω_0 la pulsation centrale du système
L'expression théorique de la réponse impulsionnelle est alors de la forme

$$r_i(t) = k. \frac{\omega_0^2}{\sqrt{1 - 1/(2.Q)^2}} . e^{-\frac{\omega_0}{2.Q}.t} . \sin(\omega_0 . \sqrt{1 - 1/(2.Q)^2} . t + \theta)$$

avec $\theta = \pi - \text{Arc cos}(\frac{1}{2.Q})$

rq : pour l'expression de la réponse impulsionnelle d'un système passe-bande d'ordre 1 (de n'importe quel filtre simple d'ailleurs), Cf annexes du Tome 1 d'automatique de Rivoire et Férier (Eyrolles).

Pour exploiter la réponse, on va ajuster à l'œil une exponentielle décroissante afin de lui faire épouser l'enveloppe de la réponse impulsionnelle. On pourra tenir compte du niveau de signal observé à l'état relaxé pour ajuster plus correctement.

Si on suppose que le système possède un grand facteur de qualité, on peut supposer que la pulsation des oscillations est pratiquement égale à ω_0 . On mesure cette pulsation à partir de la réponse temporelle obtenue. La constante de temps obtenue par l'intermédiaire de l'ajustement de l'enveloppe des oscillations va alors nous donner Q , connaissant ω_0 . Faire l'expérience et en déduire f_0 et Q .

- *Première exploitation : effet de la caisse de résonance sur le facteur de qualité et la fréquence.*

Reprendre la méthode précédente la plus appropriée pour mesurer le facteur de qualité dans ce cas. Quel est l'effet de la caisse de résonance sur f_0 et Q .

- *Seconde exploitation : effet d'un désaccord sur la fréquence du diapason. est*

Placer une pièce de monnaie de quelques centimes d'euro sur l'un des bras du diapason, ou bien fixez la pièce spéciale prévue pour réaliser les désaccord à la base et en haut d'un bras. A chaque fois mesurer la fréquence centrale du diapason. Vous noterez que la position de la pièce qui réalise le désaccord sur la bras a une incidence sur le désaccord produit. De même, chauffez le diapason (fer à souder pour éviter le bruit et les turbulences) et mesurer l'effet du chauffage sur sa fréquence centrale. Interprétation ?

- *Expérience de conclusion :*

On approche deux diapasons « de même fréquence ». On excite l'un d'entre eux. Observez le couplage entre les deux systèmes suivant que les diapasons sont accordés ou non. Pour, cela dès que le premier diapason a été excité, on le retire et on écoute le second, ce qui permet qualitativement de juger la qualité du couplage. Quel est l'effet du désaccord sur l'efficacité du couplage ?

Expérience B (ne pas faire, mais intéressante pour le montage de télécom ou d'analyse des signaux) :

Analyse de la puissance d'un signal modulé en fréquence (Cf notice de la macro d'acquisition sous Igor)

L'objectif de cette partie est d'utiliser la profondeur mémoire d'un oscilloscope pour étudier le spectre d'un signal modulé en fréquence par une modulante sinusoïdale. Elle permet d'apprendre à utiliser correctement l'application intégrée à la macro d'acquisition Igor qui permet de calculer la fraction de puissance sur une bande de fréquence. On travaillera de préférence avec un oscilloscope DSO5012A afin de réduire un peu la taille des fichiers à traiter par rapport au DSO6012A.

- Réaliser un signal modulé en fréquence avec une porteuse de 35kHz, une fréquence modulante de 100Hz, et une profondeur de modulation de 2,5kHz. On s'attend à récupérer des pics à $35\text{kHz} \pm n.100\text{Hz}$ avec 98% de la puissance du signal sur une bande de fréquence centrée sur 35 kHz et dont la largeur est $2.(2500+100) = 5,200$ kHz.

- Commencer par utiliser la FFT de l'oscilloscope et expliquer pourquoi cette approche a peu d'intérêt ici.
- Faire l'acquisition de ce signal dans différentes configurations d'acquisition. Si T_0 est la durée d'acquisition et N le nombre de points acquis par l'oscilloscope, faire une acquisition pour
[$T_0=0,2\text{s}$; $N=500\text{kSa}$] ; [$T_0=0,5\text{s}$; $N=500\text{kSa}$] ; [$T_0=1\text{s}$; $N=500\text{kSa}$] ; [$T_0=2\text{s}$; $N=1\text{Msa}$] ; [$T_0=5\text{s}$; $N=1\text{Msa}$] ; [$T_0=10\text{s}$; $N=1\text{Msa}$]

- Calculer le spectre. Calculer le bruit de fond sur le spectre en utilisant la fonction « wave stats » dans analysis. Puis utiliser la macro puissance en plaçant les curseurs soit sur une bande légèrement supérieure à 5200 Hz (mais qui n'englobe pas de pics supplémentaires par rapport à 5200Hz). On obtient alors le rapport R_1 ,

fraction de la puissance entre ce qui est dans la bande que nous venons de définir et la puissance totale de signal sur la plage d'analyse. Refaire la même chose avec une bande de 7000 Hz, ce qui nous donne le rapport R_2 .

Remplir un tableau avec, la fréquence d'échantillonnage, le niveau de bruit, le rapport R_1 , le rapport R_2 et enfin le rapport R_1/R_2 . Conclure sur la meilleure façon d'utiliser cette application de calcul de la fraction de puissance du signal. Au fait, comment définir la puissance du signal ?

Expérience C (un peu moins d'une heure): *Etude de trajectoires de mobiles au moyen d'une acquisition vidéo.*

Objectif: illustrer des lois *simples* de mécanique du point à partir de l'enregistrement de la trajectoire d'un mobile. Ces expériences peuvent par exemple illustrer le **montage n°1** « Dynamique newtonienne », et vous suggérer d'autres idées d'applications dans d'autres montages.

Attention !! Comme pour le reste des manipulations dans lesquelles vous faites appel à des systèmes d'acquisition et de traitement des données, il est crucial que vous vous concentriez d'abord sur le contenu physique des expériences et que vous ne vous laissiez pas submerger par les difficultés techniques supplémentaires inhérentes à ces dispositifs. Le « gain » que vous obtiendrez à les utiliser en remplacement de techniques plus rustiques mais très fiables doit être estimé par chacun d'entre vous.

Système d'acquisition vidéo: il repose sur l'utilisation du logiciel **CINERIS** (*Jeulin*) capable de générer un film à partir de différentes sources vidéos connectées à l'ordinateur, puis de l'exploiter image par image pour en extraire des trajectoires. Les trajectoires de deux mobiles peuvent être tracées en même temps.

Sources vidéo : **Webcam** (*Philips TOUCAM* ou bien, à défaut *Olitech*) ou bien Camescope numérique (pas encore disponible) dont l'optique est moins aberrante.

Sur ces systèmes vidéo, la durée d'exposition par image est par défaut proche de la durée qui sépare deux images, durée fixée par la cadence d'acquisition vidéo typique de 25-30 images/s (montant jusqu'à 60 im/s avec la ToUCam). Cette durée est trop importante pour que le mobile apparaisse figé sur chacune des images dans le cas des mouvements typiques considérés ici (vitesses de l'ordre de 1 à 10 m/s). Il faut donc pourvoir la réduire en jouant sur un réglage (nommé « shutter time ») accessible dans l'interface de configuration de la caméra. Le panneau de configuration de TOUCAM que l'on ouvre depuis la fenêtre Vidéo de CINERIS fait très clairement apparaître ce réglage, à l'inverse de l'*Olitech* pour laquelle le réglage est caché dans un méandre de sous-menus¹.

Deux expériences sont proposées

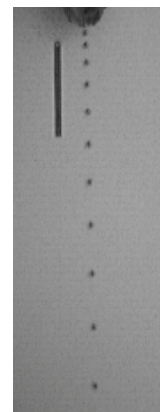
- a. Chute libre d'une bille dans le champ de pesanteur.
- b. Expériences avec les mobiles autoporteurs

Utilisation de CINERIS

1. **Onglet (gauche) Vidéo :** Après le paramétrage vidéo, enregistrer la séquence correspondant au mouvement à étudier (5 secondes doivent suffire). Si trop d'images sont perdues, réduire la cadence de 25 à 20 images/s.
2. **Onglet Montage :** Faites un « montage » de la séquence enregistrée pour ne conserver que la partie utile. Enregistrer la portion vidéo extraite sous un autre nom (sans compression).
3. **Onglet Traitement :** deux types de traitement sont possibles sur la portion de film extraite. Dans les deux cas, vous devez d'abord calibrer la taille réelle de l'image au moyen d'une mire présente dans l'image (morceau de papier blanc de longueur connue, par ex.) et choisir une origine. **Traitement automatique :** si l'image du/des mobile(s) se détache bien du fond, le logiciel peut détecter sa position dans chaque image après un apprentissage préalable. **Manuel :** c'est vous qui marquez, image après image la position du/des mobile(s). **L'expérience prouve que ce mode est préférable au mode automatique, peu fiable.**

NB : dans les deux types de traitement vous pouvez créer une **chronophotographie**

Ci-contre : Exemple de chronophotographie créée dans le cas de la chute libre (30 images par seconde, exposées 1/250 s chacune)



a - Chute libre d'une bille

- Vous chercherez à vérifier le **principe fondamental de la dynamique** dans ce cas très simple et notamment à remonter à la valeur de l'accélération du champ de pesanteur.

¹ **Attention :** le système de digitalisation de signal vidéo *PixLink* auquel vous pouvez connecter les caméras CCD *Sony* munies de leurs très bons objectifs, ne permet malheureusement pas de réglage de « shutter time ». Il ne peut donc pas être utilisé pour l'application visée ici.

b – Expériences avec les mobiles autoporteurs (*Jeulin*)

La Webcam est fixée sur le profilé installé au dessus de la table *Jeulin*. Une pastille de papier blanc est découpée à la taille de la prise par laquelle est alimenté le mobile. Cette pastille facilite le suivi du centre du mobile dans l'exploitation des films. Un tissu ou papier noir est disposé sous la table *Jeulin*. On privilégie l'éclairage naturel pour éviter les problèmes liés à l'éclairage par les lampes fluo des salles de TP (50 ou 100 Hz) non synchronisé sur la cadence d'acquisition.

Vérification de la loi des aires (un seul mobile).

Le moment cinétique d'un point matériel M en mouvement dans un champ de force central, d'origine O, est conservé. Il s'ensuit que l'aire balayée par le rayon **OM** pendant un intervalle de temps donné est stationnaire.

- Fixer l'une des extrémités d'un ressort de petite raideur à un mobile autoporteur, et l'autre extrémité sur le bord de la table sur laquelle se meut le mobile. La table est parfaitement horizontale. Placer deux mires orthogonales.
- Lancez le mobile sans trop étirer le ressort et faite l'acquisition vidéo.
- Pour vérifier la loi des aires, exporter les coordonnées de chaque position M_n dans un fichier IGOR (passer par l'intermédiaire du BLOC-NOTE pour remplacer les virgules dans les données CINERIS par des points) et calculer par exemple le module du produit vectoriel $\mathbf{OM}_n \times \mathbf{M}_n \mathbf{M}_{n+1}$. Que pensez-vous des résultats ? Est-ce que la technique d'acquisition utilisée vous semble présenter un avantage par rapport à l'exploitation d'un papier marqué par les étincelles sur la table *Jeulin* (estimez le temps passé) ?

Etude d'un choc élastique entre deux mobiles

Lors du choc entre deux mobiles A et B, la quantité de mouvement totale est conservée. Lorsque le choc est élastique, l'énergie cinétique totale est conservée.

- Equipez les deux mobiles autoporteurs d'un « anneau-ressort » et filmer après les avoir lancé l'un contre l'autre.
- Faites un traitement manuel en pointant les positions de chacun des mobiles (fabriquer éventuellement une chronophotographie)
- *Exemples d'exploitation :*
 - Vérifier le principe d'inertie ainsi que la conservation de la quantité de mouvement lors du choc.
 - Le choc est-il effectivement élastique ? avec quelle incertitude ?
 - Cas particulier où le mobile B est initialement immobile dans le référentiel du laboratoire : montrer expérimentalement que les directions des vitesses de A et B à l'issue du choc sont orthogonales, et justifier ce résultat.

Annexe 1 : caractéristiques d'un oscilloscope numérique : exemple du TDS210 –



• Représentation temporelle du signal et problème posé.

Dans un appareil numérique, il va falloir représenter le signal avec une quantité de données finie, en raison de la taille de mémoire disponible limitée.

Le problème du temps.

Il va tout d'abord falloir représenter le signal avec un nombre fini de points ce qui demande deux opérations :

- l'échantillonnage : on prend des points à intervalles de temps donné (réglable avec la base de temps, nous verrons après pourquoi).
 - La troncation ou troncature : on n'observe le signal que sur une durée limitée dans le temps
- Avec les deux étapes précédentes, nous avons récupéré un nombre fini de points. Le temps a été quantifié avec l'étape d'échantillonnage. Reste à régler le problème de l'amplitude.

rq : sur les oscilloscopes TDS 210, le système fait l'acquisition de 2500 points, mais n'utilise que 2048 points pour la FFT (2^{11}) et il n'en utilise à l'affichage que 250 en l'absence de zoom. Compte tenu de la taille de l'écran et de la taille des pixels, ce dernier aspect ne pose pas de problème. La visualisation de l'ensemble des points acquis ne pourra se faire qu'à travers le zoom maximum.

Le problème de l'amplitude.

Il va falloir être en mesure de représenter l'amplitude par une grandeur occupant un espace mémoire limité. Pour représenter cette amplitude, nous allons utiliser un code binaire, interprétable par les systèmes numériques, qui va nous permettre de quantifier l'amplitude (nombre d'états limité). Par exemple, si le système fait une acquisition sur 20V d'amplitude et code l'information sur 8 bits, il y a 2^8 états possibles (256). L'écart en tension entre 2 états successifs est de 78,1 mV. Les valeurs réelles de signal tomberont évidemment toujours entre deux valeurs permises. On adoptera alors systématiquement la valeur permise directement supérieure ou inférieure, ce qui va nous permettre de représenter la tension réelle par un mot binaire de 8 bits. Plus le nombre de bits sera important, plus la résolution du système sera bonne, mais plus la place occupée en mémoire sera importante. Les oscilloscopes disponibles au département codent l'amplitude sur 8 ou 9 bits suivant les modèles.

Approche expérimentale.

Expérimentalement, on peut chercher à remonter aux caractéristiques intéressantes du système, comme le nombre de points mis en mémoire pour la représentation temporelle.

Pour cela, on procède de la façon suivante :

- avec un GBF **analogique**, on observe une sinusoïde, en faisant en sorte qu'une bonne partie de la courbe sorte de l'écran. Faire un STOP et augmenter l'échelle en amplitude. Cette étape doit vous permettre de vérifier que si le système affiche sur 8 carreaux, il fait l'acquisition sur l'équivalent de 10.
- Relever la fréquence d'échantillonnage, la durée d'observation de signal souhaitée puis faire un stop (on fige le mémoire).
- En conservant l'état de mémoire figé, dilater l'échelle de temps et d'amplitude au maximum. En raison du bruit, vous allez observer un signal irrégulier et triangulaire. Vous pouvez alors, en travaillant sur plusieurs niveaux, remonter au pas de quantification en amplitude et au pas d'échantillonnage. Ces deux mesures doivent respectivement vous permettre de remonter au nombre de bits sur lequel l'amplitude est codée, ainsi qu'à la fréquence d'échantillonnage utilisée au moment où l'on a figé la mémoire. En utilisant la durée d'observation notée précédemment, vous devez en outre remonter au nombre de points mis en mémoire pour représenter le signal.

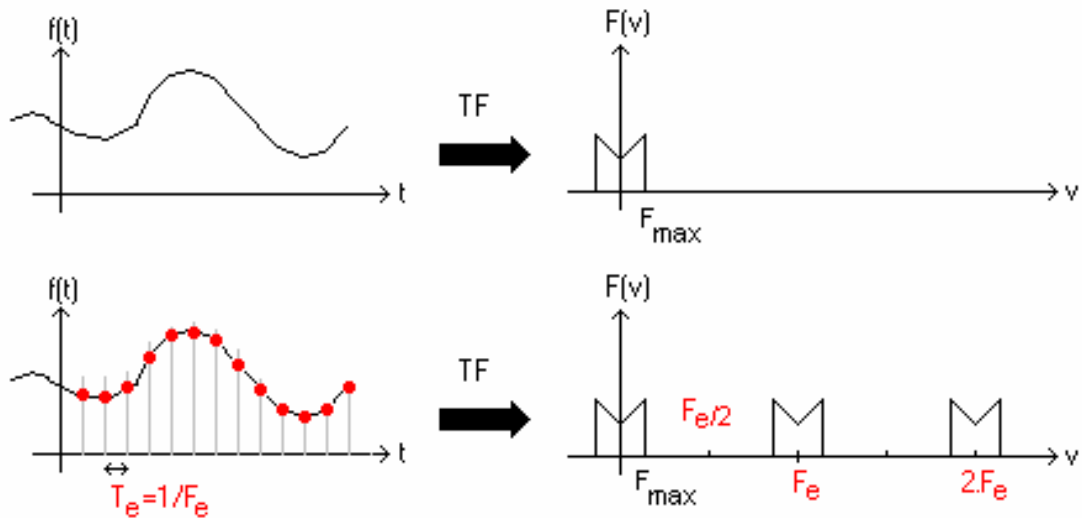
Si vous êtes soigneux, vous devez trouver que cet oscilloscope code les amplitudes sur 8 bits et qu'il fait l'acquisition de 2500 points. La fréquence d'échantillonnage $F_e = 1/T_e$ dépend de la base de temps choisie (nous appellerons T_o la durée d'observation, durée représentant les 10 carreaux)). Etant donné que le nombre de points acquis N est fixé, vous devez vérifier que $T_o = N.T_e$. On constate donc que la base de temps et la fréquence d'échantillonnage ne peuvent pas être réglées de façon indépendante, ce qui explique que cette dernière soit réglée implicitement avec la base de temps.

• Représentation spectrale du signal par FFT et relation avec les grandeurs temporelles.

Le fait d'échantillonner et de tronquer le signal va avoir des conséquences sur le spectre obtenu par FFT (Fast Fourier Transform). Par ailleurs, contrairement à ce qui se passe lorsque l'on travaille sur un ordinateur, nous allons voir que le fait que la taille mémoire soit strictement fixée, va imposer des relations remarquables entre les différentes grandeurs caractéristiques de l'oscilloscope. C'est ce que nous avons déjà pu vérifier au sujet de la fréquence d'échantillonnage et de la base de temps.

Effet de l'échantillonnage sur le spectre.

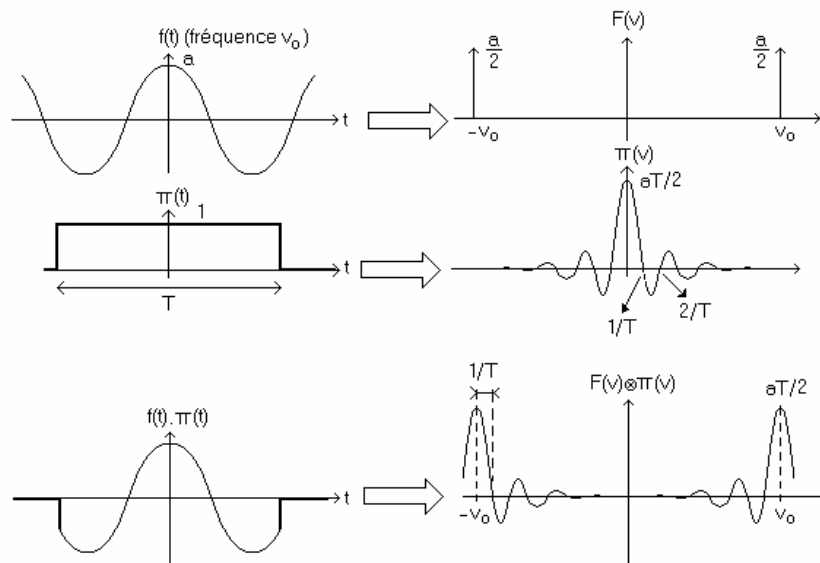
Le fait d'échantillonner un signal, va provoquer une « périodisation » du spectre comme on peut le voir sur la figure suivante :



Tant que La fréquence maximale du spectre du signal non échantillonné reste inférieure à $F_e/2$ (critère de Shannon), il suffit d'observer le spectre sur une plage de fréquence assez étroite (de 0 à $F_e/2$) pour ne pas avoir de différence entre le signal échantillonné et le signal complet. En revanche, si cette condition n'est pas satisfaite, le motif principal et les motifs résultants de la périodisation vont se superposer et l'interprétation de la figure obtenue devient délicate. On parle alors de repliement de spectre.

Effet de la troncation sur le spectre.

Le fait de tronquer le signal va faire, pour un spectre de raies, que les impulsions de Dirac vont être remplacées par la transformée de Fourier de la fenêtre de troncation. Pour mieux comprendre, on peut se référer à la figure suivante, qui traite du cas particulier de la troncation d'une sinusoïde par une fenêtre rectangulaire



Sur les oscilloscopes, vous pouvez choisir la forme de la fenêtre de troncation afin de pouvoir modifier la forme des pics afin la rendre plus adaptée aux mesures que vous souhaitez faire (sommets larges et plus aplatis pour avoir un meilleur résultat sur l'amplitude, ou au contraire pics plus fin pour pouvoir distinguer des raies proches).

Nous venons de voir séparément les effets respectifs du repliement et de la troncation. Pour la suite, dans la mesure où nous travaillerons surtout avec des spectres de raies, nous superposerons que les deux effets peuvent se superposer.

Spécificités de la FFT sur l'oscilloscope et explication.

- *plage de fréquence étudiée : de 0 à $F_e/2$.*

Sur les oscilloscopes, le spectre est calculé sur une plage de fréquence allant de 0 à $F_e/2$. Compte tenu de ce qui a été dit au sujet des effets de l'échantillonnage sur le spectre, c'est assez logique, car si on fait en sorte de

travailler à une fréquence d'échantillonnage qui respecte le critère de Shannon, on visualisera un spectre qui n'est pas perturbé par l'échantillonnage.

rq : respecter strictement le critère de Shannon n'est pas toujours possible. On connaît bien des signaux dont le spectre n'est pas borné (créneaux, triangles, etc...). Cependant, en raison de la bande passante limitée de tous les systèmes physiques, l'amplitude des harmoniques haute fréquence des signaux à analyser finit toujours par décroître, et à partir du moment où les harmoniques sont de valeur assez faible, on peut souvent les négliger et définir une fréquence maximale « expérimentale ». Si ça n'est pas le cas, il faut réaliser un filtrage préalable (filtre « anti repliement »), ou utiliser un système disposant d'une plus grande profondeur mémoire, ce qui autorise des fréquences d'échantillonnage plus importantes.

- *nombre de points calculés dans le spectre et conséquences.*

Alors que le système fait l'acquisition de N points utilisés (2048 utiles même si 2500 acquis) du signal temporel à analyser, il va calculer N/2 points (1024) pour représenter le spectre.

Dans ce cas, en temporel, on peut écrire que $T_0 = N.T_e$ (attention, ici, T_0 correspond à la plage temporelle « utile » de 2048 points et non à celle de 2500 points).

Dans le domaine spectral, si ΔF représente le pas de calcul en fréquence, on peut écrire que $F_c/2 = (N/2) \cdot \Delta F$.

En associant les deux relations suivantes, on obtient que

$$\Delta F = 1/T_0$$

Ainsi, parce que la mémoire est de taille fixée, la durée temporelle d'observation conditionne directement le pas fréquentiel de calcul du spectre.

Si on veut une bonne visualisation temporelle du signal, on aura intérêt à avoir T_0 faible afin d'observer un peu plus d'une période mais alors, la fréquence d'échantillonnage sera très élevée, ce qui conduira à une plage de calcul en fréquence beaucoup trop large avec un pas fréquentiel de calcul beaucoup trop large... il n'y aura pas assez de points des zones intéressantes du spectre.

Si on souhaite un spectre interprétable, il faudra augmenter T_0 , ce qui va dégrader la représentation temporelle du signal, mais qui va permettre d'avoir un pas de calcul assez fin, pour avoir un nombre suffisant de points calculés dans la zone utile du spectre. En revanche, comme on diminue la fréquence d'échantillonnage, on risque d'avoir des problèmes de repliement de spectre.

Approche expérimentale.

Dans le domaine temporel, jouer sur la base de temps pour obtenir un spectre correct avec une sinusoïde. Ceci étant fait, noter la fréquence d'échantillonnage et la durée temporelle d'observation T_0 .

En faisant un zoom sur le spectre, mesurer le pas fréquentiel de calcul pour le spectre. Faire le lien avec T_0 et en déduire le nombre de points calculés dans le spectre.

- Annexe 2 : la fonction FFT d'Igor -

Cette fonction permet de récupérer spectre d'amplitude et spectre de phase sous IGOR.

- Pour qu'elle fonctionne, il faut commencer par affecter une échelle de temps correcte à la tension dont on cherche la transformée de Fourier. Pour cela, allez dans « Data » puis « change waves scaling » et définir correctement start et delta. Il faut noter que delta définit l'inverse de la fréquence d'échantillonnage F_e .

- Ceci étant fait, lancer, dans « analysis » l'application « Fourier Transform »

- On récupère alors un spectre calculé en fréquence de 0 Hz à $F_c/2$, dont l'amplitude est inversement proportionnelle au nombre de points acquis en temporel et au pas de calcul en fréquence du spectre. En temporel, le nombre de points acquis n'est pas forcément une puissance de 2, ce qui ralentit en général le calcul. Pour gagner du temps, le signal à analyser est complété avec des zéros (padding) sur un nombre de points qui est une puissance de 2 que l'on notera N. Le spectre est alors calculé sur $1+N/2$ points. En revanche, la plage d'analyse reste $F_c/2$. Il y a donc un léger effet sur la pas de calcul en fréquence du spectre

- Annexe 3 : Syntaxe IGOR pour les opérations sur des vecteurs -

Soient deux vecteurs V_x et V_y de dimension N, représentés par les « waves » Vect_X et Vect_Y. Ces vecteurs représentent par exemple les coordonnées X et Y de la position M_n d'un mobile aux instants successifs t_n séparés de δt . Vous souhaitez calculer des grandeurs définies à partir de ces vecteurs, comme par exemple la distance OM. Voici la syntaxe Igor à utiliser après avoir créé la « wave » distance :

$$\text{distance}[] = \text{sqrt}(\text{Vect_X}[p]^2 + \text{Vect_Y}[p]^2)$$

Cette formule a pour effet de réaliser l'opération souhaitée sur toutes les coordonnées à la fois du « vecteur » distance. Notez bien que l'indice courant doit être noté p et qu'il ne doit pas être présent dans le membre de gauche.

Autre exemple : vous souhaitez déterminer les composantes du vecteur à deux dimensions $\mathbf{M}_n\mathbf{M}_{n+1}$. Il vous faut créer deux nouvelles « waves » : `Arc_Vect_X` et `Arc_Vect_Y`, dont voici la syntaxe de définition

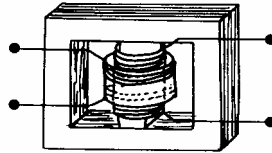
```
Arc_Vect_X[ ]=Vect_X[p+1]-Vect_X[p]  
Arc_Vect_Y[ ]=Vect_Y[p+1]-Vect_Y[p]
```

Caractérisation d'un transformateur

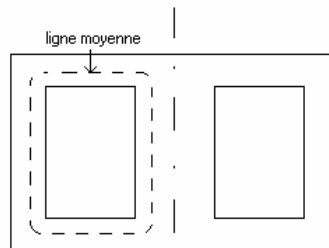
I. Rappels sur le transformateur

I.1. Structure et modèle du transformateur.

Les transformateurs que nous allons étudier sont de la forme suivante (Cf. annexe pour les dimensions). On remarquera que le circuit est feuilleté.



Dans cette structure, on constate que le flux résulte du champ d'excitation H créé par le bobinage dans la colonne centrale. Il se partage alors équitablement entre les deux bras. Par ailleurs, on constate que, compte tenu de la géométrie, le champ d'induction B (supposé homogène sur toute section de circuit magnétique), sera identique dans la colonne centrale et dans les bras. En effet, dans la colonne, on a deux fois plus de flux pour deux fois plus de section par rapport à un bras. Compte tenu, de cette remarque, nous allons nous intéresser à la ligne de champ moyenne décrite sur le dessin suivant :



Si B est identique en tout point de la ligne champ et tangent à cette ligne, alors, en supposant le matériau magnétique isotrope, on peut dire qu'il en est de même pour H . Si L est la longueur de la ligne moyenne (à déterminer « raisonnablement » compte tenu des données géométriques), n_1 le nombre de spires du primaire, et $i(t)$ le courant dans ce dernier, alors on a

$$H_{\text{moyen}}(t) = \frac{n_1}{L} \cdot i(t)$$

Pour connaître la valeur maximale du champ d'induction B moyen dans le circuit magnétique, on observe la tension $u_B(t)$ récupérée en sortie de l'intégrateur (circuit RC) placé sur le bobinage annexe (20 spires environ). Si on appelle n_m le nombre de spires du bobinage considéré, S la section de la colonne centrale et $R.C$ la constante de temps de l'intégrateur, alors on a

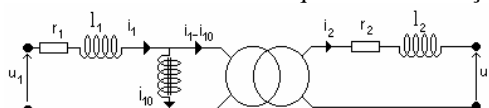
$$B_{\text{moyen}}(t) = \frac{R.C}{n_m \cdot S} \cdot u_B(t)$$

remarque importante : compte tenu des hypothèses géométriques (notion de ligne moyenne, simplification du circuit sans tenir compte des effets de bord) et des hypothèses sur la nature des grandeurs étudiées (étude d'un champ d'induction moyen, censé être uniforme sur toute la section, hypothèse d'isotropie du matériau), il est évident que les valeurs de B et de H sur lesquelles on travaille sont des ordres de grandeurs moyens. Il ne faut pas utiliser les résultats obtenus de façon abusive...

I.2. Modèle électrique équivalent.

Nous allons supposer que le flux dans le circuit magnétique est d'allure sinusoïdale (forcé par la tension réseau appliquée en entrée).

On peut montrer que cette structure est modélisable électriquement de la façon suivante:



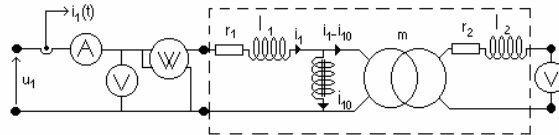
Elle comporte

- un transformateur parfait (rapport de transformation m).
- une inductance saturable parcourue par un courant i_{10} distordu (modélisation du circuit magnétique).
- des résistances r_1 et r_2 qui sont respectivement les résistances du circuit primaire et du circuit secondaire,
- des inductances L_1 et L_2 qui représentent les inductances de fuite du primaire et du secondaire.

I.3. Etude du circuit magnétique (essai à vide).

Le secondaire du transformateur est ouvert (on caractérise donc une inductance saturable). On applique la tension d'entrée en l'augmentant **progressivement de 0 jusqu'à la valeur de fonctionnement** pour éviter un risque de fort appel de courant en régime transitoire.

On peut disposer les appareils de mesures de la façon suivante:



Pour cet essai, on peut parfois supposer les pertes Joule négligeables (à vérifier) car en l'absence de charge, le courant appelé en régime permanent reste faible (uniquement le courant magnétisant qui est très distordu). La puissance mesurée par le Wattmètre correspond donc aux pertes fer. Pour être plus rigoureux, on peut mesurer la valeur efficace de i_1 et vérifier, connaissant r_1 , si les pertes Joule sont négligeables, et dans la négative de les retrancher de la puissance mesurée.

Les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault peuvent être approchées par les expressions

$$P_{\text{hyst}} = K_{\text{hyst}} \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 \quad \text{et} \quad P_{\text{Foucault}} = K_{\text{Foucault}} \cdot f^2 \cdot B_{\text{max}}^2$$

La valeur efficace de la tension d'entrée est proportionnelle à la valeur maximale d'induction B_{max} . Les pertes fer, qui sont la somme des pertes par hystérésis et par courants de Foucault, sont donc proportionnelles à U_{1eff}^2 .

II. Travail expérimental

REMARQUE GENERALE : Pour toutes les manipulations d'électrotechnique, demandez systématiquement aux enseignants présents de vérifier votre montage avant de mettre ce dernier sous tension. Coupez le réseau dès que vous avez terminé de faire vos mesures.

ATTENTION ! pour visualiser les tensions dans les manipulations qui suivent, vous veillerez à utiliser impérativement des sondes différentielles de tension qui permettent d'isoler la mesure du circuit étudié. On évite ainsi les problèmes de masse ramenées par les oscilloscopes notamment.

ATTENTION ! Ne jamais déconnecter un fil dans lequel passe un courant important. Si un changement de câblage s'impose, coupez la source et refaites le montage hors tension !

II.1. Etude du système en charge : formes d'onde, rendement...

On alimente le transformateur sous une tension délivrée par un alternostat (autotransformateur). Cette tension est amenée à la valeur nominale. La charge résistive placée au secondaire du transformateur doit pouvoir supporter les conditions nominales d'utilisation (attention au courant admissible...).

- Pour différentes charges (y compris la charge nominale), mesurer la puissance absorbée au primaire et la puissance restituée au secondaire, ainsi que la valeur efficace des courants primaires et secondaires.
- Calculer et tracer le rendement en fonction de la charge.

II.2. Caractérisation préliminaire : mesure de la résistance des enroulements.

Pour des niveaux de courants adaptés au fonctionnement du transformateur, relever la valeur des résistances de bobinage r_1 et r_2 des circuits primaires et secondaires. Pour cela, on utilisera une alimentation stabilisée et on appliquera une méthode Volt-ampèremétrique ou un ohmmètre.

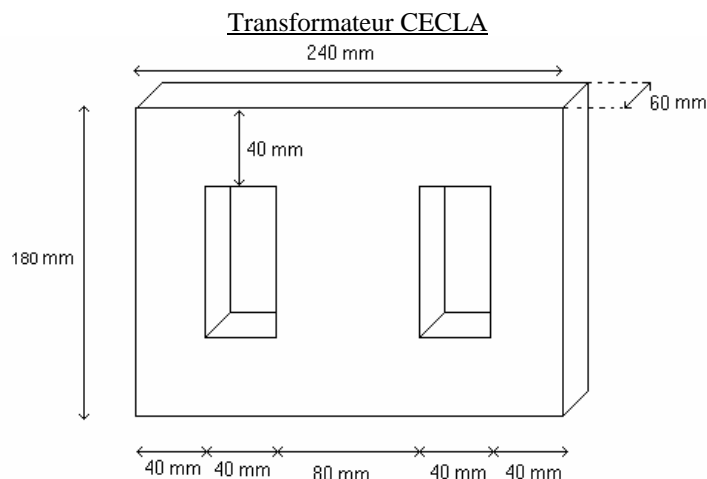
II.3. Etude du circuit magnétique : essai à vide (formes d'onde, puissance...).

Dans cette partie, nous allons essayer de caractériser le circuit magnétique du transformateur. On notera que cette étude est équivalente à celle d'une inductance saturable, dans la mesure où seul le circuit primaire est parcouru par un courant...

- Relever le rapport de transformation et déterminer le nombre de spires des différents bobinages du transformateur, connaissant celui du circuit annexe de mesure (on utilisera le nombre de spires du primaire pour remonter à H et celui du circuit annexe de mesure pour remonter à B).
- Un capteur à effet Hall nous donne une image du courant dans le circuit primaire, et on utilise un circuit secondaire pour récupérer une tension image de la dérivée du flux. On intègre cette tension (circuit RC avec pulsation de coupure choisie judicieusement...). En se ramenant à un circuit magnétique le plus simple possible, déduire les valeurs de H et B de la conservation du flux et du théorème d'Ampère (on fera les hypothèses présentées dans le premier paragraphe). Pour cela, on utilisera les données géométriques fournies en annexe.
- On augmente progressivement la tension fournie par l'alternostat par pas réguliers pour passer de 0 à la tension nominale. Pour chaque valeur de tension, on relève la valeur efficace du courant appelé, son taux de distorsion ainsi que la valeur de la puissance absorbée. Observer également l'allure du cycle d'hystérésis (faire un enregistrement en « autostore ») et pour chaque valeur de tension, relever le courant et la tension intégrée et en déduire, dans ces conditions, le champ d'excitation coercitif et le champ d'induction rémanente (On travaillera à partir d'une observation temporelle des signaux centrés avec un moyennage).
- Tracer l'évolution des pertes fer en fonction du carré de la tension d'alimentation. Conclusion ? En déduire la valeur des pertes ferromagnétiques correspondant à l'essai du (II.1) dans les conditions nominales.
- Tracer l'évolution de H_c et B_r en fonction du niveau de champ d'induction. Noter les valeurs correspondant au cas de la tension nominale.
- Connaissant r_1 , r_2 , la valeur des pertes fer sous tension nominale, ainsi que la valeur efficace des courants i_1 et i_2 , comparer la somme des pertes obtenue par décomposition (en pertes fer et perte Joule) à celle obtenue directement par comparaison de la puissance en sortie avec la puissance en entrée lors de l'essai en charge.

Annexe : dimensions des transformateurs utilisés

Les circuits magnétiques des transformateurs utilisés ont les dimensions suivantes :



Bibliographie

- « Electrotechnique industrielle », Lavoisier éditeur, G. Séguier et F. Notelet.
- « Electronique de puissance. Conversion d'énergie », Casteilla éditeur, M. Lavabre.
- Hprépa PSI – électronique I et II. – Electromagnétisme.
- « matériaux magnétiques de l'électrotechnique », Hermès éditeur, P. Brissonneau.
- « Transformateur » -- cours de licence -- M. Lavabre.

PUISSANCE : mesures monophasées et triphasées

I. Rappels

I.1. Définitions générales

La puissance instantanée dans un récepteur soumis à une tension $u(t)$ et parcouru par un courant $i(t)$ est donnée par

$$p(t) = u(t) \cdot i(t)$$

On cherche en général à mesurer la puissance active moyenne qui est la valeur moyenne de $p(t)$ soit

$$P = \langle p(t) \rangle$$

I.2. Puissance en régime sinusoïdal

I.2.1. Puissance active

On considère que les grandeurs étudiées sont sinusoïdales. On a donc

$$u(t) = U \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad \text{et} \quad i(t) = I \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi)$$

Alors

$$P = \langle p(t) \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt = U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

où U et I sont respectivement la valeur efficace de la tension et du courant et φ l'avance de phase algébrique du courant sur la tension (dont le signe n'a aucune importance dans cette formule).

I.2.2. Puissances réactive et apparentes

On peut également définir la puissance réactive Q et la puissance apparente S telles que

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi \quad \text{et} \quad S = U \cdot I$$

- Si la puissance réactive Q augmente (on s'éloigne du récepteur purement résistif), notre récepteur, pour consommer une puissance active donnée, va appeler un courant plus important ce qui va occasionner des pertes en ligne plus importantes. Le distributeur d'électricité vous fait payer la puissance active que vous consommez et doit prendre à sa charge les pertes Joule sur ses lignes...il est donc préférable, pour lui, que votre installation se rapproche le plus possible d'un circuit résistif (circulation dans les lignes du courant minimal pour une puissance active donnée).

- La puissance apparente est parfois importante dans le dimensionnement de dispositifs comme les transformateurs (la valeur efficace du courant définit la taille des bobinages et particulièrement leur section alors que la valeur efficace de tension définit le flux dans le circuit magnétique et donc ses dimensions).

- Lorsque l'on travaille en régime sinusoïdal, on a la relation

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

- Quelle que soit la forme des signaux, on définit le facteur de puissance k par la relation

$$k = \frac{P}{S}$$

Dans le cas particulier des signaux sinusoïdaux, on a

$$k = \cos \varphi$$

I.3. Puissance en présence d'harmoniques.

Dans le cas où l'on travaille avec des signaux périodiques non sinusoïdaux, on peut décomposer ces derniers en série de Fourier ce qui conduit à

$$u(t) = \langle u(t) \rangle + \sum_n U_n \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t)$$

$$i(t) = \langle i(t) \rangle + \sum_n I_n \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n)$$

Dans ce cas, la puissance active est donnée par

$$P = \langle i \rangle \cdot \langle u \rangle + \sum_n U_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n$$

On remarque que si l'une des grandeurs est sinusoïdale, seul le premier harmonique porte de la puissance active.

rq : Les valeurs efficaces vraies de $u(t)$ et $i(t)$ en régime harmonique s'écrivent respectivement

$$U = \sqrt{\langle u \rangle^2 + \sum_n U_n^2} \quad \text{et} \quad I = \sqrt{\langle i \rangle^2 + \sum_n I_n^2}$$

On peut là encore définir le facteur de puissance k par la formule

$$k = \frac{P}{U \cdot I}$$

mais cette grandeur n'a plus rien à voir, à priori, avec le résultat du régime sinusoïdal. Un facteur de puissance proche de 1 permet d'optimiser le dimensionnement des installations électriques (transformateur dans les systèmes de redressement isolés).

II. Principe simplifié des Wattmètres

II.1. Wattmètres électrodynamiques.

La circulation d'un courant $i(t)$ dans l'appareil est à l'origine d'un flux magnétique ϕ proportionnel à $i(t)$ dans un bobinage fixe. Un second bobinage, placé à l'intérieur du premier, soumis à la tension $u(t)$, est mobile autour d'un axe et parcouru par un courant $i'(t)$ proportionnel à $u(t)$. Le couple moyen appliqué à ce dernier est alors de la forme

$$\Gamma_i = \langle K_i \cdot \phi(i) \cdot i' \rangle = K \cdot \langle u(t) \cdot i(t) \rangle$$

où K est une constante.

Ce couple s'oppose à un couple de rappel de la forme

$$\Gamma_\theta = K_\theta \cdot \theta$$

où θ est la déviation du cadre et donc de l'aiguille de lecture.

A l'équilibre, on récupère donc une déviation de l'aiguille reliée à la puissance moyenne qui traverse l'appareil.

rq : on ne s'intéresse qu'au couple moyen, car les variations dynamiques du couple sont filtrées mécaniquement par le système (la partie mécanique est incapable de répondre à des variations électriques rapides).

II.2. Wattmètre électronique.

Un capteur (effet Hall par exemple) permet de récupérer une tension proportionnelle au courant. On prélève également la tension aux bornes de la charge. L'image de ces deux signaux est alors multipliée électroniquement (image car une amplification ou une atténuation peuvent être nécessaires...). Le produit est alors filtré passe bas, afin de n'en récupérer que la valeur moyenne qui est bien proportionnelle à la puissance active consommée dans la charge.

II.3. Remarque importante.

quelle que soit leur structure, les wattmètres que nous utilisons ont des bandes passantes relativement faibles (qq kHz dans le meilleur des cas). Il faut donc être très prudent dans l'interprétation des résultats des appareils, notamment quand on travaille avec des tensions et des courants distordus. Dans ce cas, tous les harmoniques portent de la puissance, et une bande passante trop faible conduit à ne pas prendre en compte les harmoniques de rang élevé...

III. Puissance en triphasé.

III.1. Puissance instantanée dans un système triphasé équilibré.

Nous allons considérer un système triphasé équilibré. Aux bornes de chaque phase, on trouve respectivement les tensions v_1 , v_2 et v_3 . Les courants dans les phases sont respectivement j_1 , j_2 et j_3 . Les puissances instantanées

par phase sont, respectivement, notées p_1 , p_2 et p_3 , produit du courant de phase par la tension aux bornes de cette dernière. La puissance active totale dans le système étant, d'après le théorème de Boucherot, donnée par

$$P = p_1(t) + p_2(t) + p_3(t)$$

on note

$$\begin{cases} v_1(t) = V\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) \\ v_2(t) = V\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3(t) = V\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} j_1(t) = J\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - \varphi) \\ j_2(t) = J\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ j_3(t) = J\sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases}$$

d'où

$$\begin{cases} p_1(t) = VJ[\cos \varphi + \cos(2\omega t - \varphi)] \\ p_2(t) = VJ[\cos \varphi + \cos(2\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3})] \\ p_3(t) = VJ[\cos \varphi + \cos(2\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3})] \end{cases}$$

Dans chacune des phases, la puissance instantanée est fluctuante. En revanche, en calculant la puissance active instantanée totale dans le système triphasé équilibré, on trouve

$$P = p(t) + p_2(t) + p_3(t) = 3VJ \cos \varphi$$

La **puissance instantanée** dans un système triphasé équilibré est donc **constante**. C'est l'un des intérêts du triphasé, qui permet notamment d'éviter les fluctuations de couple dans les machines tournantes.

rq : En grandeurs de lignes, on a $P = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi$

rq : Il faut noter que le déphasage φ est pris entre grandeurs de phases!

rq : La puissance apparente, notée S est donnée par $S = 3VJ = \sqrt{3} \cdot U \cdot I$

rq : La puissance réactive, notée Q , est donnée par $Q = 3VJ \sin \varphi = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \sin \varphi$

III.2. Mesure de puissance active et réactive.

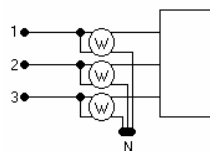
II.2.1. Mesure avec un seul appareil.

Quand le système est équilibré, la même puissance transite sur chaque phase. On peut alors mesurer la puissance dans une phase avec un seul wattmètre et multiplier par 3. Cependant, cette méthode est risquée dans le cas d'un système qui n'est pas rigoureusement équilibré.

Avec les wattmètres ayant une pince ampère-métrique comme capteur de courant, il est préférable de faire une mesure sur chaque phase et de sommer les 3 résultats obtenus.

II.2.2. Méthode des deux wattmètres.

Cette méthode est basée sur la constatation suivante : quel que soit le montage, on peut toujours réaliser un point neutre artificiel ce qui nous ramène à la configuration suivante



Chaque appareil indique les mesures w_1 , w_2 et w_3 qui signifient

$$\begin{cases} w_1(t) = (v_1 - v_N) \cdot i_1 \\ w_2(t) = (v_2 - v_N) \cdot i_2 \\ w_3(t) = (v_3 - v_N) \cdot i_3 \end{cases}$$

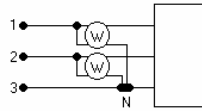
Au total, on a donc $W = w_1 + w_2 + w_3 = v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3 - v_N \cdot (i_1 + i_2 + i_3)$

Si le montage ne comporte pas de fil de neutre (ou qu'aucun courant ne circule dans ce fil car le système est équilibré), on a bien $W = P$.

rq : Cette méthode peut notamment être utilisée pour mesurer la puissance absorbée par un pont double redresseur triphasé (montage sans retour de neutre...).

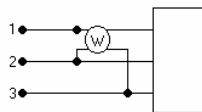
rq : La valeur indiquée par chaque appareil n'a, à priori, aucune signification particulière. Seule la somme algébrique en a une.

Si on choisit arbitrairement $v_3 = v_N$, le troisième wattmètre devient inutile ce qui permet de faire une mesure à deux wattmètres d'où le nom de la méthode. On peut même se contenter d'un seul appareil en utilisant un commutateur de wattmètre, qui permet de faire passer l'appareil de la phase 1 à la phase 2 et inversement, sans interrompre les courants de ligne (astuce inutile si le wattmètre comporte une pince de courant).



II.2.3. Mesure de la puissance réactive dans un système équilibré.

On réalise le montage suivant à un wattmètre



L'appareil donne w_1 telle que $w_1 = U_{23} \cdot I_1 \cdot \cos(\vec{I}_1, \vec{U}_{23})$

Si l'on note ϕ les déphasages entre courant de ligne et tension de ligne, alors on a

$$(\vec{I}_1, \vec{U}_{23}) = \phi - \frac{\pi}{2} \quad (\text{raisonner avec un diagramme de Fresnel})$$

ce qui signifie que $w_1 = U \cdot I \cdot \sin \phi$

donc $Q = \sqrt{3} \cdot w_1$

REMARQUE GENERALE : Pour toutes les manipulations d'électrotechnique, demandez systématiquement aux enseignants présents de vérifier votre montage avant de mettre ce dernier sous tension. Coupez le réseau dès que vous avez terminé de faire vos mesures.

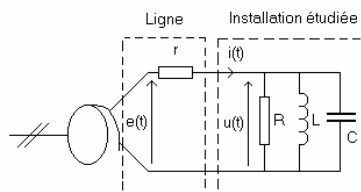
ATTENTION ! pour visualiser les tensions dans les manipulations qui suivent, vous veillerez à utiliser impérativement des sondes différentielles de tension qui permettent d'isoler la mesure du circuit étudié. On évite ainsi les problèmes de masse ramenée par les oscilloscopes notamment.

ATTENTION ! Ne jamais déconnecter un fil dans lequel passe un courant important. Si un changement de câblage s'impose, coupez la source et refaites le montage hors tension !

ATTENTION ! Si vous utilisez un wattmètre électrodynamique, respectez impérativement les calibres sous peine de détérioration de l'appareil. Choisissez notamment toujours le calibre maximum en tension et contrôlez la tension envoyée sur le wattmètre avant de baisser le calibre.

IV. Manipulation en régime sinusoïdal monophasé : signification de la puissance réactive

Nous allons étudier le montage suivant :



La résistance r symbolise la résistance de ligne d'un réseau de distribution d'énergie électrique (avant le compteur). Les éléments R , L et C en parallèle représentent l'ensemble des appareils électriques d'un particulier (après le compteur).

Questions préliminaires

- Quels sont les éléments susceptibles de consommer une puissance active moyenne ?
- Après avoir modélisé et identifié les éléments du circuit, calculer la puissance moyenne absorbée (pour éviter de se lancer aveuglément dans un calcul compliqué, commencer par chercher les paramètres mesurables qui donnent accès simplement à la puissance demandée).
- Comment obtenir la puissance réactive (même remarque que précédemment) ? Quelle est l'incidence de L et C sur Q à u constante ?
- En supposant tous les éléments du circuit parfaits, calculez le courant de ligne en fonction de la tension $u(t)$ en entrée (on supposera, pour simplifier que cette tension reste pratiquement constante quel que soit $i(t)$). En supposant R fixée (puissance active absorbée constante si l'inductance est parfaite), quelle est l'incidence de L et C sur le courant de ligne ?
- Dans quel cas minimise-t-on ce courant de ligne ?

Remarque

Dans la pratique, bon nombre de systèmes électriques ont un comportement inductif, c'est pourquoi on ajoute parfois, en parallèle sur l'installation, des bancs de capacités.

Manipulations

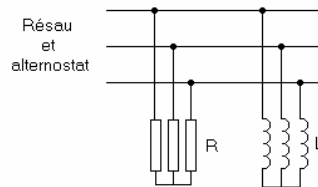
On travaillera à une tension d'entrée $u(t)$ ayant une valeur efficace de 127V environ avec une charge absorbant une puissance active de 500W environ. Cette charge sera d'abord réalisée avec une résistance en parallèle avec une inductance (mesurer la résistance r_L de l'inductance). Pour une résistance de charge constante, on fait varier la valeur de l'inductance. En jouant éventuellement sur u pour maintenir la puissance absorbée constante, relever la tension u, le courant dans la résistance de ligne, le courant dans la résistance de charge, le courant dans l'inductance, ainsi que la puissance absorbée par la charge. Réfléchir aux appareils à utiliser et effectuer le câblage. Demander aux enseignants de vérifier le circuit avant de mettre sous tension.

Tracez la loi de variation du courant de ligne, en fonction de $\cos\phi$ et de Q. Comment interpréter ces courbes ?

Pour une valeur d'inductance donnée (choisir un point de fonctionnement avec un $\cos\phi$ voisin de 0,8 par exemple), déterminer la valeur de capacité à placer en parallèle sur la charge pour minimiser le courant de ligne. Faire l'expérience et observer le courant de ligne avec et sans capacité.

V. Manipulation en régime sinusoïdal triphasé : cas d'un système équilibré

On réalise le montage suivant



- Le système est-il strictement équilibré? Observer et conclure. Mesurer la tension entre le neutre de la source électrique et le centre des étoiles constituant la charge.
- Relever, en fonction de la tension efficace de ligne (à mesurer), le courant de ligne, le courant dans une des résistances R, le courant dans une des inductances L et la puissance active globale (en déduire par calcul la puissance réactive). En déduire R et L. Que représente exactement R obtenue de cette façon ? Mesurer directement la résistance r_L de l'inductance ainsi que R. Comparer la puissance active obtenue de cette façon à la mesure directe faite précédemment.
- Comment peut-on se ramener à un facteur de puissance proche de 1 pour la valeur d'inductance trouvée ? réaliser l'expérience et mesurer.

VI. Manipulation en continu : rendement d'un moteur à courant continu

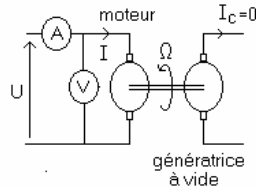
Nous allons travailler avec un système de deux machines à courant continu à aimant accouplées sur le même arbre. L'objectif est d'obtenir la puissance mécanique utile sur l'arbre, afin de déterminer le rendement de la conversion électromécanique de la première machine. Aucun dispositif ne donne accès directement au couple utile. Il va donc falloir chercher à déterminer la puissance utile à partir de la puissance électromécanique et du terme de pertes ferromagnétiques et de pertes mécaniques. En revanche, on dispose d'une dynamo tachymétrique calibrée (ou supposée comme telle) pour obtenir la vitesse de rotation Ω .

Mesures préliminaires.

On mesure la résistance d'induit de la première et de la seconde machine (avec une méthode volt-ampérométrique et surtout pas avec un ohmmètre !). On appellera ces termes r_1 et r_2 .

Etude des pertes fer et des pertes mécaniques.

Nous allons étudier le système à vide. Dans ce cas, aucune énergie électrique n'est transmise en sortie. L'intégralité de l'énergie absorbée l'est sous forme de pertes. Le montage réalisé est le suivant



En augmentant la tension U , on va augmenter la vitesse. On mesurera la puissance absorbée ($P_a = U \cdot I$) en fonction de la vitesse. Pour chaque tension U appliquée en entrée, on relèvera donc U , I , Ω .

Reste à analyser ce terme. On peut réaliser la décomposition suivante, en supposant que les différentes causes de pertes son découplées :

$$P_a = r_1 \cdot I^2 + P_{f1} + P_{m1} + P_{f2} + P_{m2}$$

- $r_1 \cdot I^2$ représente les pertes Joule. Elles sont parfois négligeables lors de cet essai, car le courant I est, en principe, faible lorsque la génératrice est à vide (on vérifiera tout de même dans la mesure où on connaît r_1 et I !).

- P_{f1} et P_{f2} représentent respectivement les pertes fer dans la première et la seconde machine. Si les deux machines sont réalisées de la même façon (c'est légitime dans notre cas), on peut supposer que ces deux termes sont égaux. Compte tenu de la structure des MCC que nous utilisons, les pertes fer ne dépendent à priori que du champ inducteur (constant dans la mesure où il s'agit de machines à aimants), et de la vitesse de rotation (qui donne la fréquence de variation de flux vu par le rotor). Pour nos machines, les pertes fer ne dépendent donc à priori que de la vitesse de rotation.

- P_{m1} et P_{m2} représentent les pertes mécaniques sur chacune des machines (frottements liés à la rotation et éventuellement à la ventilation). Là encore on va supposer que ces pertes se répartissent équitablement entre les deux machines et que $P_{m1} = P_{m2}$.

- Compte tenu de ces remarques, pour une vitesse donnée, on peut dire que

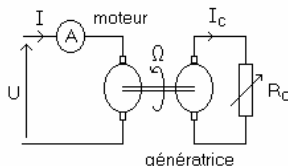
$$P_{f1}(\Omega) + P_{m1}(\Omega) = \frac{P_a - r_1 \cdot I^2}{2}$$

- *mesures* : câbler le circuit précédent et relever les pertes en fonction de la vitesse. Par la suite, on fera en sorte de travailler à une vitesse pour laquelle on connaît ces pertes.

Calcul du rendement à vitesse fixée, en fonction de la puissance mécanique utile.

- *remarque préliminaire* : Afin de pouvoir interpréter la courbe de rendement, nous allons faire en sorte de travailler à vitesse constante, quelle que soit la charge. Il faudra donc ajuster régulièrement la tension d'alimentation U de notre moteur afin de compenser la chute de vitesse provoquée par une augmentation de charge. La vitesse étant constante, on pourra supposer que la somme des « pertes fer » et des « pertes mécaniques » reste constante pour tous les points de fonctionnement étudiés.

- *relevés expérimentaux* : on réalise le câblage suivant



Pour chaque charge appliquée, on relèvera U , I , U_c , I_c tout en vérifiant que Ω reste bien constante. La puissance utile sur l'arbre est donnée par

$$P_u = P_a - r_1 \cdot I^2 - P_{f1} - P_{m1}$$

La puissance absorbée est donnée par

$$P_a = U \cdot I$$

La puissance envoyée à la charge est donnée par

$$P_c = U_c \cdot I_c$$

Le rendement électromécanique du moteur est alors défini par

$$\eta_{\text{moteur}} = \frac{P_u}{P_a}$$

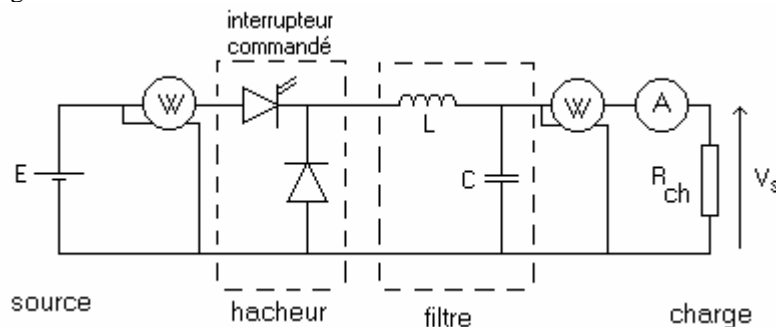
Le rendement électrique/électrique du système est, lui, défini par

$$\eta_e = \frac{P_c}{P_a}$$

- *tracés expérimentaux* : tracer η_{moteur} et η_e en fonction de P_c .
- *interprétation* : Compte tenu des conditions d'obtention du rendement, on constate que ce dernier commence par augmenter. En effet, on part de zéro pour une puissance utile nulle car on fournit juste les pertes sans rien transférer à l'arbre. Par la suite le rendement augmente et atteint un optimum. Pour des puissances utiles plus importantes, le rendement finit par décroître légèrement en raison de l'augmentation des pertes Joule. Cet effet doit être en principe plus net sur η_e que sur η_{moteur} , car les pertes Joule de la génératrice interviennent dans η_e . On rappelle que les pertes fer et les pertes mécaniques restent constantes durant l'essai car la vitesse de rotation est constante.
- *remarque* : augmenter la charge signifie augmenter la puissance transférée sur l'arbre mécanique vers la génératrice, ce qui signifie, lorsque l'on travaille à vitesse constante, que l'on augmente I_c . Dans ce cas, augmenter la charge, c'est diminuer la résistance !

VII. Manipulations en présence d'harmoniques : puissance en sortie d'un hacheur

On réalise le montage suivant



Comme matériel, on utilisera un hacheur avec commande incorporée, une alimentation stabilisée 30V/5A (ou du même ordre), un rhéostat de charge (50Ω / 5A par exemple), une inductance de lissage de 3 mH, une capacité de 10 μF environ, 2 wattmètres, un multimètre, une sonde différentielle, et éventuellement un capteur de courant à zéro de flux et un oscilloscope avec module FFT. Pour le multimètre, on prendra, un appareil donnant la valeur efficace avec et sans prise en compte de la partie continue des signaux.

Nous allons chercher à obtenir le rendement défini par le rapport entre la puissance continue transmise à la charge et la puissance délivrée par la source. On ne tiendra pas compte, dans un premier temps, de la puissance éventuellement transmise sur les harmoniques, car dans la mesure où l'on s'intéresse à une conversion continu-continu, on supposera que la charge reste insensible aux fluctuations.

Remarque : on fera en sorte de travailler à une charge suffisante (résistance R_{ch} assez faible !) pour éviter un régime de fonctionnement discontinu (Cf. cours sur le hacheur série).

Obtention du rendement en régime purement continu (fréquence de hachage maximum).

En nous plaçant à la fréquence de hachage de 16 kHz environ, compte tenu du filtre choisi, on peut supposer que la tension aux bornes de la résistance de charge R_{ch} est pratiquement continue. La puissance active disponible en sortie se présente alors intégralement sous forme continue.

Dans ces conditions, en faisant varier R_{ch} , relever le rendement du convertisseur en fonction de la puissance délivrée en sortie (en diminuant R_{ch} , on augmente le courant et donc la puissance appelée, car V_s est une constante pratiquement égale à $\alpha \cdot E$). Parmi les principales causes de dissipation, on peut citer

- les pertes dans l'inductance de lissage.
- les pertes par conduction dans les interrupteurs : la tension à l'état passant est non nulle et mesurable en utilisant une sonde différentielle. Le courant qui traverse l'interrupteur peut être observé en utilisant un capteur à

zéro de flux. On peut éventuellement estimer une puissance moyenne. Pour cela, on mesure la durée de conduction et on suppose les commutations instantanées. Cependant, les formes d'ondes réelles sont plus complexes ce qui rend l'interprétation délicate.

- Les pertes par commutation : elles ne sont pas facilement accessibles avec les moyens disponibles. Expérimentalement, pour déterminer les pertes dans le filtre, mesurer la résistance de la bobine (en espérant qu'elle ne dépend pas trop de la fréquence) et le courant efficace qui la traverse. Compte tenu du rendement global, donner un ordre de grandeur de l'ensemble des autres pertes.

Nature de la puissance transférée en fonction de la fréquence : puissance sur les harmoniques.

En conservant la même tension d'entrée que précédemment, et en se plaçant à une position du rhéostat de charge à 20Ω environ, pour un rapport cyclique de 0,5, on constate que la tension de sortie présente une ondulation non négligeable lorsque la fréquence de hachage est voisine du kHz. Si on suppose qu'à cette fréquence d'ondulation, le rhéostat reste une résistance pure indépendante de la fréquence (hypothèse très critiquable...), on constate alors qu'une partie de la puissance active est transférée à travers les harmoniques.

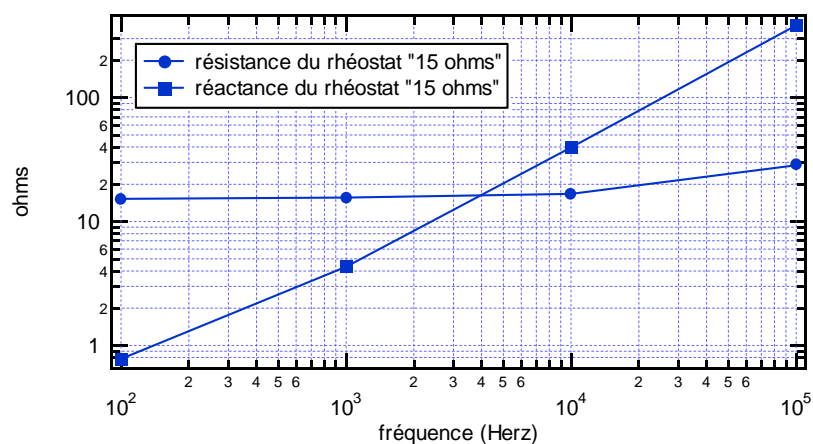
En entrée, pour le point de fonctionnement choisi, on mesurera la puissance absorbée (voltmètre et ampèremètre en continu).

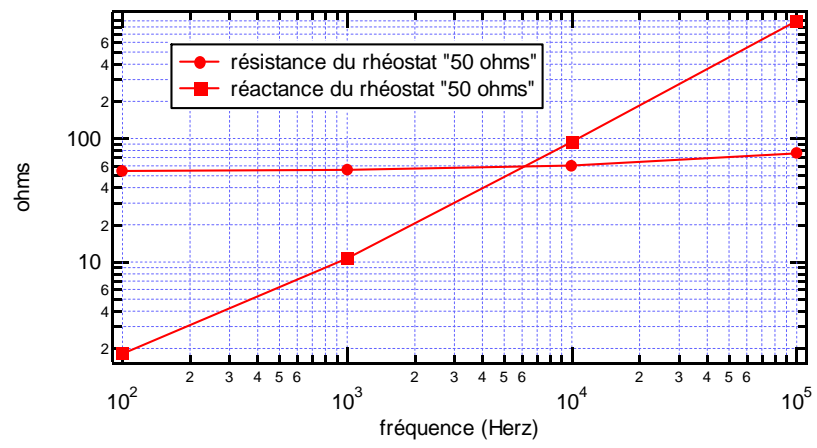
En sortie, on va mesurer la puissance transmise à la charge sous forme continue et par les harmoniques avec un ampèremètre en série avec le rhéostat. Pourquoi ne travaille-t-on pas avec un voltmètre ? Donner, en fonction de la fréquence de hachage, la valeur moyenne du courant et la valeur efficace de sa partie variable (ensemble du signal moins sa valeur moyenne). Tracer ces évolutions, ainsi que celle du rapport entre la puissance transportée par les harmoniques et la puissance transportée par le continu en fonction de la fréquence de hachage.

Pour résumer, quels sont les avantages et les inconvénients du filtre en sortie du hacheur ? Pourquoi est-il indispensable ?

Remarque importante : compte tenu de la structure de la résistance de charge, il est fort probable qu'avec la fréquence (et donc pour les différents harmoniques), le modèle équivalent se modifie. Deux problèmes vont se poser : l'effet de peau responsable d'une augmentation de la résistance avec la fréquence et le caractère inductif de la structure en solénoïde qui va être de plus en plus important.

A titre d'exemple, on donne la caractéristique d'impédance de rhéostats du type de ceux utilisés en TP :





Modélisation d'une machine à courant continu

Identification des paramètres

I. Modélisation et fonctions de transfert

Nous allons présenter des modèles simplifiés des deux éléments principaux étudiés dans ce sujet, à savoir

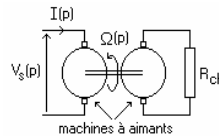
- Le hacheur (convertisseur d'énergie électrique de type continu en continu variable commandé).
- La machine à courant continu (on étudiera deux machines à aimant associées sur le même arbre).

L'ensemble constitue un exemple simple de chaîne de commande d'un actionneur électrique. Ce type de structure se rencontre en traction ferroviaire, en robotique...

Les modèles donnés dans cette partie sont des **modèles de connaissance** (issue d'une modélisation physique du système). Nous essaierons d'établir, dans la partie expérimentale, des **modèles de comportement** (on cherche la réponse d'un système, inconnu a priori, à des signaux tests et on en déduit une fonction de transfert).

I.1. Modélisation dynamique simplifiée de la machine.

Vu de l'extérieur, la machine peut être représentée par la mise en série d'une résistance R , d'une inductance L (par la suite, on ajoutera la valeur de l'inductance de lissage mise en série avec la machine) et d'une f.e.m à vide E_v donnée par la relation $E_v = K \cdot \Omega$, si Ω est la vitesse de rotation. Nous supposons que l'ensemble fixé à l'arbre de la machine est de moment d'inertie J et que le moment du couple de frottement est $C_f = C_o + f \cdot \Omega$ (frottement sec + frottement visqueux).



rq : Si la machine est chargée par une génératrice, on verra que le couple résistant appliqué par cette dernière est un couple de forme $C_r = K' \cdot \Omega$ qui devient très grand devant le terme de frottements secs ce qui permet de dire que le couple qui s'oppose au couple moteur a un moment pratiquement proportionnel à Ω .

Equation électrique:
$$V_s(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} + K \cdot \Omega(t)$$

soit en variable de Laplace
$$V_s(p) = R \cdot I(p) + L \cdot p \cdot I(p) + K \cdot \Omega(p)$$

Equation mécanique:
$$J \cdot \frac{d\Omega(t)}{dt} = K \cdot i(t) - f \cdot \Omega(t) - C_{ch}(t)$$

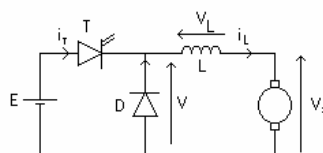
soit en variable de Laplace
$$J \cdot p \cdot \Omega(p) = K \cdot I(p) - f \cdot \Omega(p) - C_{ch}(p)$$

rq: $C_{ch}(t)$ est le moment du couple de charge. Si l'on suppose que la charge mécanique de notre moteur est une génératrice à courant continu débitant sur une charge R_{ch} , alors on peut dire que

$$C_{ch} = K \cdot I_{ch} = K \cdot \frac{E}{R_{ch}} = \frac{K^2}{R_{ch}} \cdot \Omega \quad \text{soit} \quad C_{ch} = \frac{K^2}{R_{ch}} \cdot \Omega = K' \cdot \Omega$$

I.2. Modélisation du hacheur.

Nous allons nous intéresser au cas d'un hacheur série non réversible, composé d'un interrupteur commandé (IGBT, MOS...) et d'une diode (amorçage et blocage spontanés...)



On suppose que les ondulations de courant sont négligeables (inductance de lissage suffisamment forte et fréquence de hachage élevée), ce qui justifie le raisonnement en valeur moyenne. On suppose alors que

$$V_s = \alpha \cdot E$$

où α est le rapport cyclique proportionnel à la tension de commande. Le hacheur peut alors être modélisé par un gain statique entre α (entrée de commande) et V_s (grandeur de sortie). Pour cela, on néglige donc sa réponse dynamique...

I.3. Réponse en courant du système complet.

Compte tenu des paramètres pris en compte, on s'attend à avoir une réponse en courant de la machine de la forme

$$T_I(p) = \frac{I(p)}{V_s(p)} = \frac{J.p + f + \frac{K^2}{R_{ch}}}{K^2 + (L.p + R).(J.p + f + \frac{K^2}{R_{ch}})}$$

On remarque que pour les fréquences élevées, ce système va avoir un comportement identique à un passe-bas du premier ordre. C'est pourquoi, en pratique, quand on cherche à asservir le courant dans un tel système, on l'identifie souvent comme tel.

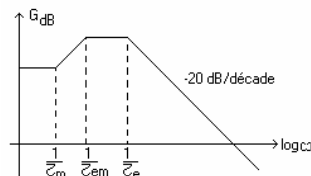
Moyennant quelques hypothèses, on peut préciser davantage l'allure de la fonction de transfert. Si on suppose que le dénominateur de la fonction de transfert permet de faire apparaître des constantes de temps (que nous appellerons τ_e et τ_{em}), alors elle peut se mettre sous la forme:

$$T_I(p) = A. \frac{(1 + \tau_m.p)}{(1 + \tau_e.p).(1 + \tau_{em}.p)}$$

Pour de nombreuses machines (fortes inerties...), on a $\tau_e \ll \tau_{em} \ll \tau_m$

Si on prend également en compte le hacheur, la commande de ce dernier et le capteur de courant, la fonction de transfert précédente est multipliée par un simple gain statique (l'entrée est la tension image du rapport cyclique α et la sortie est la tension image du courant dans la machine donnée par un capteur à effet Hall par exemple).

Dans ce cas, on peut donner le diagramme asymptotique de Bode suivant:



On note qu'à base fréquence, on risque d'observer un comportement plutôt dérivateur sur la plage de pulsation définie par les deux premières coupures. Au delà de la seconde coupure, on s'attend, en revanche à un comportement de type passe bas. Cette remarque est particulièrement importante pour choisir la fréquence de travail lorsque l'on cherche à identifier le système par un modèle de comportement avec des signaux en créneaux.

I.4. Réponse en vitesse du système complet.

Si on note $C_{ch} = \frac{K^2}{R_{ch}}. \Omega = K'. \Omega$, on trouve que

$$T_{\Omega}(p) = \frac{\Omega(p)}{V_s(p)} = \frac{K_m}{1 + (T_{em} + \mu.T_e).p + T_e.T_{em}.p^2}$$

$$\text{avec } K_m = \frac{K}{K^2 + R.(f + K')}, \quad \mu = \frac{R.(f + K')}{K^2 + R.(f + K')}, \quad T_e = \frac{L}{R}, \quad T_{em} = \frac{R.J}{K^2 + R.(f + K')}$$

Cette fonction correspond à un comportement de type second ordre. On peut parfois assimiler ce système à un premier ordre pour simplifier l'identification, mais ce peut être dangereux, notamment pour des questions de stabilité...

REMARQUE GENERALE : Pour toutes les manipulations d'électrotechnique, demandez systématiquement aux enseignants présents de vérifier votre montage avant de mettre ce dernier sous tension. Coupez le réseau dès que vous avez terminé de faire vos mesures.

ATTENTION ! pour visualiser plusieurs tensions dans les manipulations qui suivent, vous veillerez à utiliser impérativement des **sondes différentielles de tension** qui permettent d'isoler la mesure du circuit étudié. On évite ainsi les problèmes de masse ramenée par les oscilloscopes notamment.

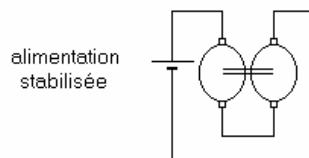
ATTENTION ! Ne jamais déconnecter un fil dans lequel passe un courant important. Si un changement de câblage s'impose, coupez la source et refaites le montage hors tension !

PRECAUTION : Avant de faire vos essais sur la machine à courant continu, pensez à limiter en courant l'alimentation stabilisée à la valeur nominale de la machine si cela est nécessaire.

II. Identification des paramètres physiques de la machine

II.1. La résistance d'induit.

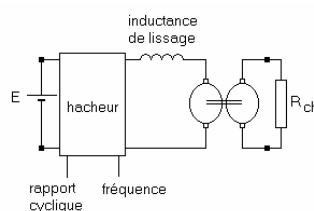
Pour obtenir la résistance de la machine, il faut parvenir à l'alimenter en continu sans qu'elle puisse tourner. En effet dans ce cas, seule la résistance d'induit sera prise en compte (pas de force électromotrice à vide et inductance d'impédance nulle en continu). Sachant que nous travaillons avec des machines à aimant identiques associées deux à deux, on procède de la façon suivante :



- Pourquoi la machine ne tourne-t-elle pas ?
- Faire des mesures pour différents niveaux de courant jusqu'à la valeur nominale de la machine. Tracer la courbe reliant tension et courant dans l'induit de chaque machine. Conclusion quant au caractère ohmique de ce circuit ?
- Comparer à une mesure à l'ohmmètre. Quelle valeur accorder à cette dernière mesure et pourquoi ?

II.2. L'inductance.

Nous allons identifier l'ensemble constitué par l'inductance de lissage en série (qq mH) avec l'inductance de la machine. Nous l'appellerons L. On réalise le montage suivant, dans lequel on pensera à ajouter les capteurs nécessaires.



On charge la seconde machine afin de travailler à un courant moyen permettant d'éviter un mode discontinu. On choisit une fréquence de hachage permettant de faire apparaître un courant pratiquement en dents de scie. Dans ce cas, on peut montrer que

$$L = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot E \cdot T}{\Delta i}$$

- Comment choisir la fréquence de hachage ?
- Démontrer la formule précédente.
- Pour un α donné, relever Δi pour plusieurs valeurs de T. En déduire L.

rq : Il faut bien garder à l'esprit que l'inductance estimée par cette méthode représente la somme de l'inductance de la machine avec l'inductance de lissage...

II.3. Le coefficient K.

Nous allons supposer que les deux machines du banc sont identiques (même coefficient K pour chacune d'entre-elles). On alimente la première machine avec l'alimentation stabilisée (tension de sortie E), la seconde

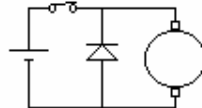
fonctionnant à vide. On relève la tension aux bornes de la machine à vide en fonction de la vitesse (donnée par la dynamo tachymétrique) pour plusieurs valeurs de E . En déduire K (unité ?).

II.4. Le moment d'inertie et les frottements.

Dans cette partie, nous allons réaliser deux expériences différentes afin de pouvoir séparer les paramètres. Nous allons supposer que les frottements fluides du banc de machine sont négligeables par rapport aux frottements secs.

• Dans un premier temps, nous allons travailler avec la seconde machine à vide. On alimente la première machine sous une tension continue puis on coupe brutalement l'alimentation du moteur. On relève la réponse de la dynamo tachymétrique.

rq : pour couper l'alimentation, on doit retirer rapidement le fil (inutile d'appuyer sur le bouton on/off de l'alimentation, on caractériserait la lente décroissance de tension de l'alimentation). Il est cependant déconseillé d'interrompre brutalement un courant sous risque d'apparition d'un arc électrique. Pour contourner ce problème, on peut réaliser le montage suivant :



La diode sert à assurer la continuité du courant dans la MCC lorsque l'on ouvre l'interrupteur. Observer le courant dans le moteur pour vérifier qu'il s'interrompt très rapidement (bien plus vite que la vitesse).

- L'hypothèse sur la prépondérance des frottements secs est-elle justifiée ?

- En déduire le rapport C_o/J (ajuster sous IGOR).

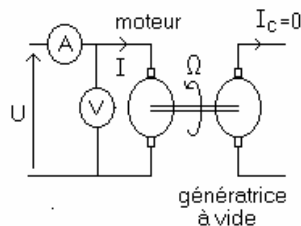
• On réalise maintenant le même essai que précédemment, mais en branchant une charge suffisante sur la seconde machine, afin d'appliquer à la première un couple résistant proportionnel à Ω . On fera en sorte que le couple résistant soit prépondérant par rapport aux frottements, excepté pour les très basses vitesses.

- Réécrire les équations dans ce cas et en déduire l'hypothèse faite sur le rôle de l'inductance de la seconde machine.

- Faire une mesure précise de la résistance de charge et en déduire le moment d'inertie J à partir d'un ajustement sous IGOR.

- En déduire le moment du couple de frottement sec C_o .

• L'exploitation des courbes précédentes n'est pas très satisfaisante. En effet, la décroissance exponentielle ne dure que jusqu'à ce que la machine s'arrête. La portion d'exponentielle disponible n'est pas suffisante pour identifier les paramètres de notre modèle avec assez de fiabilité. Il est préférable de remonter à C_o par une mesure de la somme des pertes fer et des pertes mécaniques en fonction de la vitesse à partir de l'essai suivant



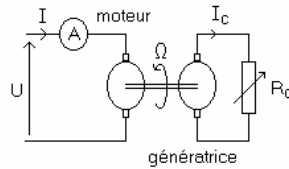
On mesure la puissance absorbée et on soustrait les pertes Joule dans le moteur. On obtient alors la somme des pertes fer et mécaniques. On recommence cet essai pour différentes vitesses de rotation, c'est à dire pour différentes tensions d'entrée. Compte tenu de la forme de la décroissance de la vitesse lors de l'essai de lâché à vide, on doit avoir une évolution linéaire de la somme des pertes fer et mécaniques en fonction de la vitesse. La pente de la droite étant le couple de frottement sec global du banc.

Si l'évolution de la somme des pertes en fonction de la vitesse n'est pas linéaire, que peut-on conclure ?

III. Rendement du moteur et de l'ensemble moteur-génératrice.

• *remarque préliminaire* : Afin de pouvoir interpréter la courbe de rendement, nous allons faire en sorte de travailler à vitesse constante, quelle que soit la charge. Il faudra donc ajuster régulièrement la tension d'alimentation U de notre moteur afin de compenser la chute de vitesse provoquée par une augmentation de charge. La vitesse étant constante, on pourra supposer que la somme des « pertes fer » et des « pertes mécaniques » reste constante pour tous les points de fonctionnement étudiés.

• *relevés expérimentaux* : on réalise le câblage suivant



Pour chaque charge appliquée, on relèvera U , I , U_c , I_c tout en vérifiant que Ω reste bien constante.

La puissance utile sur l'arbre est donnée par

$$P_u = P_a - r_1 I^2 - P_{f1} - P_{m1}$$

La puissance absorbée est donnée par

$$P_a = U \cdot I$$

La puissance envoyée à la charge est donnée par

$$P_c = U_c \cdot I_c$$

Le rendement électromécanique du moteur est alors défini par

$$\eta_{\text{moteur}} = \frac{P_u}{P_a}$$

Le rendement électrique/électrique du système est, lui, défini par

$$\eta_e = \frac{P_c}{P_a}$$

- *tracés expérimentaux* : tracer η_{moteur} et η_e en fonction de P_c .
- *interprétation* : Compte tenu des conditions d'obtention du rendement, on constate que ce dernier commence par augmenter. En effet, on part de zéro pour une puissance utile nulle car on fournit juste les pertes sans rien transférer à l'arbre. Par la suite le rendement augmente et atteint un optimum. Pour des puissances utiles plus importantes, le rendement finit par décroître légèrement en raison de l'augmentation des pertes Joule. Cet effet doit être en principe plus net sur η_e que sur η_{moteur} , car les pertes Joule de la génératrice interviennent dans η_e . On rappelle que les pertes fer et les pertes mécaniques restent constantes durant l'essai car la vitesse de rotation est constante.
- *remarque* : augmenter la charge signifie augmenter la puissance transférée sur l'arbre mécanique vers la génératrice, ce qui signifie, lorsque l'on travaille à vitesse constante, que l'on augmente I_c . Dans ce cas, augmenter la charge, c'est diminuer la résistance !

IV. Identification de type « boîte noire ».

IV.1. Identification de la réponse en courant.

On se propose d'identifier le système complet de deux façons différentes.

- On commence par appliquer, comme tension de commande du rapport cyclique V_α , une tension en créneaux à laquelle on ajoute un offset. On observe la réponse du capteur de courant pour différentes valeurs de la fréquence des créneaux.
 - Choisir une fréquence permettant d'identifier un filtre passe bas du premier ordre et faire l'identification.
 - Mesurer le gain en statique (en continu) et comparer au résultat précédent. Conclusion.
- On relève le diagramme de Bode du système complet (gain et phase) en envoyant une sinusoïde et un offset comme tension de commande du rapport cyclique.

IV.2. Identification de la réponse en vitesse.

On réalisera les mêmes essais qu'au paragraphe précédent. Dans le cas de la réponse à des créneaux, on devra choisir judicieusement la fréquence de travail.

rq : en calculant le gain représenté par le hacheur et sa commande ainsi que par les capteurs de courant et de vitesse, vous pouvez comparer votre modèle de comportement et votre modèle de connaissance.

Bibliographie

- Techniques de l'ingénieur
- « L'électronique de puissance », DUNOD/BORDAS de G. Séguier
- « Machines électriques et électronique de puissance », DUNOD, C. Naudet et M. Pinard
- « Electronique de puissance », Editions Casteilla, de M. Lavabre.
- Hprépa PSI Electronique I et II.

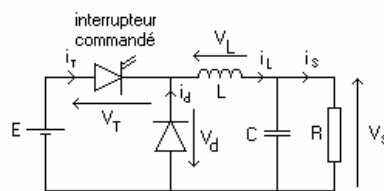
Etude de deux types de convertisseurs d'énergie électrique : Le redresseur et le hacheur

I. Présentation théorique d'un exemple de redresseur et d'un exemple de hacheur

Le rôle des convertisseurs d'énergie électrique est d'adapter le spectre du signal d'une source vers une charge. Par exemple, dans une alimentation d'ordinateur, la tension provient du secteur (220 V 50 Hz). Elle doit, dans un premier temps, être redressée (pont double monophasé qui permet une conversion continu-alternatif associé à un filtre). De plus comme on doit pouvoir régler la valeur de la tension continue obtenue, on utilise une alimentation à découpage, équivalente à un hacheur pour obtenir le niveau souhaité (conversion continu vers continu réglable).

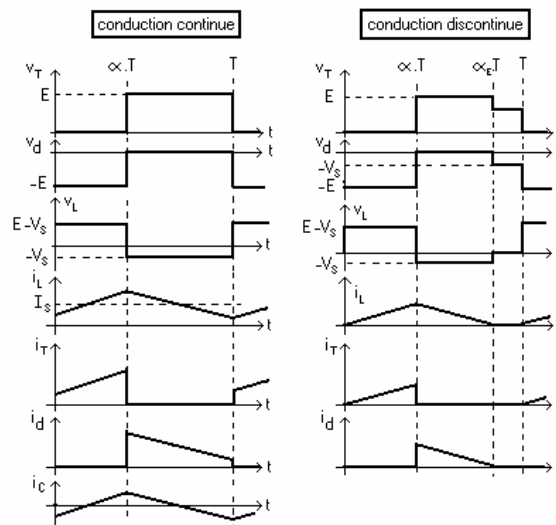
I.1. Présentation du hacheur série non réversible.

- Le montage se présente sous la forme suivante :



- La charge est constituée par la résistance R. Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie. L'ensemble (filtre + charge) peut être composé différemment, mais nous raisonnerons sur cet exemple dans un premier temps.

- Les formes d'ondes attendues, en supposant que les composants sont tous parfaits et que tension et courant de sortie, v_s et i_s , peuvent être assimilés à leur valeur moyenne (ondulations de sortie négligées) sont de la forme suivante :



On doit distinguer deux cas : la **conduction continue** et la **conduction discontinue**.

Dans le premier, le courant de sortie est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais, même avec l'ondulation due au découpage.

Dans le second, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à 0. Ce cas correspond à une très faible charge.

- A partir des formes d'ondes précédentes, on peut calculer différentes grandeurs caractéristiques :
 - Tension de sortie en fonction du rapport cyclique :

En **conduction continue**, on a $V_s = \alpha \cdot E$ alors qu'en **conduction discontinue** $V_s = \frac{\alpha}{\alpha_E} \cdot E$

- Ondulation de courant (cas de la conduction continue)

$$\Delta i_L = \frac{E - \alpha \cdot E}{L} \cdot \alpha \cdot T = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot f} \cdot E$$

(Elle sera d'autant plus faible que l'inductance sera importante et que la fréquence de hachage sera élevée).
 - Ondulation de tension de sortie (en conduction continue).

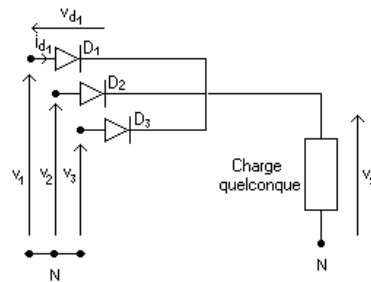
$$\Delta v_c = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot E}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot C \cdot f}$$

(Elle décroît plus rapidement avec la fréquence que l'ondulation de courant. De plus, elle sera d'autant plus faible qu'inductance et capacité seront élevées).

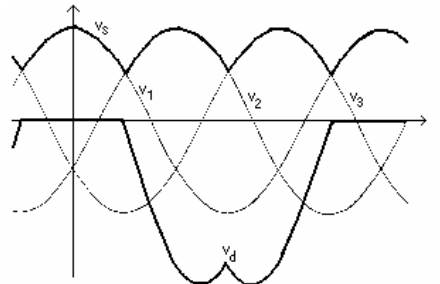
I.2. Présentation du redresseur triphasé simple.

- La structure étudiée n'est pas, à priori, la plus simple. En revanche, elle permet de travailler avec une tension de sortie faiblement ondulée, ce qui rend le filtrage du courant plus facile. Elle reste malgré tout assez commode à présenter, et permet de faire des mesures de puissance en triphasé.

- Le montage étudié se présente sous la forme suivante :



Les tensions v_1 , v_2 et v_3 forment un système triphasé équilibré. Les formes d'ondes théoriques parfaites attendues sont de la forme suivante :



- Si on place une inductance de lissage assez élevée, en série avec la charge, on pourra supposer que le courant de sortie est pratiquement continu.

- Si V est la valeur efficace des tensions d'entrée, La valeur moyenne de la tension de sortie théorique vaut

$$\langle v_s \rangle = \frac{3 \cdot V \cdot \sqrt{6}}{2 \cdot \pi}$$

Nous venons de présenter rapidement certains résultats théoriques attendus. Nous allons par la suite nous intéresser aux imperfections du dispositif (notamment la chute de tension en charge et l'empîement...)

REMARQUE GENERALE : Pour toutes les manipulations d'électrotechnique, demandez systématiquement aux enseignants présents de vérifier votre montage avant de mettre ce dernier sous tension. Coupez le réseau dès que vous avez terminé de faire vos mesures.

ATTENTION ! pour visualiser les tensions dans les manipulations qui suivent, vous veillerez à utiliser impérativement des sondes différentielles de tension qui permettent d'isoler la mesure du circuit étudié. On évite ainsi les problèmes de masse ramenée par les oscilloscopes notamment.

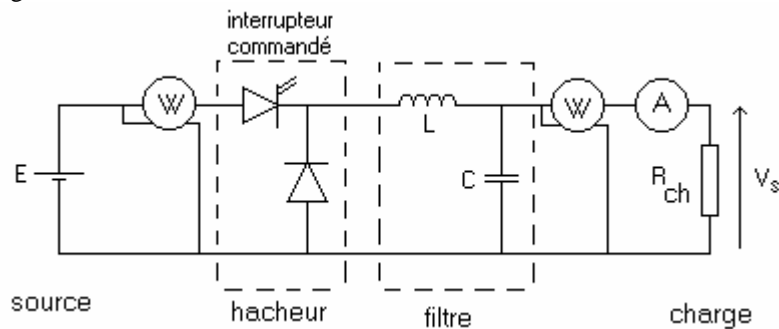
ATTENTION ! Ne jamais déconnecter un fil dans lequel passe un courant important. Si un changement de câblage s'impose, coupez la source et refaites le montage hors tension !

II. Travail expérimental

II.1. Etude d'un hacheur série.

II.1.1. Première partie : charge résistive + filtre (L,C)

On réalise le montage suivant



Comme matériel, on utilisera un hacheur avec commande incorporée, une alimentation stabilisée 30V/5A (ou du même ordre), un rhéostat de charge (50 Ω / 5A par exemple), une inductance de lissage de 3 mH, une capacité de 10 μ F environ, 2 wattmètres, un multimètre, une sonde différentielle, et éventuellement un capteur de courant à zéro de flux et un oscilloscope avec module FFT. Pour le multimètre, on prendra, un appareil donnant la valeur efficace avec et sans prise en compte de la partie continue des signaux.

Nous allons chercher à obtenir le rendement défini par le rapport entre la puissance continue transmise à la charge et la puissance délivrée par la source. On ne tiendra pas compte, dans un premier temps, de la puissance éventuellement transmise sur les harmoniques, car dans la mesure où l'on s'intéresse à une conversion continu-continu, on supposera que la charge reste insensible aux fluctuations.

Remarque : on fera en sorte de travailler à une charge suffisante (résistance R_{ch} assez faible !) pour éviter un régime de fonctionnement discontinu (Cf. cours sur le hacheur série).

Obtention du rendement en régime purement continu (fréquence de hachage maximum).

En nous plaçant à la fréquence de hachage de 16 kHz environ, compte tenu du filtre choisi, on peut supposer que la tension aux bornes de la résistance de charge R_{ch} est pratiquement continue. La puissance active disponible en sortie se présente alors intégralement sous forme continue.

Dans ces conditions, en faisant varier R_{ch} , relever le rendement du convertisseur en fonction de la puissance délivrée en sortie (en diminuant R_{ch} , on augmente le courant et donc la puissance appelée, car V_s est une constante pratiquement égale à $\alpha.E$). Parmi les principales causes de dissipation, on peut citer

- les pertes dans l'inductance de lissage.
- les pertes par conduction dans les interrupteurs : la tension à l'état passant est non nulle et mesurable en utilisant une sonde différentielle. Le courant qui traverse l'interrupteur peut être observé en utilisant un capteur à zéro de flux. On peut éventuellement estimer une puissance moyenne. Pour cela, on mesure la durée de conduction et on suppose les commutations instantanées. Cependant, les formes d'ondes réelles sont plus complexes ce qui rend l'interprétation délicate.

- Les pertes par commutation : elles ne sont pas facilement accessibles avec les moyens disponibles. Expérimentalement, pour déterminer les pertes dans le filtre, mesurer la résistance de la bobine (en espérant qu'elle ne dépend pas trop de la fréquence) et le courant efficace qui la traverse. Compte tenu du rendement global, donner un ordre de grandeur de l'ensemble des autres pertes.

Nature de la puissance transférée en fonction de la fréquence : puissance sur les harmoniques.

En conservant la même tension d'entrée que précédemment, et en se plaçant à une position du rhéostat de charge à 20 Ω environ, pour un rapport cyclique de 0,5, on constate que la tension de sortie présente une ondulation non négligeable lorsque la fréquence de hachage est voisine du kHz. Si on suppose qu'à cette fréquence d'ondulation, le rhéostat reste une résistance pure indépendante de la fréquence (hypothèse très critiquable...), on constate alors qu'une partie de la puissance active est transférée à travers les harmoniques.

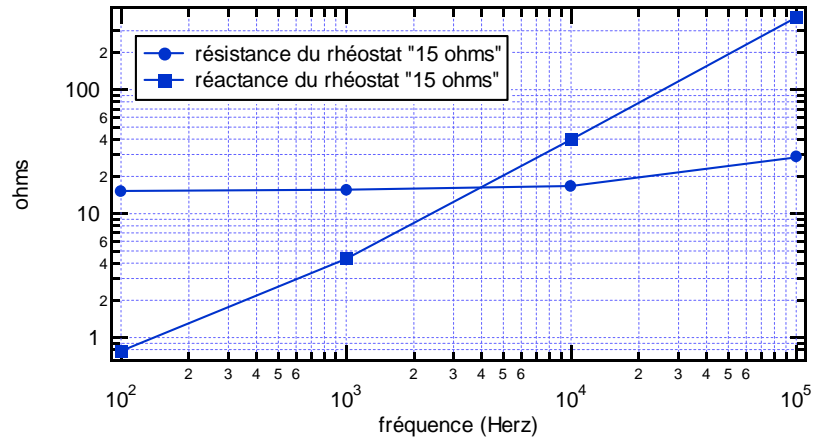
En entrée, pour le point de fonctionnement choisi, on mesurera la puissance absorbée (voltmètre et ampèremètre en continu).

En sortie, on va mesurer la puissance transmise à la charge sous forme continue et par les harmoniques avec un ampèremètre en série avec le rhéostat. Pourquoi ne travaille-t-on pas avec un voltmètre ? Donner, en fonction de la fréquence de hachage, la valeur moyenne du courant et la valeur efficace de sa partie variable (ensemble du signal moins sa valeur moyenne). Tracer ces évolutions, ainsi que celle du rapport entre la puissance transportée par les harmoniques et la puissance transportée par le continu en fonction de la fréquence de hachage.

Pour résumer, quels sont les avantages et les inconvénients du filtre en sortie du hacheur ? Pourquoi est-il indispensable ?

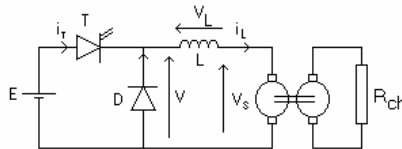
Remarque importante : compte tenu de la structure de la résistance de charge, il est fort probable qu'avec la fréquence (et donc pour les différents harmoniques), le modèle équivalent se modifie. Deux problèmes vont se poser : l'effet de peau responsable d'une augmentation de la résistance avec la fréquence et le caractère inductif de la structure en solénoïde qui va être de plus en plus important.

A titre d'exemple, on donne la caractéristique d'impédance de rhéostats du type de ceux utilisés en TP :



II.1.2. Seconde partie : charge = MCC + inductance de lissage.

On commence par limiter l'alimentation stabilisée en courant à la valeur maximale admissible en permanence par la machine. On débute avec une tension d'alimentation stabilisée réglée à 0 et on l'augmente progressivement. Puis on augmente progressivement le rapport cyclique α en partant de 0.



- Pour une valeur de α fixée à 50%, alors que la seconde machine est à vide (R_{ch} infinie), écouter la vibration au niveau du moteur quand on change la valeur de l'inductance (l'idéal est de prendre une inductance à air avec un noyau de fer que l'on peut rentrer ou sortir pour changer la valeur de l'inductance sans changer sa résistance). D'où vient la puissance active responsable de ces vibrations ?
- Si on place une charge sur la génératrice, sur quels paramètres joue-t-on pour contrôler le couple moteur ? Même question pour la vitesse ?

II.2. Etude du redresseur.

Réaliser un montage de redresseur triphasé simple. La charge est constituée d'une résistance (à laquelle on va transmettre de la puissance) et d'une inductance (destinée à lisser le courant). Il faudra estimer la valeur de cette inductance au moyen d'un calcul simple.

- Dans le montage, on placera deux capteurs de courant à effet hall pour visualiser le courant dans deux diodes en même temps.

- On placera une sonde différentielle en sortie du dispositif pour visualiser l'allure de la tension de sortie avant et après l'inductance, ainsi qu'un autre capteur à effet Hall pour visualiser le courant dans la charge. On placera également un ampèremètre donnant le courant moyen dans la charge et un voltmètre sur la sortie du redresseur (avant l'inductance).

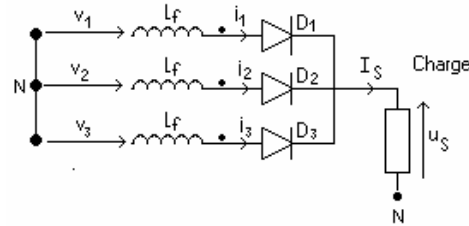
- Calculer la fonction de transfert reliant la tension avant l'inductance au courant de sortie. De quel type de filtre s'agit-il ? En déduire une valeur raisonnable d'inductance pour que le courant soit convenablement lissé.
- En faisant varier la charge, relever la valeur moyenne de la tension de sortie en fonction du courant moyen. Que peut-on conclure de la courbe obtenue ? Comment l'expliquer ?
- Observer le courant dans deux diodes conduisant successivement au moment d'une commutation. Relever la durée de cette commutation. Débrancher la sortie d'un des capteur de courant et observer la tension de sortie à la place (en dilatant le plus possible sur la durée de commutation). Quelle est la cause de cette allure de commutation ? Quelle est l'incidence de l'allure de la commutation sur la tension

moyenne de sortie? En supposant le courant de sortie parfaitement lissé, en modélisant chaque phase du réseau par une source de tension parfaite en série avec une inductance l_f , relier la durée angulaire de commutation à l_f . Dédurre de ce calcul une estimation de l_f . Ce phénomène peut-il expliquer la chute de tension à lui seul ? justifier quantitativement.

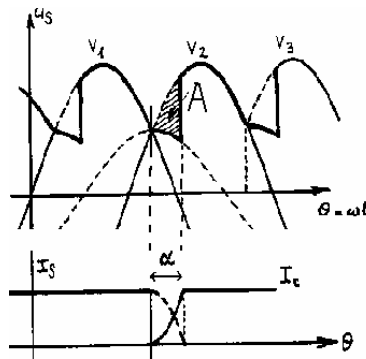
- Les harmoniques transmettent-ils de la puissance. Mesurer la valeur efficace de l'ondulation du courant de sortie et sa valeur moyenne. Conclure quant au rapport entra la puissance apportée à la charge par les harmoniques et par le continu.

Annexe : phénomène d'empiètement

On raisonne dans le cas particulier d'un redresseur simple triphasé à diode dans lequel on prend en compte les inductances parasites notées l_f .



Lors de la commutation de la diode D1 à la diode D2, si on considère que le courant ne commute pas instantanément, alors il y aura un intervalle de temps pendant lequel deux diodes seront en conduction. La durée de cet intervalle de temps sera notée α



On aura alors

$$v_1 - l_f \cdot \frac{di_1}{dt} = u_s$$

$$v_2 - l_f \cdot \frac{di_2}{dt} = u_s$$

en ajoutant les deux équations, et sachant que $i_1 + i_2 = I_s$, on a

$$u_s = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

Cela signifie que durant la commutation, la tension de sortie est inférieure à la tension attendue s'il n'y avait pas d'empiètement.

Nous allons tout d'abord calculer la durée α de l'empiètement.

En remplaçant u_s par sa valeur, on obtient, si on travaille en grandeurs angulaires

$$v_1 - v_2 = V \cdot \sqrt{2} \cdot [\sin(\theta) - \sin(\theta - 2\pi/3)] = V \cdot \sqrt{6} \cdot \sin(\theta + \pi/6) = 2 \cdot l_f \cdot \omega \cdot \frac{di_1}{d\theta}$$

en intégrant, entre $5\pi/6$ et $5\pi/6 + \alpha$, on trouve que

$$1 - \cos \alpha = \frac{2 \cdot l_f \cdot \omega \cdot I_s}{V \cdot \sqrt{6}}$$

On en déduit l_f . La durée de la commutation est d'autant plus longue que l'inductance parasite est importante. La chute de tension moyenne causée par l'empiètement est donnée par

$$\delta U_s = \frac{1}{2\pi/3} \int_{5\pi/6}^{5\pi/6+\alpha} (v_2 - u_s) \cdot d\theta = \frac{1}{2\pi/3} \int_{5\pi/6}^{5\pi/6+\alpha} (l_f \cdot \omega \cdot \frac{di_2}{d\theta}) \cdot d\theta = \frac{1}{2\pi/3} \int_0^{I_s} (l_f \cdot \omega) \cdot di_2 = \frac{3 \cdot l_f \cdot \omega \cdot I_s}{2 \cdot \pi}$$

La résistance équivalente modélisant la chute de tension par empiètement est donc, pour ce montage, donnée par

$$R_{\text{emp}} = \frac{3.I_f.\omega}{2.\pi}$$

Cette valeur permet d'estimer la contribution de l'empiètement à la chute de tension en charge.

Bibliographie

- Techniques de l'ingénieur
- « L'électronique de puissance », DUNOD/BORDAS de G. Séguier
- « Electronique de puissance », Editions Casteilla, de M. Lavabre.

Initiation aux asservissements linéaires continus

• 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 de test comme des créneaux ou des sinusoides...

• 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 adaptées à certaines applications particulières qui permettent de déterminer un correcteur sans connaître précisément la fonction de transfert de la boucle ouverte.
- 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...

• 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], alimentation stabilisée limitée à une valeur trop faible de courant...). 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...

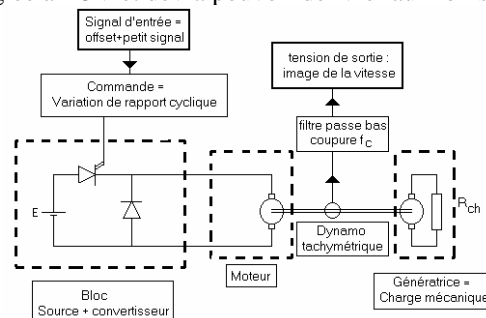
I. Asservissement de vitesse d'une machine à courant continu.

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 à 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.

• Quel 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 judicieuses afin de solliciter le système dans sa plage linéaire de fonctionnement.

• 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. Noter que la durée de ce régime transitoire dépend du temps de réponse de la boucle fermée.

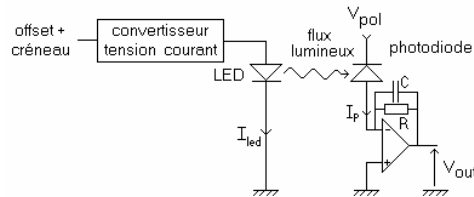
On superpose maintenant un signal en créneaux à la composante continue, en prenant garde de maintenir le signal d'entrée dans la plage d'asservissement. Mesurer le nouveau temps de réponse et comparer au résultat attendu. Que se passe-t-il lorsque l'on augmente le gain du correcteur proportionnel intégral ? 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. On pourrait aussi penser au contrôle de l'éclairage dans une pièce.

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.

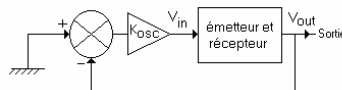
II.2. Méthode d'identification du système.

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, dans un premier temps, le plus proches possible.

Avec un gain du système plus faible, il serait difficile de rendre le système instable à cause des non linéarités.

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... Si émetteur et récepteur sont assez proches, le problème est souvent moins gênant.

• Préambule.

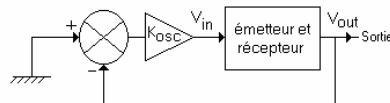
Relever, en continu, la tension récupérée en sortie du montage transconductance inversé en fonction de la tension qui commande le courant injecté dans la LED rouge (borne C1). En déduire la composante continue à appliquer sur V_1 .

Ceci étant fait, on ne touche plus à V_1 et on applique une tension V_{in} (borne BNC d'entrée) 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. La sortie du circuit transconductance est inversée pour avoir un gain statique en boucle ouverte positif ce qui nous permet de réaliser une rétroaction négative.

• 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 ...). La tension nulle sur l'entrée du comparateur peut être réalisée avec un adaptateur BNC/banane mis en court circuit avec un fil.
- 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 $T_c = 0,83.T_{osc}$

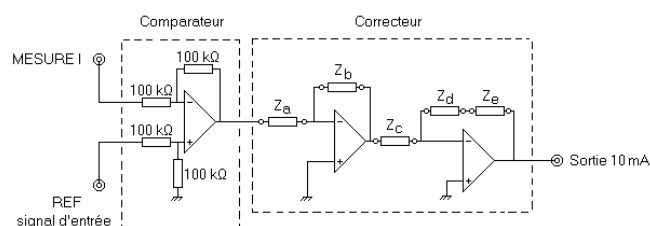
• Mise en œuvre du correcteur identifié.

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 ? Expliquer les limites de cette plage. 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 écarte émetteur et récepteur ? Quel est l'effet de l'éclairage ambiant sur l'état de la LED ? 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 ?

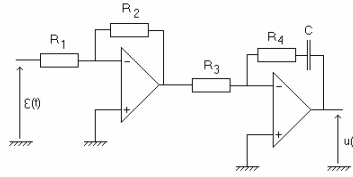
Annexe I : structure du boîtier comparateur/correcteur

- 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



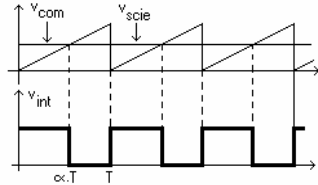
Son gain est

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

Annexe II : modélisation du hacheur et du moteur à courant continu.

Le hacheur et sa commande.

Pour obtenir le rapport cyclique α , on compare la tension d'entrée (v_{com} = tension de commande) à un signal en dents de scie (V_{scie}) généré par la partie commande du hacheur. Le fruit de la comparaison est le signal de commande (V_{int}) envoyé sur les transistors (IGBT ou MOS).



Si la dent de scie est de pente λ , alors on a

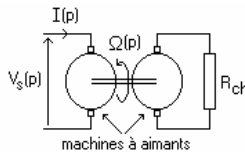
$$\lambda \cdot \alpha \cdot T = v_{com} \quad \text{soit} \quad \alpha = \frac{v_{com}}{\lambda \cdot T}$$

Si le système est correctement filtré, la tension continue (ou lentement variable au rythme de α) obtenue en sortie du hacheur, et donc en entrée du moteur à courant continu vaut $\alpha \cdot E$. On a donc globalement un gain scalaire entre V_{com} et la tension en entrée du moteur.

rq : on remarque qu'en fait, les choses ne sont pas si simples. Si on applique un échelon sur V_{com} , on constate qu'il y aura un retard compris entre 0 et T, avant que le système ne prenne en compte la variation. Cependant, si la période de hache est assez faible, ce retard sera négligeable ce qui se vérifiera très bien dans notre cas.

Le moteur à courant continu et sa charge mécanique.

Nous travaillons sur des machines à aimants (on ne contrôle pas le flux d'excitation). Nous allons supposer que l'induit de la machine est de résistance R, d'inductance L et que sa f.e.m. à vide E_v est donnée par la relation $E_v = K \cdot \Omega$, si Ω est la vitesse de rotation. Nous supposons que l'ensemble fixé à l'arbre de la machine est de moment d'inertie J et que le moment du couple de frottement est $C_f = f \cdot \Omega$ (frottement visqueux).



rq : le banc de machine utilisé a des frottements secs importants ce qui conduit à un couple de frottements de forme $C = C_0 + f \cdot \Omega$. Cependant si la machine est chargée par une génératrice, on verra que le couple résistant appliqué par cette dernière est un couple de forme $C_r = K' \cdot \Omega$ ce qui permet de dire que le couple qui s'oppose au couple moteur a un moment pratiquement proportionnel à Ω . On détaille ce terme un peu plus loin.

Le modèle va permettre d'écrire les relations suivantes

• Equation électrique: $V_s(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} + K \cdot \Omega(t)$

soit en variable de Laplace

$$V_s(p) = R \cdot I(p) + L \cdot p \cdot I(p) + K \cdot \Omega(p)$$

d'où

$$I(p) = \frac{1}{L \cdot p + R} \cdot [V_s(p) - K \cdot \Omega(p)]$$

- Equation mécanique:

$$J \cdot \frac{d\Omega(t)}{dt} = K \cdot i(t) - f \cdot \Omega(t) - C_{ch}(t)$$

soit en variable de Laplace

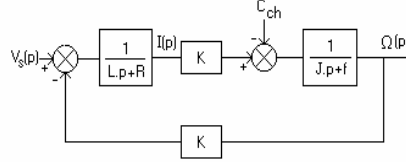
$$J.p.\Omega(p) = K.I(p) - f.\Omega(p) - C_{ch}(p)$$

ce qui permet d'écrire que

$$\Omega(p) = \frac{1}{J.p + f} \cdot [K.I(p) - C_{ch}(p)]$$

rq: $C_{ch}(t)$ est le moment du couple de charge

- **Schéma bloc** : on peut représenter le moteur par le schéma suivant:



- **Couple de charge** : Si on suppose que la charge mécanique de notre moteur est une génératrice à courant continu débitant sur une charge R_{ch} , alors on peut dire que

$$C_{ch} = K.I_{ch} = K \cdot \frac{E}{R_{ch}} = \frac{K^2}{R_{ch}} \cdot \Omega \quad \text{soit} \quad C_{ch} = \frac{K^2}{R_{ch}} \cdot \Omega = K' \cdot \Omega$$

C'est en jouant sur R_{ch} que l'on va modifier le couple résistant. En augmentant R_{ch} , on diminue ce couple alors qu'on l'augmente en diminuant R_{ch} .

- **Fonction de transfert tension-vitesse**:

Par calcul, on a

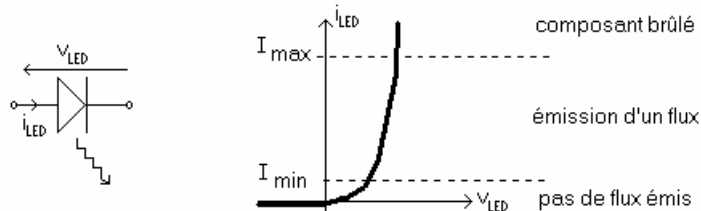
$$T_{\Omega}(p) = \frac{\Omega(p)}{V_s(p)} = \frac{K_m}{1 + (T_{em} + \mu.T_e).p + T_e.T_{em}.p^2}$$

$$\text{avec } K_m = \frac{K}{K^2 + R.(f + K')}, \quad \mu = \frac{R.(f + K')}{K^2 + R.(f + K')}, \quad T_e = \frac{L}{R}, \quad T_{em} = \frac{R.J}{K^2 + R.(f + K')}$$

Cette fonction correspond à un comportement de type second ordre. Elle peut être simplifiée en faisant certaines hypothèses sur la machine employée.

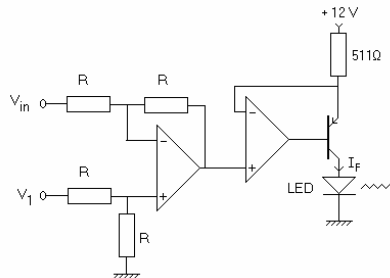
Annexe III : structure du convertisseur tension/courant alimentant la LED.

Pour comprendre la nécessité d'agir sur le courant dans la LED, on doit avoir en tête la caractéristique suivante :



Pour moduler le flux émis par une LED, il faut donc injecter une composante continue de courant comprise entre I_{min} et I_{max} à laquelle on va ajouter une petite fluctuation, suffisamment faible pour rester dans cette plage de courant.

Pour atteindre ce résultat, on utilise un circuit qui présente la structure suivante :

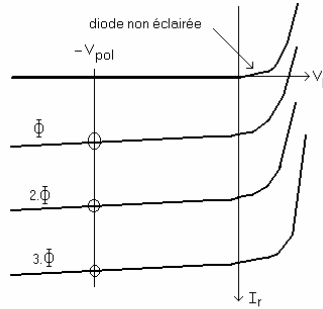


La tension V_1 est continue et permet de polariser correctement la LED. La tension V_{in} est une composante variable qui permet de moduler le faisceau. La polarisation de la LED se fait par l'intermédiaire d'une tension de polarisation V_0 de 12V à travers une résistance R_0 de 511Ω. Avec ce système, on injecte, dans la LED un courant I_F , tel que

$$I_F = \frac{V_o - (V_1 - \tilde{V}_{in})}{R_o}$$

Annexe IV : caractéristique statique et dynamique de la photodiode.

Compte tenu de la structure du montage transconductance, la photodiode est directement polarisée sous la tension $-V_{pol}$. Sur la figure suivante, on a représenté la caractéristique courant en fonction de la tension de la photodiode, pour différents flux lumineux reçus. En la polarisant en inverse on se retrouve donc sur des points de fonctionnement du type de ceux qui sont entourés.

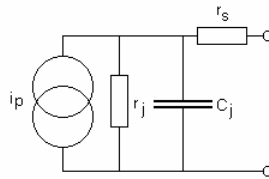


Dans ce cas, le courant inverse I_p dans la photodiode peut s'écrire, pour des éclaircissements suffisants

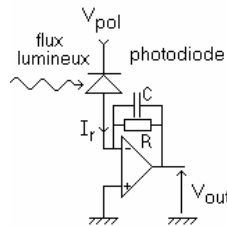
$$i_p = I_{obs} + K \cdot \Phi \approx K \cdot \Phi$$

I_{obs} s'appelle courant d'obscurité (courant quand ϕ est nul) et ϕ représente la puissance optique reçue. En statique, on peut donc dire que le courant dans la photodiode est pratiquement proportionnel à la puissance lumineuse reçue.

Sur le plan dynamique, la photodiode peut être représentée de la façon suivante :



En pratique, on peut considérer que r_j est pratiquement infinie et que r_s est très faible. C_j est la capacité de jonction (elle est d'autant plus faible que la jonction est polarisée en inverse). 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.

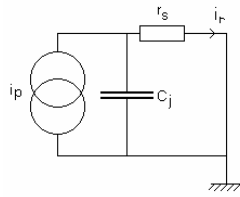


Pour comprendre ce point, on peut procéder de la façon suivante :

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

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

Ce courant i_r résulte du 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

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

C'est une réponse de type passe bas du second ordre.