

TP1 : PRÉSENTATION DE L'OSCILLOSCOPE

A. Introduction

On se propose dans ce T.P. de rappeler les bases du fonctionnement des oscilloscopes disponibles dans la collection du laboratoire de physique. On présente aussi les mesures élémentaires que l'on peut réaliser avec un oscilloscope.

B. Présentation de l'oscilloscope

B.1. Introduction

L'oscilloscope est un instrument de visualisation de phénomènes électriques variant dans le temps. C'est véritablement « l'œil » de l'électronicien. Il importe par conséquent de comprendre son fonctionnement et de maîtriser les principaux réglages et les principales méthodes de mesure accessibles avec un oscilloscope.

Vous disposez dans la salle de travaux pratiques, d'une documentation technique comprenant une photocopie de la notice de chaque appareil que vous pouvez utiliser durant les séances, n'hésitez pas à la consulter. Par construction, l'oscilloscope est un appareil de mesure sensible à des *différences de potentiel* (tension).

Nous utiliserons l'oscilloscopes OX8050.

B.2. Prescriptions de sécurité

La mise en œuvre en toute sécurité d'un appareil de mesure électrique comme l'oscilloscope nécessite le respect de quelques consignes que nous rappelons :

- ▷ l'oscilloscope doit être muni d'une prise de terre. On veillera donc à le brancher sur une prise secteur équipée elle aussi d'une terre réglementaire ;
- ▷ pour tout mesurage d'une tension issue du réseau électrique (secteur 220 V), il est **indispensable** d'utiliser un **transformateur d'isolement** ! On ne visualisera jamais de manière directe la tension du secteur à l'oscilloscope, sous peine d'électrocution !
- ▷ l'oscilloscope ne peut pas supporter une tension supérieure à la tension maximale d'entrée, sous peine de destruction. Tout signal supérieur à 400 V ne pourra être visualisé qu'en utilisant une sonde atténuatrice ;
- ▷ on veillera à ne pas laisser le « spot » immobile sur l'écran (mode XY), sous risque de détériorer la couche fluorescente ;
- ▷ les oscilloscopes dont nous disposons ne possèdent pas d'entrées différentielles (à l'inverse des tables traçantes). Ceci peut entraîner des problèmes de masses intempestives qui court-circuitent (sans danger ici) certains composants d'un montage.

C. Réglages et principales fonctions de l'oscilloscope

Les fonctions de l'oscilloscope se rangent en trois grandes catégories qui vous seront expliquées pendant les manipulations. Ces fonctions ont les abréviations présentées dans les paragraphes suivants.

C.1. Commandes relatives aux signaux d'entrée et aux modes d'affichage

- Signaux d'entrée : 'POSITION' ; 'VOLT/DIV' ; 'VAR' ; 'AC - DC - GND'.
- Mode d'affichage : 'CH1' ; 'CH2' ; 'ALT' ; 'CHOP' ; 'ADD' ; 'XY' ; '-CH2'.

C.2. Commandes relatives à la base de temps, au balayage et au déclenchement

- Base de temps : 'T/DIV' ; 'VAR' ; 'HOLDOFF' ; '10'.
- SOURCE (synchronisation) : 'CH1' ; 'CH2' ; 'ALT' ; 'LINE' ; 'EXT' ; 'AUTO' ; 'LEVEL' ; 'EXT'.
- COUPLING (couplage de la source de déclenchement) : 'DC' ; 'AC' ; 'LF' ; 'HF' ; 'TVH' ; 'TVV'.

D. Visualisations et mesures élémentaires à l'aide d'un oscilloscope

Pour illustrer la description et la mise en œuvre des commandes de l'oscilloscope, nous proposons de réaliser les mesures qui suivent.

D.1. Visualisation d'une tension à l'oscilloscope (OX8050)

D.1.1. Visualisation d'une tension sinusoïdale alternative

Dans cette manipulation, on observera directement la tension fournie par un générateur basse fréquence (GBF).

- ☞ Sans signal d'entrée et en position **GND**, placez et ajustez les traces horizontales (voies X (ou CH1) et Y (ou CH2)) à moitié de l'écran, à l'aide du bouton '**↑POSITION↑**'. Cadrez les traces à l'aide du bouton '**←POSITION→**'.
 - ☞ Ajustez la luminosité et la finesse des traces à l'aide des boutons '**INTENSITY**' et '**FOCUS**'.
 - ☞ *Attention* : dans le mode de déclenchement '**NORM**' (bouton poussoir '**AUTO/NORM**'), aucune trace n'apparaît à l'écran si il n'y a pas de signal d'entrée. Si ce mode de déclenchement (appelé aussi synchronisation ou « trigger ») est sélectionné, vous n'observerez rien à l'écran. Il faut alors placer le bouton poussoir en position '**AUTO**'. Faites cette manipulation.
 - ☞ Veillez à ce que la sensibilité verticale de chaque voie soit correctement étalonnée en plaçant les commandes '**VAR**' en butée (à gauche par exemple : petit " clic "). Faites la même opération pour la sensibilité de la base de temps (sensibilité horizontale).
 - ☞ Avec un signal d'entrée sinusoïdal pur, de fréquence 1 kHz, d'amplitude 1 V. Ajustez le commutateur de 'coefficient de balayage' pour étaler convenablement la trace à l'écran.
 - ☞ Examinez l'effet des différentes positions de la commande '**COUPLING**' sur le déclenchement des signaux.
- ✗ De manière simple et pour la majorité des utilisations, le mode de couplage le plus " efficace " est le mode '**TVV**' ou '**TVH**'.

D.1.2. Composante continue

- ☞ Placez tout d'abord la touche '**AC-DC-GND**' de l'oscilloscope sur la position '**DC**'.
- ☞ À l'aide du bouton de réglage d'offset du GBF, ajoutez une composante continue de 1 V au signal précédent.
- ☞ Examinez l'effet de la touche '**AC-DC-GND**' de l'oscilloscope sur la visualisation du signal.

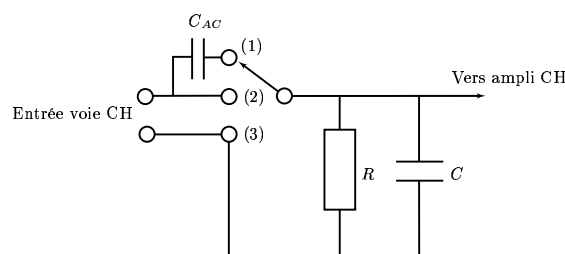


Figure 1.1. Modélisation d'une voie d'oscilloscope.

On peut modéliser les étages d'entrée par des amplificateurs, munis de filtres RC . Une schématisation simple est proposée sur la figure 1.1.

- 'GND' : Position (3), le signal d'entrée est connecté à la masse.
- 'DC' : Position (2), entrée directe sur le filtre RC , l'amplificateur reçoit la composante continue et la composante variable du signal.
- 'AC' : Position (1), le signal entre sur le condensateur C_{AC} qui élimine la composante continue. On ne visualise que la composante variable du signal.

- ⇒ Typiquement, les valeurs des composants R et C sont indiquées sur l'oscilloscope. Trouvez dans le cas des oscilloscopes du laboratoire, les valeurs de R et C .
- ▷ La valeur de C_{AC} est de l'ordre de $0,1 \mu F$.

La voie CH2, est en général équipée d'un circuit inverseur (-CH2). L'ensemble des deux voies peut ensuite être connecté à un circuit additionneur interne (non représenté sur la figure précédente) qui permet de réaliser $CH1 \pm CH2$. Le signal est ensuite envoyé vers un amplificateur.

- ⇒ Proposez un montage électronique simple qui permet de réaliser une addition de deux signaux.

D.1.3. Visualisation de deux tensions

La visualisation simultanée de deux courbes à l'oscilloscope peut entraîner des problèmes de synchronisation. On doit alors utiliser les commandes du mode source et les commandes 'ALT' ou 'CHOP' du mode d'affichage.

Les commandes du mode 'SOURCE' sont fondamentales. Elles permettent de sélectionner le signal qui servira à la synchronisation du balayage. On veillera toujours à choisir le signal le mieux défini pour la synchronisation. Ainsi de manière simple :

- 'CH1' : permet de synchroniser le balayage sur le signal en voie CH1. (Même si celle-ci n'est pas affichée)
- 'CH2' : permet de synchroniser le balayage sur le signal en voie CH2. (Même si celle-ci n'est pas affichée)
- 'ALT' (SOURCE) : la synchronisation est définie selon le mode d'affichage choisi. (Si on affiche CH1, la synchronisation se fait sur CH1, si on décide d'afficher CH2, la synchronisation passera automatiquement à CH2...)
- 'LINE' : permet de synchroniser le balayage sur la fréquence du secteur.
- 'EXT' : permet de synchroniser le balayage sur un signal externe.

Décrivons maintenant les commandes du mode d'affichage. En mode 'ALT' (AFFICHAGE) l'oscilloscope affiche les voies CH1 et CH2 l'une après l'autre (alternance), ce qui ne pose aucun problème de visualisation aux grandes fréquences. En mode 'CHOP', l'oscilloscope affiche les deux voies au cours d'un même passage, en passant très rapidement d'un point d'une trace à un point de l'autre trace, en découpant celles-ci. La vitesse de découpage est de 200 kHz sur l'OX8050.

Les autres fonctions du mode d'affichage sont suffisamment explicites pour ne pas les détailler ici :

- 'CH1' : Affichage de la voie CH1 seule.
- 'CH2' : Affichage de la voie CH2 seule.
- 'ADD' : Affichage de $CH1 + CH2$. On peut aussi afficher la différence $CH1 - CH2$ en activant en plus la touche -CH2.
- 'XY' : Affichage des voies CH1 et CH2 en coordonnées orthogonales : CH1 en X et CH2 en Y. Le cadrage se fait par les boutons 'POSITION'.

- ⇒ Réalisez le circuit RC de la partie D.III.
- ⇒ Visualisez le signal aux bornes du condensateur sur CH2 et le signal aux bornes du générateur sur CH1. Essayez les fonctions des modes SOURCE et AFFICHAGE.

D.1.4. Visualisation d'un courant - Tracé de caractéristique

Comme nous avons déjà eu l'occasion de l'indiquer, un oscilloscope ne permet la visualisation directe que des tensions $u(t)$ instantanées. Pour visualiser l'intensité instantanée $i(t)$ d'un courant électrique, la seule solution consiste à prélever la tension au bornes d'un conducteur ohmique de résistance R puisque l'on a toujours, quel que soit le régime de fonctionnement :

$$U_R(t) = R i(t)$$

La tension $U_R(t)$ est donc l'image de l'intensité $i(t)$.

Le tracé "automatique" de caractéristique est une application importante de la visualisation de l'intensité d'un courant électrique à l'oscilloscope. On se propose de tracer la caractéristique courant-tension d'une diode de redressement ou (et) d'une diode Zener à l'oscilloscope. Pour cela :

- ⇒ Réalisez le montage représenté figure 1.2. Quel est le rôle de la résistance R ?
- ⇒ Expliquez pourquoi on ne peut pas visualiser la caractéristique instantanée de la diode si on ne prend pas des précautions sur les masses de l'oscilloscope et du générateur basses fréquences (GBF).
- ⇒ Proposez au moins une solution au problème précédent et visualisez la caractéristique instantanée d'une diode de redressement. (On prendra garde au signe de la tension visualisée sur la voie Y et on utilisera le mode **XY**.)
- ⇒ Mesurez la tension de seuil U_s d'une diode de redressement 1N5404. Mesurez éventuellement la tension Zener U_Z d'une diode Zener.

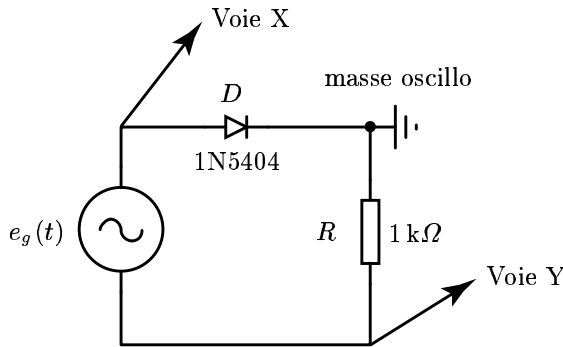


Figure 1.2. Tracé de caractéristique à l'aide d'un oscilloscope.

Remarques : Testeur de composant

Certains oscilloscopes disposent d'un dispositif permettant de visualiser la caractéristique statique d'un composant. On met en œuvre ce dispositif en plaçant les bornes du composant (sans aucune alimentation externe, sous risque de détruire l'oscilloscope) dans les entrées 'COMPONENT TESTER' et en activant la touche 'TEST'. L'oscilloscope affiche alors la courbe $I = f(V)$, avec V en X et I en Y. Toutes les autres fonctions sont alors inaccessibles, de plus on ne peut faire aucune mesure quantitative sur la caractéristique. Cette fonction est utile pour tester l'état et la polarité d'un composant.

D.2. Mesures temporelles

L'oscilloscope est particulièrement adapté à la mesure de durées de phénomènes périodiques¹.

D.2.1. Visualisation d'un régime transitoire – Réponse indicielle

a) Système du premier ordre.

On considère le circuit électrique représenté figure 1.3.

- ⇒ Établissez l'équation différentielle vérifiée par la tension $u_C(t)$ aux bornes du condensateur.

¹ Il faut signaler par ailleurs que, pour pouvoir visualiser et mesurer à l'oscilloscope des phénomènes transitoires, on les rend souvent périodiques. On utilise en général dans ce cas un signal carré.

- ☞ Réalisez le montage de la figure 1.3 avec $R = 1 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$.
- ☞ Le signal d'excitation est un signal carré $e(t)$, de rapport cyclique $\alpha = T_H/T = 1/2$, compris entre 0 et 1 V.
- ☞ Ajustez la fréquence du signal de façon à pouvoir observer le régime transitoire et le régime permanent. Déduisez de l'observation une valeur de la constante de temps $\tau = RC$ du circuit. Comparez avec la valeur théorique.

On définit le *temps de montée* t_m d'un signal par : $t_m = t_{90\%} - t_{10\%}$. C'est à dire la durée qui sépare le passage du signal à 10% de sa variation totale, et le passage à 90% de sa variation totale.

- ☞ Montrez que le temps de montée t_m d'un système linéaire invariant du premier ordre s'écrit $t_m \approx 2,2\tau$.
- ☞ Mesurez le temps de montée du signal précédent à l'aide de la grille d'écran de l'oscilloscope, équipée des réticules 10% et 90%. En déduire la valeur de τ .
- ✗ Comparez ces deux méthodes de mesure de τ .

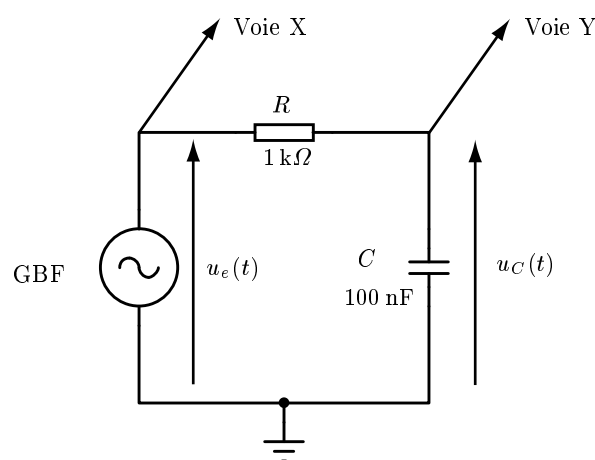


Figure 1.3. Mesures temporelles des caractéristiques des systèmes linéaires invariants.

D.3. Mesure de déphasages à l'oscilloscope

- ☞ Réalisez le montage de la figure 1.3 avec $R = 10^3 \Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$.

D.3.1. Méthode temporelle

La méthode temporelle permet de déterminer le déphasage entre deux signaux sinusoïdaux *synchrones*², par mesure de la distance d à l'écran entre deux passages consécutifs à zéro de chaque signal. La valeur absolue du déphasage $\Delta\varphi$ est alors donnée par :

$$|\Delta\varphi| = 2\pi \frac{d}{D} \text{ (en rd)}$$

si D correspond à la longueur à l'écran de la période de l'un quelconque des deux signaux synchrones.

Le signe du déphasage entre deux signaux dépend de l'avance ou du retard que présente l'un des deux signaux par rapport à l'autre. D'après la figure 1.4, le signal x_1 est en *avance* sur le signal x_2 si $\Delta\varphi > 0$ et inversement x_1 est en *retard* sur x_2 si $\Delta\varphi < 0$.

Cette mesure nécessite quelques précautions :

- On vérifiera le parfait centrage vertical de chaque voie.
- On placera chacune des deux voies en position 'DC', pour ne pas faire intervenir un déphasage supplémentaire dû au condensateur C_{AC} .

² Deux signaux sinusoïdaux sont dits synchrones si ils ont la même fréquence f .

- ☞ Déterminez le déphasage entre la tension $u_e(t)$ et la tension $u_C(t)$ aux bornes du condensateur. Quel signal est-il en avance sur l'autre ?
- ☞ Pour mesurer le déphasage entre le courant et la tension $u_C(t)$ aux bornes du condensateur, on propose la modification suivante. On intercale une résistance r de faible valeur (10 à 100 Ω) entre le condensateur et la masse. Réalisez cette modification et mesurez ce déphasage. Quel signal est en avance ?
- ☞ En comparant de manière expérimentale et théorique les tensions aux bornes du conducteur ohmique r et du condensateur, justifiez l'emploi de cette méthode.

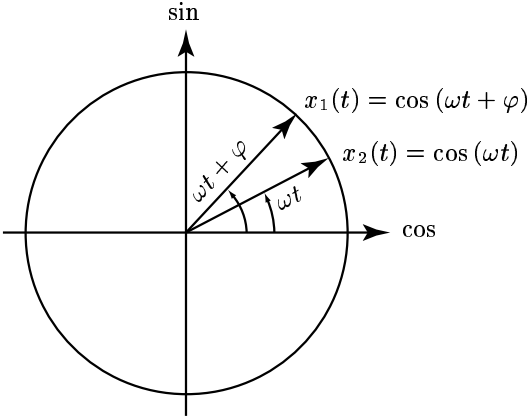


Figure 1.4. Signe du déphasage.

D.3.2. Méthode « XY » ou méthode de Lissajous

La méthode « XY » (figure 5(a)) permet de mesurer le déphasage entre deux signaux synchrones, par visualisation de la courbe de lissajous $Y = Y(X)$ (une droite, une ellipse ou un cercle). Le déphasage est alors donné par la formule :

$$|\sin \Delta\varphi| = \frac{MN}{AB} \tag{1.1}$$

Malheureusement, contrairement à la méthode temporelle, cette méthode ne permet pas de déterminer le signe du déphasage connu d'après le sens de parcours de l'ellipse. À haute fréquence il est impossible d'observer le sens de parcours de l'ellipse.

Signalons les intervalles de valeurs prises par $\Delta\varphi$ selon la position du grand axe de l'ellipse :

- $\Delta\varphi \in [-\pi/2, \pi/2]$: le grand axe de l'ellipse se situe dans les quadrants $(x > 0, y > 0)$ et $(x < 0, y < 0)$;
- $\Delta\varphi \in [\pi/2, 3\pi/2]$: le grand axe de l'ellipse se situe dans les quadrants $(x > 0, y < 0)$ et $(x < 0, y > 0)$.

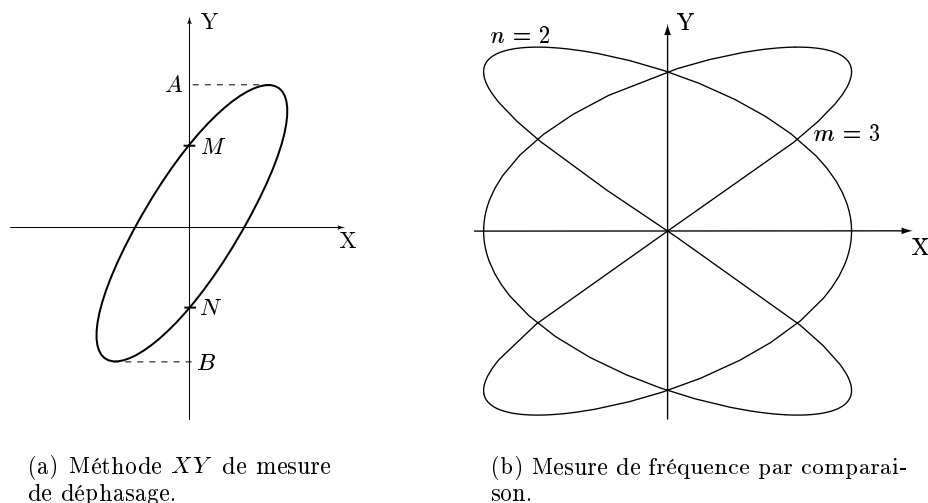
L'indétermination de signe doit finalement être levée par la méthode temporelle.

- ☞ Établir la formule (1.1).
- ☞ Centrez le spot sur l'origine du quadrillage écran. On peut facilement mesurer le segment AB en mettant la voie X sur la position GND.
- ☞ Reprenez la même mesure qu'à la question précédente, en utilisant la méthode « XY ».
- ☞ Application : vous disposez d'une bobine d'induction dont vous ignorez la valeur de l'inductance L . Proposez une méthode simple de détermination de cette valeur, en utilisant la méthode XY. Réalisez le montage et faites la mesure.

D.4. Mesure de la fréquence d'un signal électrique

D.4.1. Mesure à directe l'oscilloscope

Si on ne dispose ni de fréquencemètre ni de GBF à fréquencemètre incorporé, on peut mesurer la fréquence d'un signal à l'aide de l'oscilloscope, en mesurant sa période à l'aide de la base de temps.

(a) Méthode XY de mesure de déphasage.

(b) Mesure de fréquence par comparaison.

Figure 1.5. Différentes méthodes de mesure d'un déphasage $\Delta\varphi$.

- ☞ Avant toute mesure de période, on prendra garde d'étalonner la base de temps en verrouillant le bouton 'VAR' de la base de temps, en le plaçant en butée (à gauche par exemple sur l'OX8050).
- ☞ À l'aide du GBF, excitez l'entrée CH1 de l'oscilloscope avec un signal sinusoïdal d'amplitude 1 V et de fréquence 1 kHz (sur le fréquencemètre interne du GBF). Mesurez la période correspondante à l'aide de l'oscilloscope. Faites un calcul d'incertitude et comparez la précision des deux méthodes. Concluez.

D.4.2. Mesure par comparaison à l'oscilloscope

Cette méthode, appelée aussi méthode de Lissajous, permet de comparer une fréquence inconnue f_X à une fréquence de référence f_Y . On a représenté figure 5(b) la figure de Lissajous stable obtenue lorsque :

$$\frac{f_Y}{f_X} = \frac{m}{n} = \frac{3}{2}$$

En effet lorsque $m f_X = n f_Y$, il y a n points de tangence horizontaux et m points de tangence verticaux.

Cette méthode de mesure n'est facilement exploitable que lorsque le rapport m/n est simple. On l'utilise plus particulièrement pour mesurer des fréquences basses lorsque les fréquencemètres à comptage ne sont plus aptes à fonctionner.

La précision de la mesure est d'autant meilleure que la figure obtenue est *stable*.

- ☞ En utilisant par exemple un deuxième GBF, mesurez par comparaison la fréquence d'un signal sinusoïdal de très basse fréquence (10 à 20 Hz).

TP2 : MESURE D'IMPÉDANCES

On propose d'étudier dans ce T.P. quelques méthodes de mesure d'impédances, aussi bien en statique qu'en régime variable sinusoïdal établi. L'objectif de cette séance est double. D'une part être capable de déterminer les impédances d'entrée et (ou) de sortie des principaux appareils de mesure et générateurs utilisés dans les séances de travaux pratiques d'électronique. D'autre part savoir mettre en œuvre les principales méthodes de mesure d'impédances des dipôles simples tels que conducteur ohmique, condensateur et bobine.

1 Mesures d'Impédances d'Entrée et de Sortie

On utilise principalement une méthode de comparaison de tensions (ou de courants) dite méthode de **demi-tension** (ou demi-courant). Vu de l'entrée, un appareil de mesure peut être modélisé par une impédance, équivalente à une résistance en régime continu et une impédance constituée de l'association résistance, inductance et (ou) capacité en régime **harmonique** (sinusoïdal établi).

1.1 Mesures en régime continu

1.1.1 Mesure d'impédances d'entrée

1.1.1.1 Appareils à grande impédance d'entrée R_e

D'après le schéma représenté figure 1, on mesure tout d'abord la tension délivrée par le générateur quand l'interrupteur K est fermé (résistance R court-circuitée). L'impédance d'entrée R_e est supposée telle que $R_e \gg R_g$. On règle alors la tension délivrée par le générateur (ou l'alimentation stabilisée) à $E_g = 2V$. On ouvre ensuite K et on ajuste la résistance réglable R pour avoir $V_e = E_g/2$, c'est la méthode dite de **demi-tension**.

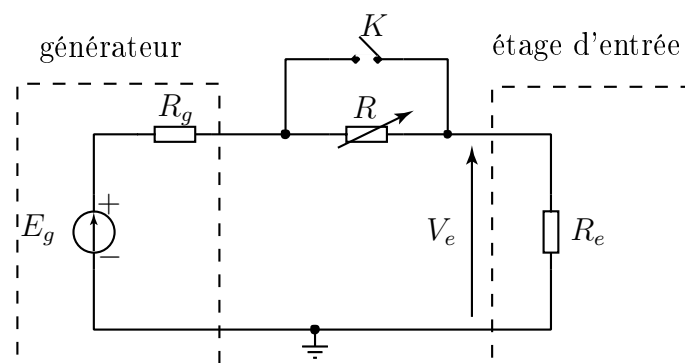


FIGURE 1 – Mesure d'Impédance d'entrée par demi-tension.

- ☞ Exprimer la tension V_e aux bornes de la résistance d'entrée de l'appareil de mesure en fonction de R_e , E_g , R et R_g . Quelle simplification peut-on proposer ?

La manipulation consistant à mesurer V_e en ajustant R , on peut définir la *sensibilité* de la méthode comme étant le rapport $\frac{\Delta V_e}{\Delta R}$, l'intérêt étant d'avoir une méthode la *plus sensible* possible.

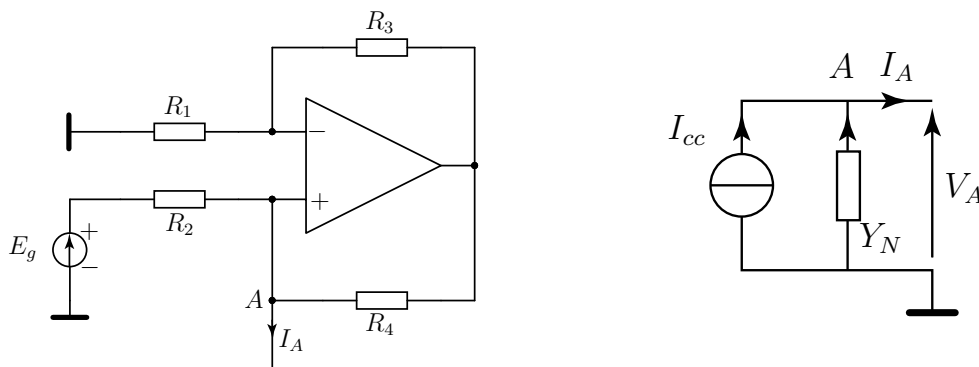
- ☞ Déterminer l'expression de la sensibilité de cette méthode, en fonction de E_g , R et $m = R_e/R$. Pour quelle valeur de m obtient-on la sensibilité la plus grande? On pourra s'aider d'une construction graphique.
- ☞ Pour la valeur de m précédemment calculée, réaliser successivement la mesure de la résistance d'entrée correspondant à différents calibres :
 - d'un oscilloscope ;
 - d'un voltmètre analogique ;
 - d'un multimètre numérique en position voltmètre continu (DC ou ---) ;
- ☞ Comparer les résultats avec les données du constructeur.
- ✗ Dans chacun des cas, donner une estimation de l'incertitude commise sur la détermination de R_e .

1.1.1.2 Appareils à faible impédance d'entrée R_e

On utilise le même principe de mesure, mais cette fois avec des **courants**.

1.1.1.2.1 Étude de la source de courant

On considère le montage représenté figure 2(a) qui permet d'obtenir sous certaines conditions une **source de courant** électrique de faible intensité ($I_A < 10 \text{ mA}$).



(a) Source de courant élémentaire.

(b) Modèle équivalent de Norton.

FIGURE 2 – Source de courant élémentaire pour la mesure des faibles impédances d'entrée.

- ☞ Montrer pour le montage de la figure 2(a), en supposant l'amplificateur opérationnel idéal et le fonctionnement en régime linéaire, que l'intensité I_A a pour expression :

$$I_A = \frac{E_g}{R_2} - \left(\frac{1}{R_2} - \frac{R_3}{R_1 R_4} \right) V_A$$

- ☞ En déduire les éléments I_{cc} et Y_N du modèle équivalent de Norton représenté figure 2(b).

- ☞ Montrer que lorsque $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, le montage de la figure 2(a) se comporte comme une source de courant **idéale**. Quelle est alors la valeur théorique de $R_N = 1/Y_N$?
- ☞ Quelles sont les conditions de fonctionnement de ce montage en générateur de courant ?
- ☞ Réaliser le montage représenté figure 2(a) avec $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = 10\text{ k}\Omega$ et $E_g = 1\text{ V}$.
- ☞ À l'aide du multimètre en position milli-ampèremètre continu, mesurer l'intensité de court-circuit I_{cc} .
- ☞ Proposer une méthode simple de mesure de R_N . Mesurer R_N et comparer cette valeur à la valeur théorique.

1.1.1.2.2 Méthode de demi-courant

Dans l'hypothèse où $R_e \ll R_N$, on peut utiliser la méthode de **demi-courant** pour mesurer R_e .

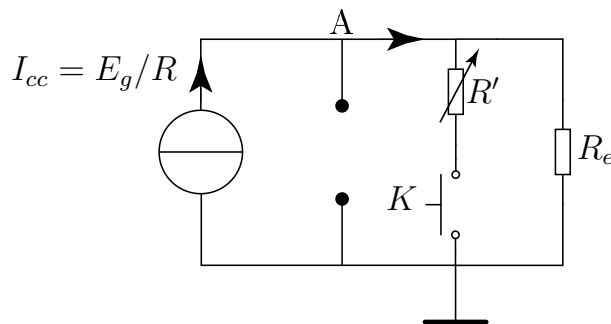


FIGURE 3 – Mesure d'impédance d'entrée par demi-courant.

On modélise la source de courant supposée idéale de la figure 2(a) par son modèle de Norton. On complète ensuite le montage comme représenté figure 3, R_e étant l'impédance d'entrée à mesurer.

- ☞ Exprimer l'intensité I_{Re} du courant qui circule dans R_e , en fonction de I_{cc} , R' et R_e .
- ☞ Mesurer l'impédance d'entrée du multimètre en position ampèremètre continu, pour plusieurs calibres. Comparer les résultats avec les données du constructeur. Estimer les incertitudes absolue et relative commises sur la mesure de R_e .
- ✗ Comment peut-on modéliser un voltmètre ou un ampèremètre ?

1.1.2 Mesure d'impédances de sortie

La méthode de demi-tension est encore applicable pour mesurer l'impédance de sortie d'une alimentation continue ou d'un générateur basse fréquence.

- ☞ Faire le schéma correspondant à la manipulation. Décrire le protocole expérimental. Faire la mesure de R_s pour le GBF et l'alimentation stabilisée dont on dispose. Comparer les résultats avec les données du constructeur.
- ✗ Comment peut-on modéliser une alimentation continue ou un GBF vu de sa sortie ?

1.1.3 Conclusion

- ✗ Conclure sur les impédances des différents appareils de mesure étudiés, et la modélisation de leur étage d'entrée ou de sortie.

2 Mesures d'impédances de quelques dipôles

2.1 Mesure en régime continu – Utilisation d'un pont de WHEATSTONE

La mesure au pont de Wheatstone (figure 4) est encore très utilisée lors de la mise en œuvre des capteurs résistifs (pont continu) tels que les sondes de température (thermistance, résistance de platine), les sondes de pression ou les jauges de déformation. Une mesure classique au pont de WHEATSTONE consiste à établir un *équilibre* pour lequel la différence de potentiel (ou l'intensité du courant électrique) entre les points A et B est nulle (détection de zéro). Un voltmètre numérique de très grande impédance interne convient particulièrement bien à ce genre de détection, puisqu'on peut supposer que le courant qui le traverse est nul.

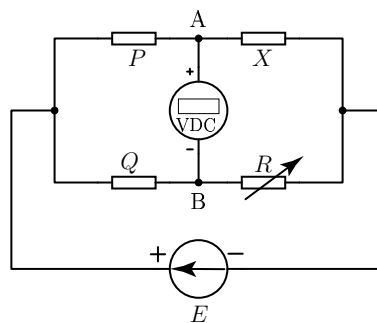


FIGURE 4 – Pont de WHEATSTONE.

Ce type de pont permet de mesurer des résistances de $1\ \Omega$ à $1\ \text{M}\Omega$. Pour les résistances plus faibles, comprises entre $100\ \text{m}\Omega$ et $10\ \Omega$, on utilise un pont de Thomson.

- ☞ Exprimer la tension V_{AB} entre les points A et B, en fonction de E , P , Q , X et R . (On pourra par exemple utiliser le théorème de THÈVENIN).
- ☞ En déduire la condition d'équilibre du pont.

2.1.1 Mesure à l'équilibre

- ☞ Constituer le pont de WHEATSTONE en choisissant $E = 5\ \text{V}$. Pour *limiter* l'intensité du courant électrique qui circule dans chaque branche du pont, on imposera $P = Q = 10\ \text{k}\Omega$ (boîtes à décades). R est une boîte à décades résistive $\times 1 \times 10 \times 10^2 \times 10^3$.
- ☞ À l'aide du pont de WHEATSTONE, mesurer la résistance d'enroulement statique r_0 d'une bobine d'induction Leybold.

2.1.2 Mesures avec un léger déséquilibre

Lorsque l'on désire mesurer des résistances de petites valeurs, (c'est le cas de bon nombre de capteurs cités précédemment), on est confronté à la difficulté de trouver des résistances étalons de faibles valeurs. Nous proposons de décrire une méthode de mesure simple qui permet la détermination de faibles résistances ou de *faibles variations* ΔX autour d'une valeur connue de la résistance X (cf figure 4).

- ☞ E , P et Q et R étant supposées constantes, exprimer la sensibilité $s = \Delta V_{AB} / \Delta X$ en fonction de E , P et X . L'appareil de mesure ainsi constitué est-il linéaire ?

On conserve la même valeurs de E que précédemment.

- ☞ Monter le pont de Whatstone avec $P = Q = X = 10\text{ k}\Omega$ (boîtes à décades). R est une boîte à décades résistive.
- ☞ Équilibrer le pont en réglant R . On ne changera plus les valeurs de P , Q , R et X .
- ☞ Introduire la bobine d'induction dans la branche contenant X et mesurer la tension de déséquilibre ΔV_{AB} . En déduire une mesure de r_0 .

2.2 Mesures en régime sinusoïdal établi

2.2.1 Détection synchrone

2.2.1.1 Présentation

Lorsqu'un dipôle n'est pas purement *résistif* mais présente aussi un comportement *réactif*, il est décrit en régime harmonique par une impédance complexe de la forme $\underline{Z} = a(\omega) + j b(\omega)$. Si $b(\omega) > 0$ le dipôle présente un comportement *inductif* et inversement si $b(\omega) < 0$ il présente un comportement capacitif.

Les mesures volt-ampèremétriques en régime harmonique à l'aide de voltmètre et ampèremètre alternatifs (position AC ou \sphericalangle) ne conduisent qu'à la connaissance du module $|\underline{Z}| = U_{\text{eff}}/I_{\text{eff}} = \sqrt{a^2 + b^2}$ mais pas à a ou b directement.

La détection synchrone est une méthode simple qui permet, entre autres applications¹, de mesurer séparément $a(\omega)$ et $b(\omega)$ pour une fréquence donnée.

2.2.1.2 Principe de la méthode

Le synoptique représenté figure (5) donne le principe de la mesure d'une impédance complexe $\underline{Z} = Z \exp j\varphi$ par détection synchrone.

Le multiplieur analogique (AD633 ou autre) est un composant *non linéaire* d'impédances d'entrées supposées infinies, d'impédance de sortie négligeable et de bande passante 1 MHz. La constante K est ajustée avec une grande précision à 10 V. La sortie $x_s(t)$ du multiplieur analogique s'écrit par conséquent :

$$x_s(t) = \frac{1}{K} x_1(t) \times y_1(t)$$

- ☞ Analyser le rôle du circuit déphaseur.
- ☞ Écrire l'expression de la tension instantanée $x_s(t)$ à la sortie du multiplieur en fonction de K , U_e , Z , I_0 , ω , t , φ et $\Delta\phi$.

Le filtre passe-bas, qui peut être avantageusement remplacé par un voltmètre *numérique* en position DC, présente une fréquence de coupure f_c très inférieure à la fréquence de travail f .

- ☞ Montrer que la tension V_S s'écrit :

$$V_S = \frac{U_e I_0}{2K} Z \cos(\Delta\phi - \varphi)$$

- ☞ Montrer que selon la valeur de $\Delta\phi$, la tension continue V_S est proportionnelle à la partie réelle $\Re[\underline{Z}]$ de \underline{Z} ou à la partie imaginaire $\Im[\underline{Z}]$ de \underline{Z} .

1. La détection synchrone permet aussi de détecter un signal de faible amplitude noyé dans du bruit, de démoduler des signaux...

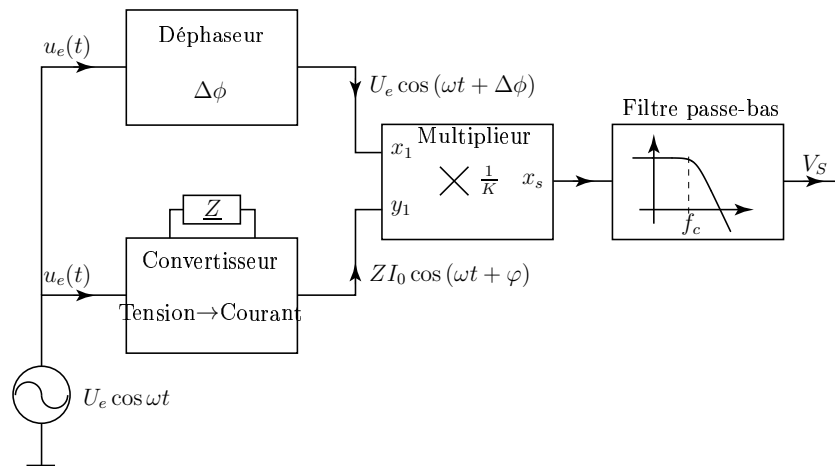


FIGURE 5 – Synoptique de la mesure d’une impédance complexe $\underline{Z} = Z \exp j\varphi$ par détection synchrone.

2.2.1.3 Montage complet

Le détecteur synchrone est monté pré-cablé sur un circuit imprimé et ne doit pas être démonté. Le schéma du montage complet est représenté figure 6.

- ☞ Déterminer l’expression du déphasage $\Delta\phi$ à la sortie du déphaseur en fonction de R et C .
- ☞ Pour une fréquence de travail $f = 1 \text{ kHz}$ et une valeur du condensateur $C = 100 \text{ nF}$ quelle doit être la valeur de la résistance R pour avoir un déphasage $|\Delta\phi| = \frac{\pi}{2} \text{ rd}$?
- ☞ Montrer que l’expression de V_S est donnée par

$$V_S = \frac{U_e^2}{2KR_0} Z \cos(\Delta\phi - \varphi)$$

- ☞ Quel est le rôle de l’interrupteur K ?

2.2.1.4 Mesures

Le symbole ζ indique une borne de branchement sur le circuit intégré.

- ☞ On complètera le montage en branchant :
 - une boîte à décades résistive entre les bornes AR et BRC ;
 - une boîte à décades capacitive entre les bornes BRC et GND ;
 - un générateur (GBF) entre les bornes EG et GND ;
 - un multimètre numérique entre les bornes S et GND ;
 - les polarisations $+V_{cc} = 15 \text{ V}$ et $V_{dd} = -15 \text{ V}$ d’alimentation continue symétrique respectivement aux bornes Vcc et Vdd ;
 - la masse de l’alimentation symétrique à la borne GND.
 - finalement le dipôle \underline{Z} à étudier entre les bornes ZA et ZB.

On fera vérifier le montage complet avant de mettre sous tension.

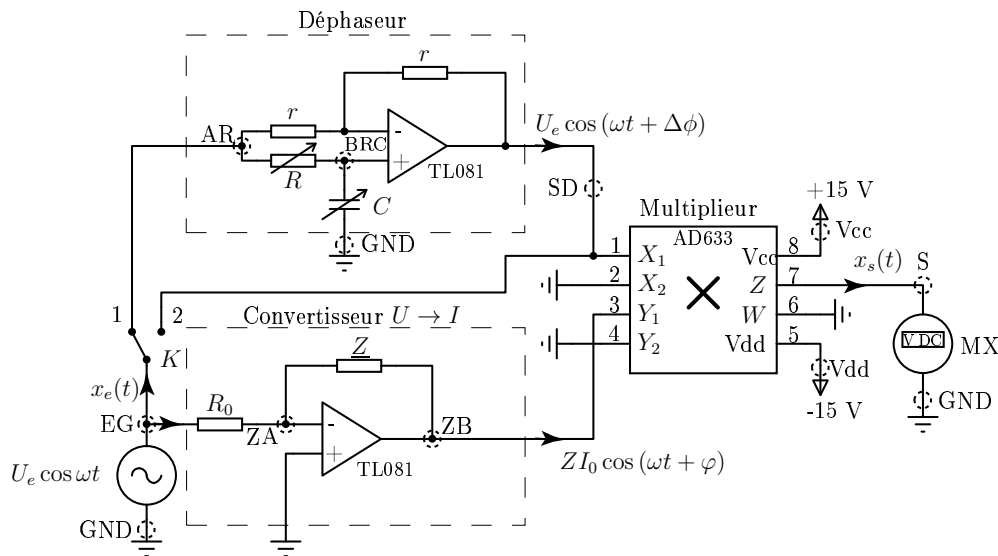


FIGURE 6 – Schéma complet du détecteur synchrone.

2.2.1.4.1 Étude de l'inductance d'une bobine à noyau

On désire étudier l'influence du noyau sur l'inductance L d'une bobine Leybold (dipôle \underline{Z}). Pour cela, on cherche à mesurer avec précision l'inductance L en fonction de la longueur ℓ de noyau introduit dans la bobine.

- ☞ Régler précisément le GBF pour un signal sinusoïdal de fréquence de travail $f = 1 \text{ kHz}$ et d'amplitude $U_e = 5 \text{ V}$.
- ☞ Faire tous les branchements indiqués en 2.2.1.4 avec $C = 100 \text{ nF}$, $R = 1,59 \text{ k}\Omega$ et l'interrupteur K sur la position 1.
- ☞ Observer à l'oscilloscope que les signaux délivrés par le générateur $u_e(t)$ (borne EG) et par le déphaseur (borne SD) ont bien même amplitude et sont déphasés de $\pm\pi/2$. Au besoin ajuster la valeur de R .

Avant toute manipulation, on vérifie si le système de mesure ne présente pas des défauts de décalage en tension de sortie ($V_S \neq 0$ pour $L = 0$).

- ☞ Avec les réglages précédents, mesurez V_S pour $L = 0 \text{ H}$ (on court-circuite la bobine). On appellera V_{S0} cette éventuelle tension de décalage.

Le dispositif est maintenant prêt pour l'étude de la bobine.

- ☞ Mesurez V_S pour une dizaine de valeurs de ℓ réparties régulièrement entre 0 et ℓ_{\max} .
- ☞ En tenant compte de l'éventuelle décalage V_{S0} , représenter graphiquement le nuage de points (L, ℓ) (on utilisera pour cela le logiciel Excel®).
- ☞ Déterminer la loi de variation $L = L(\ell)$ à l'aide d'une *régression linéaire*. Conclure sur les éventuels effets de bord.

2.2.1.4.2 Effet de la fréquence sur l'inductance L

On désire étudier cette fois l'effet de la fréquence de travail f sur la valeur de l'inductance L d'une bobine d'induction.

Le montage et les réglages sont les mêmes que précédemment, mis à part R , C , f et éventuellement U_e . On prendra garde pour chaque mesure de cette série à ce qu'aucun des amplificateurs opérationnels ne *sature* et à ce que le déphasage introduit par le déphaseur soit égale à $\pm\pi/2$ (le vérifier sur le montage) !

La longueur ℓ de noyau est choisie maximale par exemple : $\ell = \ell_{\max}$.

☞ Effectuer les calculs et mesures nécessaires pour déterminer $L(f)$ et compléter le tableau suivant :

f (Hz)	100	500	10^3	$5 \cdot 10^3$	10^4	$5 \cdot 10^4$
R (Ω)						
C (F)	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-8}	10^{-9}
U_e (V)						
V_S (V)						
L (H)						

☞ Représenter graphiquement $L(f)$. Interpréter le comportement de l'inductance d'une bobine à noyau avec la fréquence.

2.2.2 Méthode de résonance d'un circuit R-L-C série

La méthode de résonance d'un circuit R-L-C série est une méthode facile et rapide à mettre en œuvre. Elle permet une première estimation de la valeur de C_0 ou de L_0 . On supposera ici C_0 connue avec une bonne précision ($C_0 = 1 \mu\text{F}$) et parfaitement capacitif. On fera une nouvelle détermination de L_0 .

- ☞ À l'aide des mesures que vous avez effectuées précédemment, quel modèle simple peut-on proposer pour la bobine ?
- ☞ Comment détecter facilement la résonance d'intensité ? Quelle est alors l'expression de L_0 en fonction des autres éléments du circuit ?

On déterminera la résonance *d'intensité* en prélevant la tension au bornes d'une résistance $R = 10 \Omega$. L'amplitude de la tension délivrée par le GBF est fixée à 0,1 V.

- ☞ Représenter le schéma pratique du dispositif. Attention aux masses !
- ☞ Réaliser le montage et mesurer l'inductance L_0 de la bobine en indiquant la fréquence de résonance utilisée. Comparer la valeur obtenue avec celle mesurée par détection synchrone.
- ☞ Donner une estimation de ΔL_0 . Conclure.

2.2.3 Mesures à l'aide de ponts en régime sinusoïdal établi

Dans les deux séries de mesures, la fréquence de travail du générateur est fixée à 1 kHz. On utilisera un multimètre numérique en position AC pour détecter l'équilibre du pont.

2.2.3.1 Ponts de MAXWELL et de HAY

Ces ponts dits aussi P×Q, sont souvent utilisés en régime sinusoïdal établi pour déterminer les éléments d'un dipôle réel de nature *inductive*. Selon la nature des pertes dans le dipôle inductif, on utilise plutôt une représentation série ou parallèle du dipôle. On a représenté figure 7(a) le pont dit

de MAXWELL pour une modélisation *série* du dipôle inductif (r_x, L_x) et figure 7(b) le pont dit de HAY pour une modélisation *parallèle* du dipôle inductif.

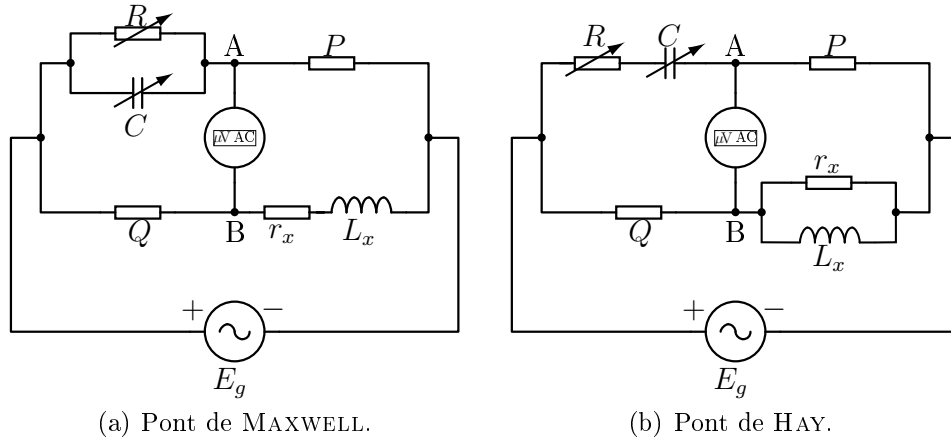


FIGURE 7 – Ponts en alternatif pour la mesure d'impédances de nature inductive.

- ☞ Montrer que le jeu d'équations qui caractérise l'équilibre des ponts de MAXWELL et de HAY est donné pour les deux cas par :

$$r_x = \frac{PQ}{R} \quad \text{et} \quad L_x = PQC$$

- ☞ Quel est l'ordre de grandeur de P , Q et R sachant que pour le modèle série d'une bobine d'induction avec noyau on a $L_x \approx 100$ mH et $r_x \approx 50 \Omega$ à la fréquence de travail $f = 1$ kHz ?

Pour la bobine dont on dispose, le modèle série semble le plus adapté.

- ☞ Réaliser le pont alternatif correspondant au modèle série de la bobine. On choisira des valeurs de P et Q égales (sensibilité maximale du pont) et de l'ordre de 100Ω à 1 k Ω . P , Q et R sont des boîtes à décades résistives $\times 1 \times 10 \times 10^2 \times 10^3$. C est une boîte à décades capacitive. Le GBF débitera un signal sinusoïdal d'amplitude de l'ordre de 2 à 4 volts et de fréquence $f = 1$ kHz.
- ☞ Chercher à équilibrer le pont en ajustant tour à tour R et C .
- ☞ Est-il possible d'annuler U_{AB} ? Pourquoi ?
- ☞ Dédurre de vos mesures les éléments série de la bobine.

2.2.3.2 Pont de NERNST

Ce pont dit P/Q (figure 8) est utilisé en régime sinusoïdal établi pour déterminer les éléments du modèle *parallèle* d'un dipôle de nature *capacitive*.

Un condensateur réel comporte un diélectrique qui n'est pas parfait et dont la conductivité électrique n'est pas parfaitement nul. On peut donc le modéliser à basses fréquences par l'association parallèle d'un condensateur parfait de capacité C_x et d'un conducteur ohmique de résistance R_x , représentatif des pertes dans le diélectrique.

- ☞ Montrer que le jeu d'équations qui caractérise l'équilibre du pont de NERNST est :

$$R_x = \frac{Q}{P}R \quad \text{et} \quad C_x = \frac{P}{Q}C$$

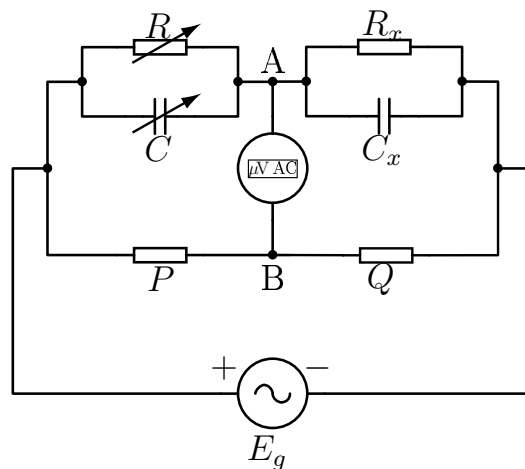


FIGURE 8 – Pont de NERNST.

- ☞ Réaliser le pont de NERNST. Selon la qualité du condensateur, R_x est plus ou moins élevée. Les valeurs de R disponibles au laboratoire étant limitées ($1\text{ M}\Omega$), il faut envisager des valeurs de Q/P de l'ordre de 1 à 1000. P et Q sont des boîtes à décades. R est une boîte à décades résistives $\times 1 \times 10 \times 10^2 \times 10^3 \times 10^4 \times 10^5$. C est une boîte à décades capacitive. Le GBF débitera un signal sinusoïdal d'amplitude de l'ordre de 2 à 4 volts et de fréquence $f = 1\text{ kHz}$.
- ☞ Chercher à équilibrer le pont en ajustant tour à tour R et C .
- ☞ Est-il possible d'annuler U_{AB} ? Pourquoi?
- ☞ Dédire de vos mesures les éléments parallèles du condensateur.
- ☞ Déterminer pour plusieurs fréquences la valeur de l'angle de perte δ défini pour le modèle parallèle du condensateur par :

$$\tan \delta = \frac{1}{R_x C_x \omega}$$

Quel est le sens physique de cet angle de perte?

TP : PROPRIÉTÉS DES SIGNAUX PÉRIODIQUES

On se propose dans ce T.P. de mesurer des grandeurs électriques telles que : l'amplitude d'un signal électrique, sa valeur efficace, sa valeur moyenne. Vous étudierez les régimes variable et statique.

Pour réaliser ces mesures, vous utiliserez plusieurs appareils dont l'oscilloscope, le multimètre numérique et l'analyseur de spectre.

1 Mesures des grandeurs caractéristiques d'un signal périodique

Nous travaillerons avec des tensions mais les mêmes définitions peuvent être transposées au cas de l'intensité d'un courant électrique. Nous utiliserons les instruments de mesure suivants : oscilloscope, multimètre numérique¹ et analyseur de spectre.

Soit u une tension de valeur instantanée $u(t)$, périodique de période T : $u(t + T) = u(t)$. Déterminons les différentes grandeurs caractéristiques de cette tension.

1.1 Valeur moyenne

1.1.1 Définitions

La valeur moyenne $\langle u \rangle$ de $u(t)$ est définie par :

$$\langle u \rangle = \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} u(t) dt$$

Dans le cas d'une tension périodique, il suffit de calculer $\langle u \rangle$ sur une période : $\langle u \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$. Pour mesurer la valeur moyenne d'une tension quelconque on peut utiliser un voltmètre numérique sur la position continu : DC (Direct Current).

☞ Identifiez la touche DC sur le multimètre numérique dont vous disposez.

On appelle tension *alternative* ou *alternée*, une tension de valeur moyenne nulle : $\langle u_{alt}(t) \rangle = 0$.

On appelle *rapport cyclique* d'un signal carré et on note en général α le rapport de la durée haute T_h d'un signal carré à la durée de la période T : $\alpha = T_h/T$.

1. Attention ! Les appareils de mesures disposent d'une *bande passante* dans laquelle il faut se placer pour effectuer des mesures convenables. Dans le cas du multimètre numérique utilisé au laboratoire, il faut manipuler des signaux dont l'harmonique le plus élevé ne dépasse pas la fréquence $f_{sup} = 50$ kHz et l'harmonique le plus bas est supérieur à $f_{min} = 10$ Hz.

1.1.2 Préparations

- ☞ Déterminez l'expression théorique de la valeur moyenne des signaux suivants :
- signal carré compris entre 0 et E et de rapport cyclique α ;
 - signal sinusoïdal $u(t) = U_0(1 + \sin \omega t)$;
 - signal « sinusoïdal » redressé mono-alternance puis double alternance ;
 - signal modulé en amplitude de la forme :

$$u(t) = U_0(1 + k \cos \omega_m t) \cos \omega_p t \quad (1)$$

- ☞ Pour le signal modulé en amplitude, comment appelle-t-on les grandeurs k , ω_m et ω_p ?
- ☞ On considère le montage représenté figure 2. Le composant AD633 est un multiplieur analogique dont les principales caractéristiques sont décrites dans la notice technique fournie en annexe. Retenons seulement ici que la tension de sortie Z du multiplieur obéit à la relation suivante :

$$Z = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{K} + W + V_{S0}$$

avec $K = 10 \text{ V}$ et V_{S0} une tension de décalage de quelques millivolts que nous négligerons ici.

- Montrez que la tension de sortie Z s'écrit de la même façon qu'en (1). En déduire l'expression de k en fonction de K et U_1 .

1.1.3 Mesures

1.1.3.1 Signal carré

- ☞ À l'aide du GBF² (et de l'oscilloscope) produisez un signal carré $u(t)$ compris entre 0 V et $E = 1 \text{ V}$, de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$ et de rapport cyclique $\alpha = 0,5$.
- ☞ Mesurez la valeur moyenne du signal à l'aide d'un multimètre numérique en position DC.
- ☞ Comparez vos mesures avec la valeur théorique.
- ☞ Observez l'influence du rapport cyclique α sur la valeur moyenne de $u(t)$. Discutez.

1.1.3.2 Signal sinusoïdal

- ☞ À l'aide du GBF produisez un signal sinusoïdal d'amplitude $U_0 = 1 \text{ V}$, de composante continue 1 V et de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$.
- ☞ Mesurez la valeur moyenne du signal à l'aide d'un multimètre numérique en position DC.
- ☞ Refaites les mesures en annulant la composante continue. Concluez.

1.1.3.3 Signal redressé

- ☞ Réalisez le montage représenté figure 1.
- ☞ À l'aide du GBF produisez un signal sinusoïdal alterné d'amplitude $U_0 = 1 \text{ V}$ et de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$.
- ☞ Mesurez la valeur moyenne du signal à l'aide d'un multimètre numérique en position DC. Concluez sur le rôle de la diode dans ce montage.

2. GBF : Générateur Basses Fréquences.

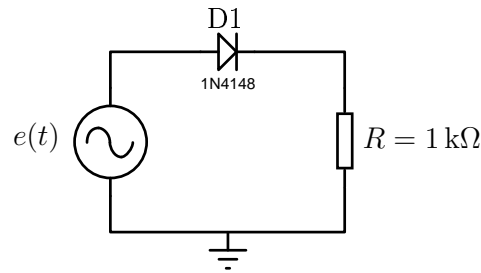


FIGURE 1 – Circuit pour le redressement mono-alternance.

1.1.3.4 Signal modulé en amplitude

- ☞ Réalisez le montage modulateur d'amplitude représenté figure 2 sur une plaquette d'essai à part. On ne démontera plus ce montage jusqu'à la fin de la séance de T.P.
- ☞ À l'aide de deux GBF et du montage 2 produisez un signal $Z(t)$ modulé en amplitude. On choisira par exemple $f_m = 1 \text{ kHz}$, $f_p = 10 \text{ kHz}$, $U_0 = 1 \text{ V}$ et U_1 réglable. Visualisez et relevez les oscillogrammes de $Z(t)$ respectivement pour $k < 1$ et $k > 1$.
- ☞ Mesurez la valeur moyenne du signal $Z(t)$ à l'aide d'un multimètre numérique en position DC.

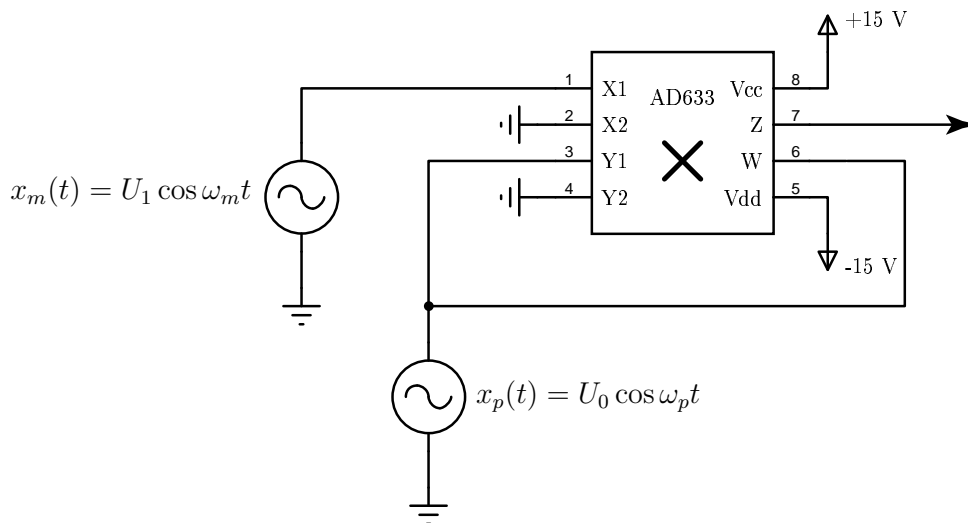


FIGURE 2 – Montage modulateur d'amplitude.

1.2 Valeur efficace

1.2.1 Définitions

La valeur efficace U_{eff} d'un signal périodique $u(t)$ est définie par :

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\langle u^2(t) \rangle} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

Pour mesurer la valeur efficace d'une tension périodique quelconque il faut utiliser un voltmètre « True Root Mean Square » (ou « T.R.M.S. ») sur la position AC+DC. Certains multimètres qui ne sont que R.M.S. « enlèvent » systématiquement la composante continue du signal dont ils mesurent la valeur efficace.

- ☞ Donner le schéma synoptique de la mesure d'une grandeur efficace.
- ☞ Identifiez l'ensemble de touches AC+DC sur le multimètre numérique dont vous disposez. Basculez alternativement en mode R.M.S. et T.R.M.S.

1.2.2 Préparations

- ☞ Déterminez l'expression théorique de la valeur efficace vraie (T.R.M.S.) puis de la valeur efficace (R.M.S.) des signaux suivants :
 - signal carré compris entre 0 et E et de rapport cyclique α ;
 - signal sinusoïdal $u(t) = U_0(1 + \sin \omega t)$;
 - signal modulé en amplitude de la forme (1).
- ☞ Rappelez l'égalité de PARSEVAL.

1.2.3 Mesures

1.2.3.1 Signal carré

- ☞ À l'aide du GBF produisez un signal carré $u(t)$ compris entre 0 V et $E = 1$ V, de fréquence $f = 1$ kHz et de rapport cyclique $\alpha = 0,5$.
- ☞ Mesurez la valeur efficace vraie (T.R.M.S.) du signal à l'aide d'un multimètre numérique en position AC+DC. Même chose pour la valeur efficace (R.M.S.).
- ☞ Comparez vos mesures avec les valeurs théoriques.

1.2.3.2 Signal sinusoïdal

- ☞ À l'aide du GBF produisez un signal sinusoïdal d'amplitude $U_0 = 1$ V, de composante continue 1 V et de fréquence $f = 1$ kHz.
- ☞ Mesurez la valeur efficace vraie (T.R.M.S.) du signal puis la valeur efficace (R.M.S.).

1.2.3.3 Signal modulé en amplitude

- ☞ Mesurez la valeur efficace (T.R.M.S) du signal $Z(t)$ modulé en amplitude pour $U_0 = 1$ V et $k = 1$. Comparez les résultats avec la théorie. Le théorème de PARSEVAL est-il vérifié ici ?

1.3 Facteur de forme

1.3.1 Définition

Le facteur de forme F d'un signal périodique $u(t)$ quelconque est défini, lorsqu'il existe, par :

$$F = \frac{U_{\text{eff}}}{\langle u \rangle}$$

- ☞ Que vaut F lorsque le signal est continu ?

1.3.2 Mesures

- ☞ Mesurer le facteur de forme F d'un signal sinusoïdal redressé mono-alternance d'amplitude $U_m = 5\text{ V}$, puis d'un signal double-alternance de même amplitude. Comparer ces deux valeurs et dégager l'intérêt du facteur de forme.

1.4 Ondulation - Taux d'ondulation

1.4.1 Définition

Soit $u(t)$ une tension variable *périodique* quelconque (figure 3). D'après le théorème de FOURIER, on peut toujours écrire $u(t)$ sous la forme générale suivante :

$$u(t) = \langle u \rangle + u_{\text{alt}}(t)$$

avec $\langle u \rangle$ la valeur moyenne de $u(t)$ appelée aussi composante continue (parfois aussi offset) et $u_{\text{alt}}(t)$ la composante alternative de $u(t)$ ou *ondulation*.

On caractérise en général l'ondulation du signal $u(t)$ par son *taux d'ondulation* noté τ et défini par :

$$\tau = \frac{u_{\text{alt,eff}}}{\langle u \rangle}$$

avec $u_{\text{alt,eff}}$ la valeur efficace de l'ondulation $u_{\text{alt}}(t)$.

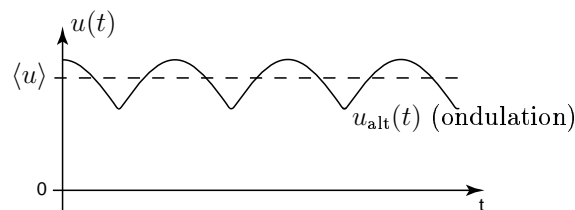


FIGURE 3 – Ondulation d'un signal périodique quelconque.

- ☞ Montrer que $F^2 = \tau^2 + 1$.
- ☞ Que vaut τ lorsque le signal est continu ?

1.4.2 Mesures

- ☞ Mesurer τ avec les mêmes signaux qu'à la question 1.3.2.

2 Analyse harmonique d'un signal périodique

2.1 Présentation

L'analyse spectrale d'un signal *analogique* consiste à déterminer le spectre en fréquences de ce signal.

En effet tout signal analogique peut se mettre sous la forme d'une combinaison linéaire discrète (pour les signaux périodiques) ou continue (pour les signaux apériodiques) de fonctions trigonométriques simples sin ou (et) cos. Pour simplifier les calculs, nous nous limitons au cas des signaux $u(t)$ périodiques de période $T_0 = \frac{2\pi}{\omega}$ avec ω la pulsation du fondamental. Sous réserve que $u(t)$ satisfasse à certaines conditions de régularités³, on peut écrire le développement en série de FOURIER du signal $u(t)$ sous la forme :

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos n\omega t + \sum_{n=0}^{\infty} B_n \sin n\omega t \quad (2)$$

avec A_n et B_n les coefficients de FOURIER définis par :

$$\begin{cases} A_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) \cos(n\omega t) dt \\ B_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \quad \text{et} \quad U_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) dt \quad (3)$$

U_0 représente la valeur moyenne ou composante continue du signal.

On peut encore écrire (2) sous la forme :

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (4)$$

☞ Pour chacune des formes (2) et (4), identifier $\langle u \rangle$ et $u_{\text{alt}}(t)$.

2.1.1 Signal carré

☞ Montrer que les coefficients de FOURIER du signal carré de rapport cyclique α et d'amplitude U_m , représenté figure 4 sont donnés par :

$$A_n = \frac{4U_m}{2n\pi} \sin \alpha n\pi \quad (5)$$

☞ Montrer que l'expression de la valeur moyenne U_0 de ce signal carré est donné par $U_0 = \alpha U_m$.

2.1.2 Signal triangulaire

☞ Montrer que les coefficients de FOURIER du signal triangulaire d'amplitude U_m , représenté figure 5 sont donnés par :

$$A_n = \begin{cases} 0 & \text{si } n \text{ pair} \\ \frac{8}{\pi^2} \frac{U_m}{n^2} & \text{si } n \text{ impair} \end{cases} \quad (6)$$

☞ Proposer un circuit simple permettant de produire un signal triangulaire.

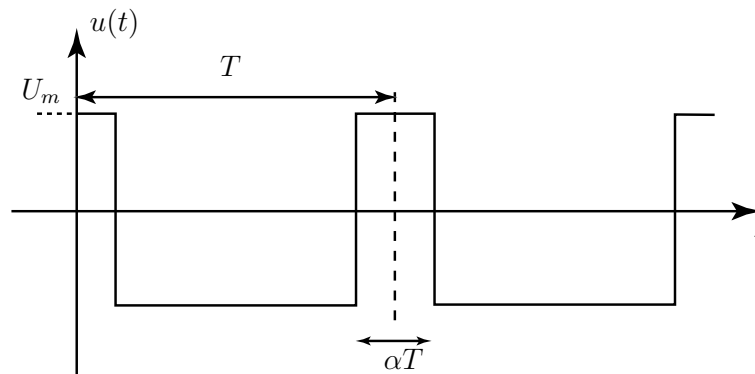


FIGURE 4 – Signal carré de rapport cyclique α .

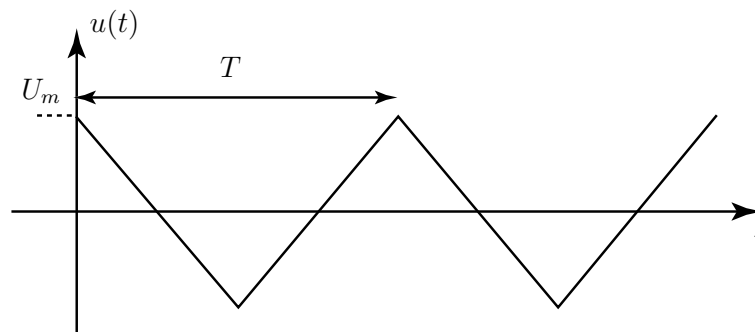


FIGURE 5 – Signal triangulaire d'amplitude U_m .

2.1.3 Signal mono-alternance (facultatif)

☞ Montrer que les coefficients de FOURIER du signal sinusoïdal redressé mono-alternance représenté figure 6 sont donnés par :

$$A_n = \begin{cases} 0 & \text{si } n \text{ impair} \\ \frac{U_m}{2} & \text{si } n = 1 \\ -\frac{2 U_m (-1)^{\frac{n}{2}}}{\pi (n^2 - 1)} & \text{si } n > 1 \text{ pair} \end{cases}$$

☞ Déterminer l'expression de la valeur moyenne U_0 du signal représenté figure 6. Expliquer pourquoi on utilise en général la fonction non linéaire de redressement mono ou double-alternance pour créer un signal continu à partir d'un signal sinusoïdal alterné.

☞ Proposer un circuit simple permettant de produire un signal triangulaire.

3. Les conditions de régularité sont aussi appelées conditions de DIRICHLETS. Nous supposons que tous les signaux étudiés dans le cours et les travaux pratiques d'électronique satisfont à ces conditions.

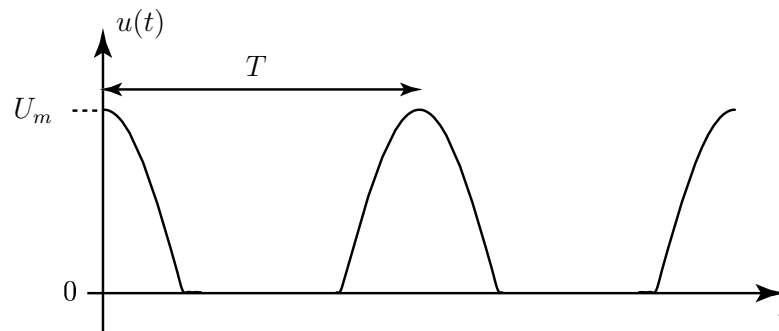


FIGURE 6 – Signal sinusoïdal redressé mono-alternance.

2.1.4 Signal double-alternance (facultatif)

- ☞ Montrer que les coefficients de FOURIER du signal sinusoïdal redressé double-alternance représenté figure 7 sont donnés par :

$$A_n = \begin{cases} 0 & \text{si } n \text{ impair} \\ -\frac{4U_m}{\pi} \frac{(-1)^{\frac{n}{2}}}{n^2 - 1} & \text{si } n \text{ pair} \end{cases}$$

- ☞ Déterminer l'expression de la valeur moyenne U_0 du signal représenté figure 7. Comparer cette valeur avec celle du redressement mono-alternance et expliquer pourquoi on préfère le redressement double-alternance dans la conversion alternatif-continu.

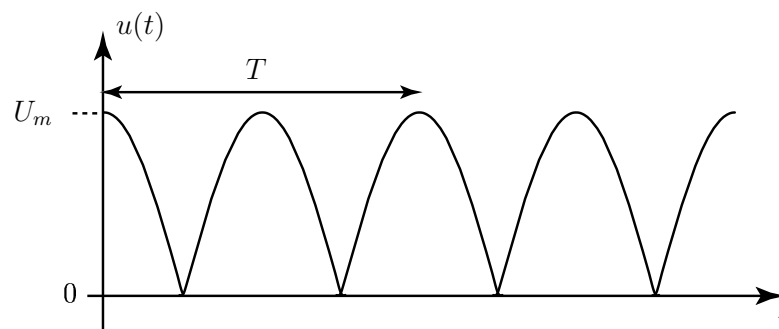


FIGURE 7 – Signal sinusoïdal redressé double-alternance.

- ☞ Proposer un circuit simple permettant de produire un signal sinusoïdal redressé double-alternance.

2.2 Analyse spectrale

2.2.1 Spectre d'amplitude

À partir de l'expression du DSF on peut représenter deux spectres réels : un spectre en amplitude et un spectre en phase.

Le spectre d'amplitude est le plus important et celui que nous représenterons de manière expérimentale à l'aide de notre analyseur de spectre de la carte d'acquisition ou de l'oscilloscope.

Le spectre d'amplitude du signal $x(t)$ consiste à représenter graphiquement (figure 8) par un bâtonnet ou une flèche l'amplitude de C_n en fonction de $\omega = n\omega_0$ ou en fonction de n .

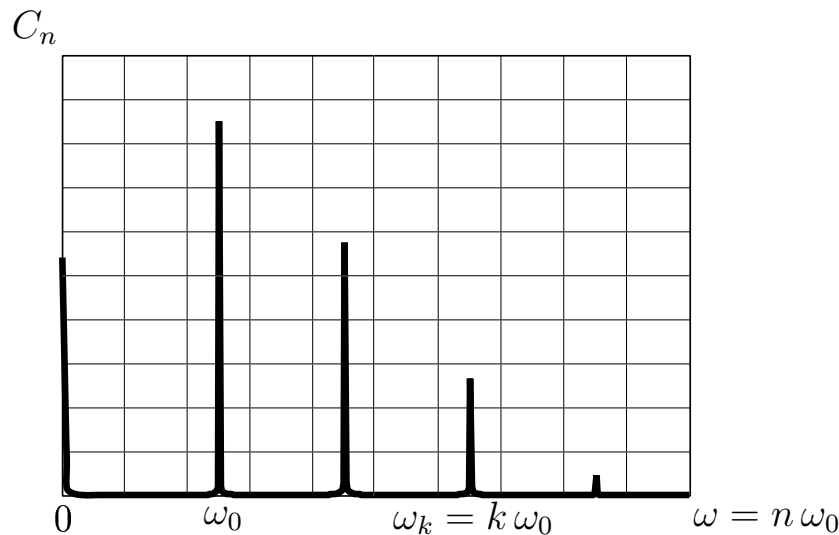


FIGURE 8 – Allure d'un spectre en amplitude réel.

2.3 Allure de quelques spectres

- ☞ Donnez l'allure du spectre d'amplitude du signal sinusoïdal.
- ☞ Donnez l'allure du spectre d'amplitude du signal modulé $u(t) = U_0(1 + k \cos \omega_m t) \cos \omega_p t$.
- ☞ À l'aide de l'analyseur de spectre, déterminer le spectre en amplitude d'un signal $x(t)$ sinusoïdal quelconque. Vérifier que ce spectre est bien en conformité avec les caractéristiques temporelles du signal $x(t)$.
- ☞ Mêmes questions pour un signal carré compris entre 0 et E et de rapport cyclique $\alpha = 0,5$. Retrouve-t-on les propriétés remarquables indiquées par l'expression (5) (dépendance des C_n en $1/n$ et n impair) ? Comment le spectre est-il modifié lorsque le rapport cyclique ne vaut plus 0,5 ?
- ☞ Mêmes questions pour un signal triangulaire symétrique. Les propriétés remarquables indiquées par l'expression (6) sont-elles vérifiées ?

2.4 Valeur efficace – Égalité de Parseval

L'égalité de Parseval établit l'équivalence entre l'expression temporelle de la valeur efficace et son expression fréquentielle :

$$\left[\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \left[X_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} C_n^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

- ☞ Démontrez l'égalité de Parseval.
- ☞ À l'aide de l'analyseur de spectre, visualisez le spectre d'amplitude du signal modulé en amplitude de la forme $u(t) = U_0(1 + k \cos \omega_m t) \cos \omega_p t$, avec $f_p = 10$ kHz, $f_m = 1$ kHz et $U_0 = 1$ V. En déduire sa valeur efficace.

☞ L'égalité de Parseval est-elle vérifiée ?

2.5 Taux de distorsion harmonique

2.5.1 Définition – Utilité

Le taux de distorsion harmonique D est défini par :

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{n>1}^{\infty} C_n^2}}{C_1} \quad (7)$$

Le taux de distorsion harmonique permet de quantifier l'écart que présente un signal périodique par rapport au signal sinusoïdal de même période.

Les systèmes physiques non linéaires (diodes, bobines saturées, amplificateurs en saturation ou en commutation, . . .) engendrent systématiquement de la distorsion harmonique en générant des harmoniques dans le circuit.

2.5.2 Mesure

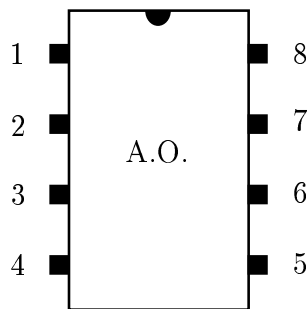
- ☞ Mesurez le taux de distorsion harmonique du signal triangulaire et du signal carré ($\alpha = 0, 5$). Comparez les valeurs et expliquez.
- ☞ Quantifiez la distorsion harmonique introduite par une diode de redressement dans un circuit.

TP3 : AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL I

1 Présentation et polarisation

1.1 Présentation

L'A.O. dans sa version standard se présente sous forme d'un circuit intégré à 8 pattes (voir figure 1). Il a l'aspect d'un parallélépipède rectangle. Lorsqu'il est vu de dessus, une encoche ou un point permet le repérage de ses bornes.



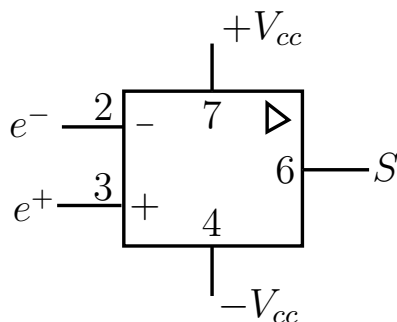
(a) Boîtier DIL d'un A.O.

- 1 : réglage de la tension de décalage ;
 - 2 : entrée inverseuse $-$;
 - 3 : entrée non inverseuse $+$;
 - 4 : polarisation négative ($-V_{cc}$) ;
 - 5 : réglage de la tension de décalage (offset) ;
 - 6 : sortie S ;
 - 7 : polarisation positive ($+V_{cc}$) ;
 - 8 : non connectée.
- (b) Description du brochage.

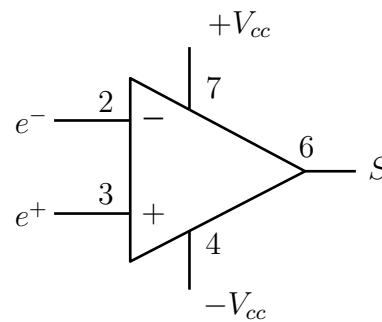
FIGURE 1 – Amplificateur Opérationnel (A.O.) vu de dessus (pattes vers le bas) et son brochage.

On utilise dans ce T.P. différents types d'A.O correspondant à des performances et à des origines (constructeurs) variées : TL081, CA741, $\mu A741$.

Dans un schéma électrique on représente l'amplificateur opérationnel de la façon représentée figure 2 :



(a) Symbole français ou européen.



(b) Symbole anglo-saxon.

FIGURE 2 – Différents symboles d'un amplificateur opérationnel . En général on ne représente pas les broches d'alimentation 4 et 7.

1.2 Polarisation

L'amplificateur opérationnel est un circuit actif, il comporte bon nombre de transistors et nécessite de ce fait une alimentation externe. Celle-ci se compose dans la plupart des cas, de deux sources continues de tensions ($-V_{cc}$) et ($+V_{cc}$). En générale ces tensions sont symétriques et possèdent un point milieu connecté à la référence des potentiels du circuit (la masse).

Une autre conséquence de la structure interne de l'amplificateur opérationnel est la nécessité de le **polariser avant** toute utilisation (sous peine de destruction) et **d'éteindre cette polarisation après** l'extinction de toutes les sources de signaux externes.

On a représenté figure 3, le circuit de polarisation de l'amplificateur opérationnel (continue, symétrique et à point milieu à la masse). On utilisera ce type d'alimentation dans tous les montages, celle-ci ne sera par conséquent plus représentée sur les schémas de principe des circuits étudiés.

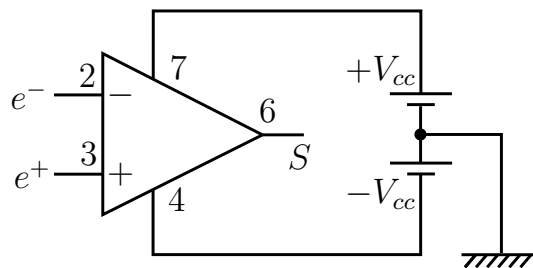


FIGURE 3 – Circuit de polarisation symétrique de l'amplificateur opérationnel.

2 Conditions de fonctionnement linéaire de l'A.O.

2.1 Présentation

L'amplificateur opérationnel peut présenter deux types de fonctionnement différents selon la façon dont on connecte ses broches inverseuses et non inverseuses au reste du circuit. Ces deux modes de fonctionnement sont respectivement le mode de fonctionnement *linéaire* et le mode *non linéaire* ou saturé. le but de ce T.P. est de dégager les caractéristiques fondamentales de chacun de ces modes de fonctionnement.

- ☞ Comment caractériser expérimentalement la linéarité d'un système physique? Comment procéder dans le cas particulier d'un circuit électronique?
- ☞ Énoncer le critère expérimental de linéarité d'un système physique.

2.2 Amplificateur opérationnel en boucle ouverte

- ☞ Réaliser le montage représenté figure 4(a).
- ☞ On applique tout d'abord sur l'entrée non-inverseuse de l'A.O. une tension continue $u_e = 1\text{ V}$. Que valent les tensions ε et u_s ? Même question si $u_e = -1\text{ V}$.
- ☞ On applique maintenant sur l'entrée non-inverseuse de l'A.O. une tension sinusoïdale alternée $u_e(t)$ de basse fréquence. Quelle est la forme du signal de sortie $u_s(t)$? Interpréter.
- ☞ Combien de valeurs le signal de sortie peut-il prendre? Relier le signe de ε et la valeur de u_s .

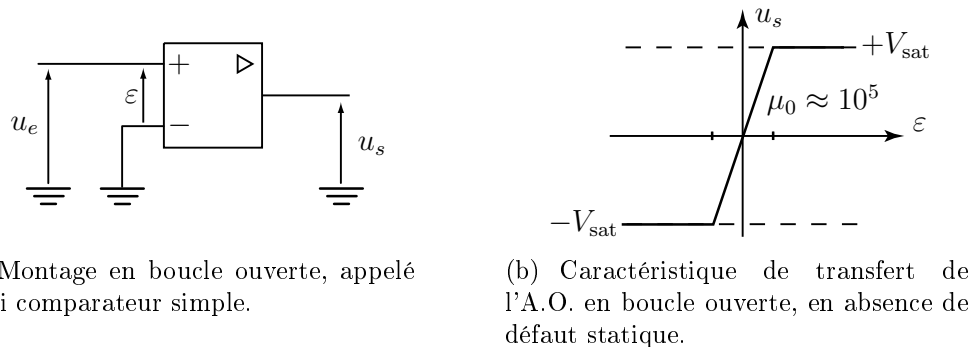


FIGURE 4 – Amplificateur opérationnel en boucle ouverte.

- ☞ En diminuant l'amplitude du signal d'entrée, essayer d'obtenir un signal sinusoïdal en sortie, conclure sur le fonctionnement de l'A.O. en boucle ouverte.
- ☞ Pour quoi choisir un signal sinusoïdal pour faire l'analyse précédente ?
- ☞ Analyser les différentes parties de la caractéristique de transfert $u_s = f(\varepsilon)$ de l'A.O. en boucle ouverte (figure 4(b)).
- ☞ Sachant que la pente μ_0 de la partie linéaire de la caractéristique de transfert $u_s = f(\varepsilon)$ est de l'ordre de 10^5 et que $V_{\text{sat}} = 15 \text{ V}$, expliquer pourquoi dans les conditions de l'expérience on ne peut jamais observer le fonctionnement linéaire en boucle ouverte.

2.3 Amplificateur Opérationnel en boucle fermée

Dans la plus grande partie des applications, on utilise l'A.O. en boucle fermée. On peut alors envisager trois situations :

- un bouclage entre l'entrée non inverseuse et la sortie (réaction positive), le potentiel de l'entrée inverseuse étant fixé ;
- un bouclage entre l'entrée inverseuse et la sortie (réaction négative), le potentiel de l'entrée non-inverseuse étant fixé ;
- et finalement un bouclage comprenant les deux cas précédents.

Le régime de fonctionnement du circuit complet dépend du type de bouclage utilisé.

2.3.1 Réaction positive

On réalise le montage représenté figure 5. On applique sur l'entrée inverseuse de l'A.O. une tension sinusoïdale $u_e(t)$ d'amplitude $V_{\text{emax}} = 10 \text{ V}$ et de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$.

- ☞ Quelle est la forme du signal de sortie ? En agissant sur l'amplitude du signal d'entrée, essayer d'obtenir un fonctionnement linéaire de ce circuit. Conclure.
- ☞ En mode XY de l'oscilloscope, visualiser la tension de sortie u_s sur l'axe Y en fonction de la tension d'entrée u_e sur l'axe X pour une fréquence très basse de l'ordre de $f = 1 \text{ Hz}$. Relever la courbe observée à l'écran avec son sens de parcours sur le cahier de laboratoire.
- ☞ Mesurer les valeurs $\pm V_b$ du potentiel V_+ de la patte non-inverseuse pour lesquelles la sortie S bascule d'un état à un autre.

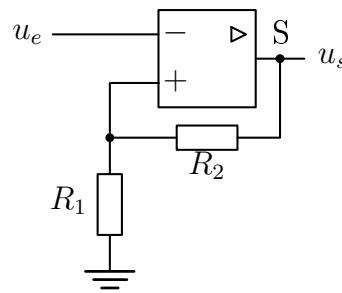
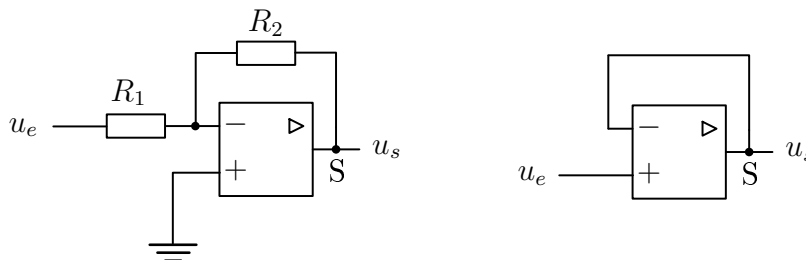


FIGURE 5 – Comparateur à hystérésis avec $R_1 = R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$.

- ☞ À l'aide d'un multimètre numérique, mesurer la valeur efficace de la tension ε . Conclure
- ☞ Quelle opération ce circuit réalise-t-il ? Quelles applications en voyez-vous ?

2.3.2 Réaction négative

On réalise le montage représenté figure 6(a), et on applique une tension sinusoïdale de faible amplitude à l'entrée du montage ($\hat{u}_e < 1\text{V}$).



(a) Montage amplificateur inverseur avec $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. (b) Montage suiveur non inverseur.

FIGURE 6 – Montages amplificateur inverseur et suiveur non inverseur.

- ☞ Déterminer l'expression théorique de la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ du montage.
- ☞ Visualiser à l'oscilloscope les tensions d'entrée et de sortie. Quelle est le régime de fonctionnement du circuit ?
- ☞ Comparer l'observation avec ce que prévoit l'expression de $\underline{H}(j\omega)$. Conclure.

2.3.3 Limitations fondamentales

On veillera à ne pas se mettre dans des situations où plusieurs limitations interviennent en même temps.

2.3.3.1 Limitation en amplitude de la tension de sortie On utilise encore le montage de la figure 6(a).

- ☞ À partir du régime de fonctionnement obtenu précédemment, augmenter progressivement l'amplitude du signal d'entrée. Observer le signal de sortie. Que se passe-t-il ? Relever la valeur \hat{u}_e^{\max}

de l'amplitude \hat{u}_e qui permet d'observer un changement de comportement du circuit. Comparer la valeur mesurée à la valeur théorique.

- ☞ Pour $\hat{u}_e \gg \hat{u}_e^{\max}$, mesurer la valeur efficace de la tension ε à l'aide d'un multimètre numérique. Conclure.
- ☞ Conclure sur la limitation en amplitude de la tension de sortie et son influence sur le mode de fonctionnement du circuit.

2.3.3.2 Limitation de la pente du signal de sortie On utilise toujours le montage de la figure 6(a) avec un amplificateur opérationnel $\mu A741$. Le signal d'entrée est sinusoïdal alterné d'amplitude 1 V. On rappelle que la pente σ du signal de sortie est donnée par $\sigma = du_s/dt$.

- ☞ En partant d'un fonctionnement linéaire, augmenter progressivement la fréquence du signal d'excitation jusqu'à obtenir une « triangulation » du signal de sortie. Le circuit fonctionne-t-il toujours de manière linéaire ? Mesurer la fréquence correspondante, en déduire la valeur du « slewer-rate » de l'A.O. $\mu A741$, c'est à dire la valeur de σ pour laquelle la triangulation apparaît. Comparer avec la valeur annoncée par le constructeur.
- ☞ Sur quel facteur peut-on jouer pour limiter l'effet précédent ? Vérifier vos réponses à l'oscilloscope.
- ☞ Conclure sur la limitation en pente du signal de sortie.

2.3.3.3 Limitation en amplitude du courant de sortie Pour éviter de superposer une limitation de l'amplitude de la tension de sortie à celle du courant, on utilise le montage *suiveur* non inverseur représenté figure 6(b).

- ☞ Régler l'amplitude \hat{u}_e de sorte à ce que l'amplitude \hat{u}_s de la tension de sortie soit égale à 1 V en régime linéaire de fonctionnement.
- ☞ Brancher une résistance réglable R_c (boîte à décades) entre la sortie de l'amplificateur et la masse.
- ☞ En commençant par fixer une grande valeur à R_c ($R_c = 100 \text{ k}\Omega$), diminuer progressivement R_c tout en observant l'allure du signal de sortie. Déterminer la valeur R_c^{\min} qui introduit un changement de comportement du circuit. En déduire tout d'abord la valeur de l'intensité du courant électrique qui circule dans la résistance de charge puis l'intensité I_{AO} débitée par l'amplificateur opérationnel. Comparer avec les données du constructeur (fiche technique).
- ☞ Conclure sur la limitation en amplitude du courant de sortie.

2.3.3.4 Conclusion : conditions d'un fonctionnement linéaire de l'A.O

- ☞ Tirer de toutes les études précédentes, les conditions de fonctionnement linéaire d'un circuit ne comportant que des dipôles linéaires et des amplificateurs opérationnels.
- ☞ Indiquer les conséquences sur les propriétés de l'amplificateur opérationnel pour chaque type de régime de fonctionnement.

3 Amplification linéaire en continu et basses fréquences

Nous proposons d'abord quelques applications élémentaires du fonctionnement linéaire de l'amplificateur opérationnel.

3.1 Amplification avec inversion – Conversion $I \rightarrow V$

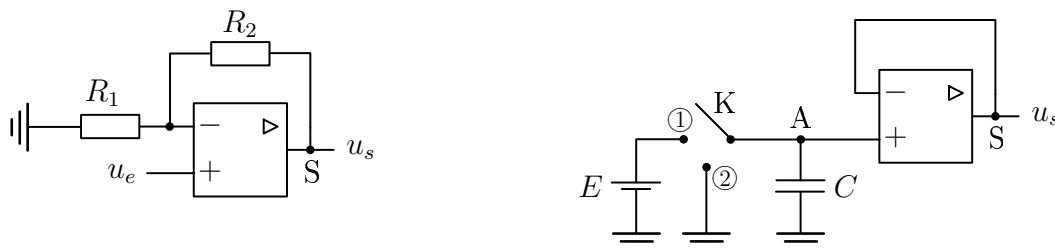
On utilise encore le montage de la question 2.3.2 avec une résistance de charge R_c infinie.

- ☞ Rappeler l'expression de l'amplification en tension de ce montage (on suppose l'A.O. idéal).
- ☞ Comment modélise-t-on un amplificateur de tension unidirectionnel vu de son entrée ?
- ☞ On désire mesurer le paramètre précédent à l'aide de la méthode de demi-tension. Rappeler le principe de cette méthode.
- ☞ Mesurer l'impédance d'entrée du montage amplificateur inverseur. Comparer avec la valeur théorique.
- ☞ Est-il possible de mesurer l'impédance de sortie du montage amplificateur précédent ? justifier votre réponse.
- ☞ Justifier le fait que ce montage est un « convertisseur » courant-tension ($I \rightarrow V$).

3.2 Amplification sans inversion $V \rightarrow V$

3.2.1 Cas général

Réaliser le montage représenté figure 7(a).



(a) Montage amplificateur non-inverseur avec $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.

(b) Application du suiveur non inverseur : amélioration d'un voltmètre analogique. Prendre C de 1 à 100 μF .

FIGURE 7 – Montages amplificateur non-inverseur et application du suiveur non inverseur.

- ☞ En supposant l'amplificateur opérationnel idéal, déterminer l'expression de l'amplification en tension de ce montage. Quelle est la condition de validité de ce calcul ?
- ☞ Mesurer l'amplification en tension de ce montage pour successivement un signal d'entrée sinusoïdal d'amplitude 1 V, et un signal continu de 1 V. Conclure.

3.2.2 Cas particulier important du suiveur

On réalise un suiveur à partir du montage précédent en réalisant $R_1 \rightarrow \infty$ et $R_2 = 0$.

- ☞ Faire le schéma du suiveur.
- ☞ Calculer l'amplification en tension théorique de ce montage. Quelle est l'impédance d'entrée théorique de ce montage ?

3.2.3 Exemple d'application du suiveur

Pour illustrer l'intérêt *fondamental* du montage suiveur¹ nous proposons l'application élémentaire du montage représenté figure 7(b).

Lorsque l'interrupteur K est sur la position ①, le condensateur C est chargé sous la tension continue $E = 5\text{ V}$. La position ② permet de vider le condensateur (remise à zéro : RAZ).

- ☞ Après avoir chargé le condensateur, mettre K « en l'air ». À l'aide d'un voltmètre analogique H1000, mesurer la tension aux bornes du condensateur au point A. Qu'observez-vous ? Comment expliquez-vous ce phénomène ?
- ☞ Recharger si besoin le condensateur et remettre l'interrupteur K en l'air. Mesurer la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel (point S). Qu'observe-t-on ? Quelle amélioration apporte le montage suiveur ? Expliquer.

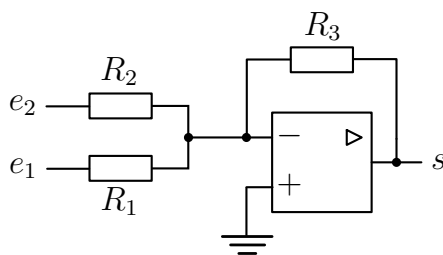
4 Application de l'A.O.en électronique analogique linéaire, en régime continu ou en basses fréquences

L'amplificateur opérationnel permet de réaliser des systèmes électroniques qui jouent le rôle d'opérateur en réalisant une opération mathématique sur le signal à traiter. Cette opération peut être linéaire (addition, soustraction, intégration, dérivation, multiplication par une constante, ...) ou non linéaire (multiplication, division, racine carrée, conformation, ...). Nous proposons d'aborder ici quelques opérations élémentaires réalisables avec un amplificateur opérationnel.

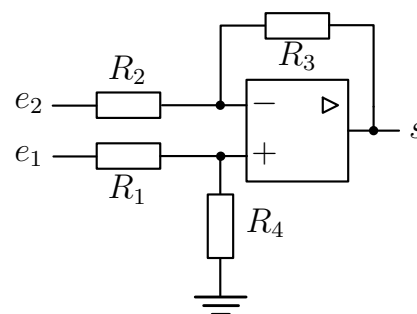
4.1 Addition et soustraction

4.1.1 Addition

Réaliser le montage représenté figure 8(a) :



(a) Montage sommateur à amplificateur opérationnel.



(b) Montage soustracteur à amplificateur opérationnel.

FIGURE 8 – Addition et soustraction avec un amplificateur opérationnel.

- ☞ Déterminer l'expression de la tension de sortie en fonction de $e_1(t)$, $e_2(t)$, R_1 , R_2 et R_3 .

1. Certains constructeurs proposent des amplificateurs opérationnels branchés intérieurement en suiveur comme le LM110 par exemple.

- ⚡ Comment doit-on choisir les résistances R_1 , R_2 et R_3 pour réaliser l'opération addition ? Proposer un montage permettant de s'affranchir du signe de cette somme.
- ⚡ Comment doit-on choisir les résistances R_1 , R_2 et R_3 pour réaliser la somme pondérée $s(t) = e_1(t) + 2e_2(t)$?
- ⚡ Comment modifier le montage précédent pour réaliser la somme $s(t) = e_1(t) + e_2(t) + e_3(t)$?
- ☞ Réaliser le montage additionneur avec $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ (les valeurs de R_2 et R_3 étant déterminées par la relation trouvée précédemment). Le signal $e_1(t)$ sera par exemple un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 1 V. Le signal $e_2(t)$ sera une tension continue de 1 V.
- ☞ Relever l'allure de $s(t)$.
- ☞ Même chose si le signal $e_2(t)$ est un signal sinusoïdal de fréquence f_2 très proche de $f_1 = 1\text{ kHz}$ (c'est à dire $f_2 = f_1 + \Delta f$). Comment s'appelle le phénomène observé.
- ⚡ Quelles sont les précautions à prendre pour un fonctionnement linéaire de cet opérateur ?

4.1.2 Soustraction

On réalise le montage représenté figure 8(b)

- ⚡ Déterminer l'expression de la tension de sortie s en fonction de e_1 , e_2 et des éléments du circuit.
- ⚡ Comment doit-on choisir les résistances pour réaliser l'opération soustraction ?
- ☞ Réaliser le montage avec le choix précédent. Visualiser le signal correspondant à la différence de deux signaux sinusoïdaux de même amplitudes et de fréquences très proche. On prendra des valeurs de résistances du même ordre de grandeur qu'au montage additionneur.
- ⚡ Citer quelques exemples de mise en œuvre pratique de cette opération différence.

4.2 Intégration et dérivation

Les opérations intégration et dérivation sont fondamentales dans l'étude des systèmes linéaires puisqu'elles conditionnent l'ordre de l'équation différentielle qui caractérise le système.

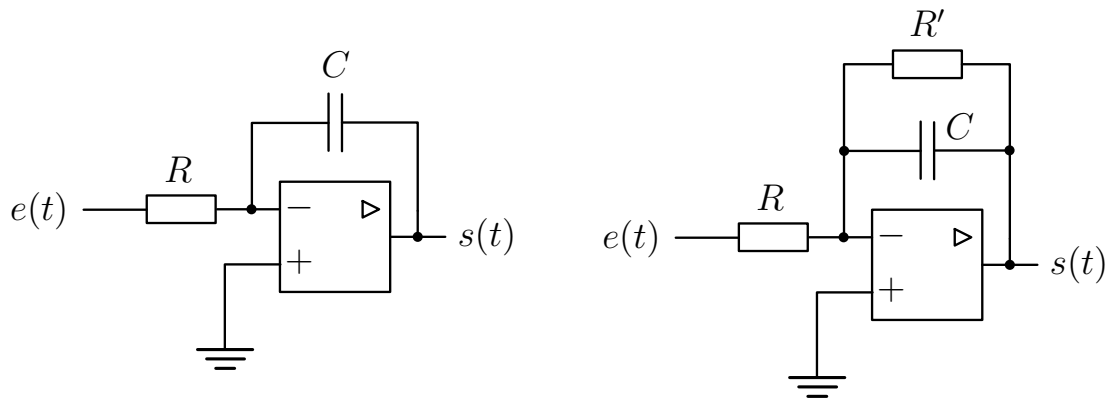
4.2.1 Intégration

4.2.1.1 Montage théorique Le montage théorique qui permet de réaliser la fonction intégration avec un amplificateur opérationnel est représenté figure 9(a).

- ⚡ Déterminer la fonction de transfert harmonique du montage intégrateur idéal.
- ☞ Réaliser le montage correspondant, en utilisant un A.O. TL081, le générateur d'entrée fournit un signal carré symétrique. Qu'observe-t-on ? La fonction linéaire intégration est-elle vérifiée ?
- ⚡ Quelles sont les origines des phénomènes précédents ? Comment peut-on les atténuer ? (On étudiera plus en détail ces phénomènes dans la séance Amplificateur opérationnel II).

4.2.1.2 Montage pratique On propose, pour éliminer les phénomènes précédents, d'utiliser le montage pseudo-intégrateur représenté figure 9(b).

- ⚡ Expliquer simplement pourquoi l'adjonction d'une résistance R' , de grande valeur ($R' = 100\text{ k}\Omega$), en parallèle avec C , permet d'éliminer les phénomènes observés précédemment.



(a) Montage intégrateur idéal à amplificateur opérationnel avec $C = 100 \text{ nF}$ et $R = 10 \text{ k}\Omega$.

(b) Modification pratique de l'intégrateur idéal.

FIGURE 9 – Intégration avec un amplificateur opérationnel.

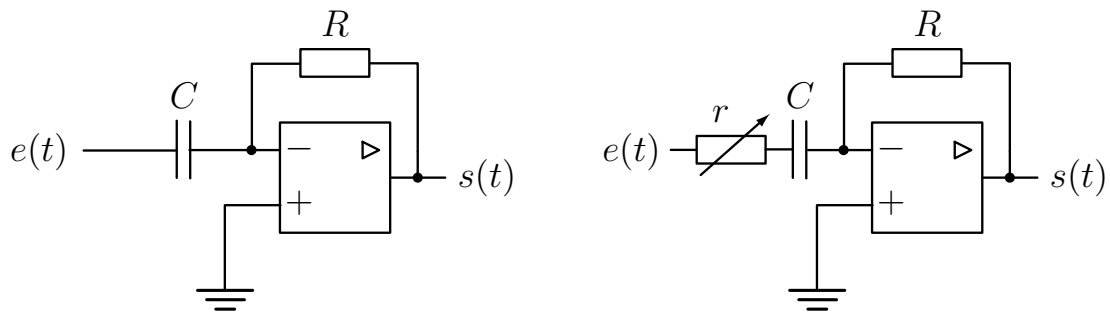
- ✎ Déterminer l'expression de la fonction de transfert harmonique $H(j\omega)$ de ce montage. Quelle est la nature de ce filtre ? Dans quel domaine de fréquences peut-on considérer que ce montage réalise la fonction intégration ?
- ✎ Réaliser le montage 9(b). Le signal d'entrée est carré, alterné, de rapport cyclique $\alpha = 0,5$ et d'amplitude 1 V. Pour différentes fréquences d'excitation bien choisies, observer, décrire et interpréter le comportement du montage en visualisant le signal de sortie $s(t)$.
- ✎ On ajoute cette fois une composante continue au signal d'entrée, on utilise une fréquence d'excitation correspondant au fonctionnement intégrateur du montage. Commenter l'allure du signal de sortie.
- ✎ Expliquer comment réaliser un signal rampe ou dent de scie avec ce montage.

4.2.2 Dérivation

4.2.2.1 Montage théorique Le montage théorique qui permet de réaliser la fonction dérivation avec un amplificateur opérationnel est représenté figure 10(a).

- ✎ Déterminer la fonction de transfert harmonique du montage dérivateur idéal.
- ✎ Réaliser le montage correspondant, le générateur d'entrée fournit tout d'abord un signal carré symétrique, d'amplitude 1V et de fréquence 100 Hz, puis un signal triangulaire de mêmes caractéristiques. Qu'observe-t-on dans chacun des cas ? La fonction linéaire dérivation est-elle vérifiée ?
- ✎ Montrer que l'origine des phénomènes précédents est cette fois *dynamique*. Chercher l'ordre apparent du montage. Les phénomènes observés sont-ils compatibles avec un montage d'ordre 1 ?
- ✎ Comment peut-on les atténuer ?

4.2.2.2 Montage pratique On propose, pour éliminer les phénomènes précédents, d'utiliser le montage pseudo-dérivateur représenté figure 10(b).



(a) Montage dérivateur idéal à amplificateur opérationnel, avec $C = 100 \text{ nF}$ et $R = 10 \text{ k}\Omega$.

(b) Modification pratique du dérivateur idéal.

FIGURE 10 – Dérivation avec un amplificateur opérationnel.

On place en série avec le condensateur, une résistance réglable r (boîte à décades $\times 1 \times 10 \times 100 \times 1000$).

- ☞ Observer l'influence de r sur l'allure du signal de sortie $s(t)$. On excitera le montage avec un signal d'entrée tout d'abord carré symétrique, d'amplitude 1 V et de fréquence 100 Hz, puis triangulaire de même caractéristiques. Dans chacun des cas, on augmentera r , en partant d'une valeur faible (1 Ω par exemple) et on notera la valeur minimale r_0 de r qui permet l'intégration du signal d'entrée.
- ☞ Quel est le rôle de la résistance r ?
- ☞ Déterminer l'expression de la fonction de transfert harmonique $\underline{H}(j\omega)$ de ce montage. Quelle est la nature de ce filtre ? Dans quel domaine de fréquence peut-on considérer que ce montage réalise la fonction dérivation ?

5 Fonctionnement non linéaire

5.1 Comparateur simple

Le comparateur simple a déjà été étudié dans ce T.P. au paragraphe 2.2 Ce montage permet de comparer une tension u_e (sur la patte + par exemple) à une référence u_{ref} (sur la patte -). Ici nous choisissons la masse du circuit pour référence $u_{\text{ref}} = 0 \text{ V}$. Nous proposons une application physique de la comparaison : la détection de passages à zéro. Le montage est représenté figure 11.

- ☞ Le signal d'entrée est un signal sinusoïdal de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$ et d'amplitude $\hat{e} = 3 \text{ V}$. Visualiser, en concordance des temps les tensions $e(t)$ et $u_{S_1}(t)$, puis $u_{S_2}(t)$ et finalement $u_{S_3}(t)$. Relever les oscillogrammes sur le cahier de T.P.
- ☞ Analyser le rôle de chaque élément du montage. En particulier analyser le rôle des cellules C_1, R_1 et D, R_2 .
- ☞ Faire varier la fréquence d'excitation et observer l'effet sur la forme du signal de sortie $v_s(t)$. Commenter.

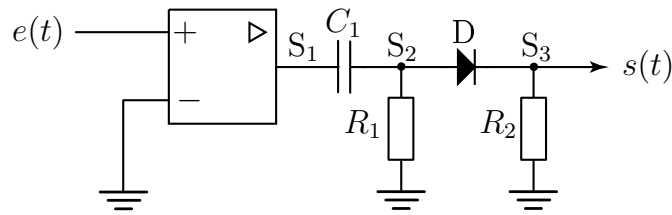


FIGURE 11 – Circuit détecteur de passage à zéro, avec $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 22 \text{ nF}$ et D une diode signal 1N4148.

- ☞ Montrer que ce montage peut être utilisé pour générer un pseudo peigne de DIRAC ou comme circuit de synchronisation élémentaire au niveau dans un oscilloscope. Que se passe-t-il si on inverse le sens de la diode entre S_2 et S_3 ?

5.2 Comparateur à hystérésis

Le fonctionnement en comparateur à hystérésis ou trigger de SCMITT est un exemple important de fonctionnement non linéaire de l'amplificateur opérationnel. Le montage correspondant est représenté figure 12.

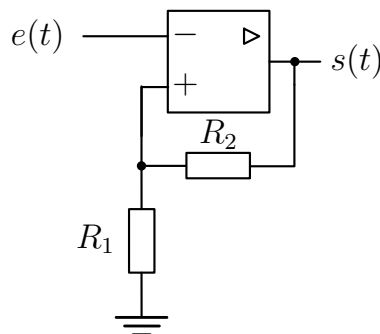


FIGURE 12 – Comparateur à hystérésis, avec $R_1 = R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$.

- ☞ Expliquer pourquoi l'amplificateur opérationnel ne fonctionne pas de manière linéaire dans ce montage.
- ☞ La tension $e(t)$ est tout d'abord choisie continue, délivrée le GBF². Déterminer expérimentalement et avec précision les seuils de basculement de la tension de sortie. Placer entre R_1 et la masse une source de tension continue (délivrée par exemple par la source annexe de l'alimentation symétrique de l'A.O) de *f.e.m* $E_0 = 2 \text{ V}$. Mesurer les nouveaux seuils de basculement.
- ☞ On supprime la tension de référence E_0 , la tension d'entrée est maintenant une tension sinusoïdale de fréquence comprise entre 10 Hz et 100 Hz et d'amplitude suffisante pour observer les basculements. Relever l'oscillogramme donnant $s(t)$ en fonction de $e(t)$. Comment s'appelle cette courbe ?

2. Si *aucun* bouton poussoir n'est enfoncé, le GBF se comporte comme une source de tension continue dont la valeur est réglable grossièrement par le bouton d'offset et finement par le bouton d'amplitude.

5.3 Multivibrateur astable

- ☞ En disposant d'un condensateur $C = 100\text{ nF}$ et d'une résistance $R = 10\text{ k}\Omega$, compléter le comparateur à hystérésis afin d'obtenir un *multivibrateur astable*³. Reporter le schéma de ce multivibrateur sur le cahier de T.P.
- ☞ Visualiser en concordance des temps, la tension de sortie et la tension aux bornes du condensateur.
- ☞ Mesurer la période T de ces signaux. Comparer avec la valeur théorique :

$$T = 2RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

(à établir !)

- ☞ Proposer et réaliser les modifications du montage astable précédent nécessaires à l'obtention d'un signal de sortie carré, de rapport cyclique α variable, compris entre -15 V et $+15\text{ V}$, puis entre 0 et $+15\text{ V}$.

3. On rappelle qu'un multivibrateur astable est oscillateur dont la grandeur de sortie varie de manière discontinue entre seulement deux états *instables* : -15 V et $+15\text{ V}$, ouvert et fermé, vide et plein, 0 et 1 , ...

TP : AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL II

On aborde dans ce T.P. le caractère réel d'un amplificateur opérationnel, en essayant de déterminer tout d'abord les valeurs de certains défauts dits *statiques* liés aux alimentations continues et aux dissymétries inévitables de l'amplificateur opérationnel : la tension de décalage V_d et les courants de polarisations I_{p+} et I_{p-} ...

Nous abordons ensuite la modélisation de l'amplificateur en régime dynamique et par conséquent ses limitations en fréquence et sa modélisation comme un système dynamique, continu et linéaire.

Nous examinons l'influence de ces défauts sur le fonctionnement de quelques montages simples (intégrateur, amplificateur, ...).

1 Présentation d'un modèle statique de l'amplificateur opérationnel

1.1 Modélisation de l'amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel est un circuit intégré qui comporte plusieurs étages ; Comme l'indique le schéma de principe de la figure 1 on peut en général décomposer l'AO en trois parties fondamentales :

- un étage d'entrée différentiel ;
- un étage d'amplification et de compensation qui comporte un condensateur ;
- un étage de sortie monté en PUSH-PULL.

Remarque : Les logiciels de simulation tels que SPICE utilise ce type de modélisation pour simuler un amplificateur opérationnel.

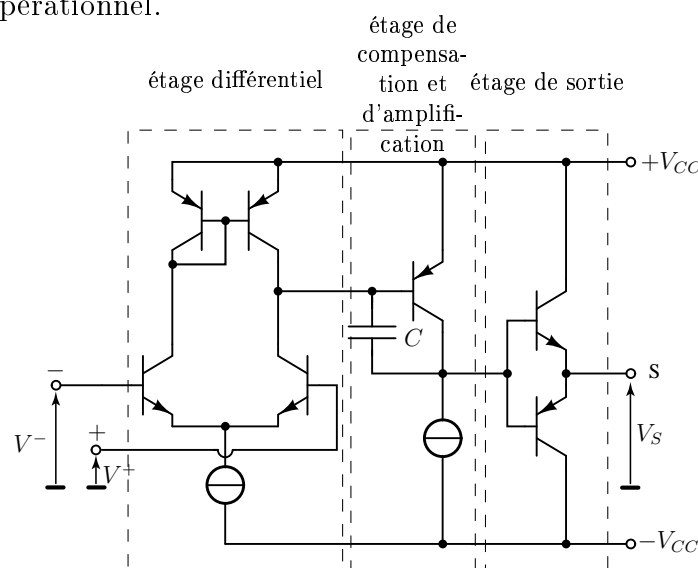


FIGURE 1 – Schéma interne d'un amplificateur opérationnel

Les différents défauts statiques que nous rencontrerons dans ce T.P. proviennent des dissymétries entre les différents transistors qui composent l'amplificateur opérationnel.

Nous étudierons les trois principaux défauts statiques suivants :

- la tension de décalage en entrée V_d ;
- les courants de polarisations I_{p+} et I_{p-} .

On supposera par ailleurs que les diverses impédances d'entrée et de sorties peuvent être considérées comme idéales.

On peut dans ce cas donner une représentation « boîte noire » de l'amplificateur opérationnel, qui ne détaille pas la constitution interne de l'A.O. mais permet tout de même de le modéliser comme un *amplificateur de tension différentielle*. On propose le modèle simple représenté figure 2 (ce n'est certainement pas le seul possible) pour l'étude des défauts statiques. En régime de fonctionnement linéaire, $\varepsilon_i = 0$.

Remarquons pour finir que le traitement théorique des défauts statiques peut se faire de manière séparée, grâce au théorème de superposition. La seule contrainte étant le fonctionnement linéaire de l'amplificateur opérationnel.

Dans la pratique on rencontre bien sûr les effets de ces trois défauts simultanément.

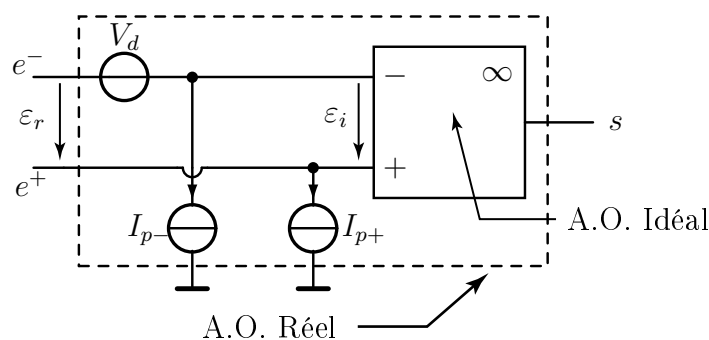


FIGURE 2 – Modélisation élémentaire d'un amplificateur opérationnel réel. En régime de fonctionnement linéaire, $\varepsilon_i = 0$.

1.2 Application : étude d'un amplificateur différentiel

1.2.1 Amplificateur opérationnel et définitions de base

1.2.1.1 Schéma

L'amplificateur opérationnel est lui même un amplificateur de différence, mais ses caractéristiques intrinsèques ne nous permettent pas de mesures directes avec les moyens du laboratoire, nous proposons donc un montage qui « dégrade » ses caractéristiques, nous permettant ainsi de réaliser des mesures plus facilement.

Le montage utilisé est celui de l'*amplificateur de différence* vu dans le T.P. A.O. 1 (figure 3). On peut le considérer comme un amplificateur de la différence de potentiel $e(t) = e_2(t) - e_1(t)$. On pourra négliger ici l'effet des courants de polarisation.

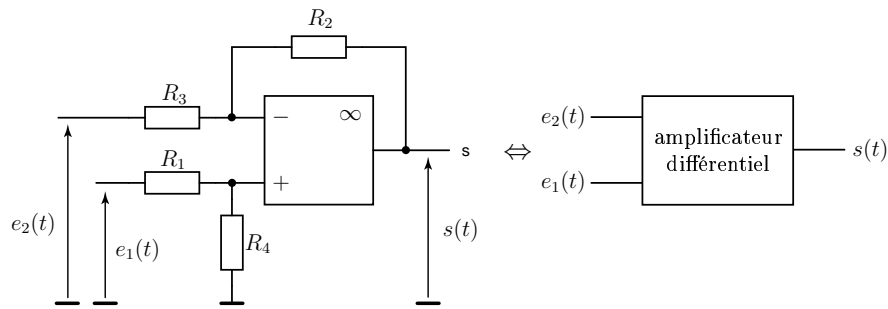


FIGURE 3 – Amplificateur de différence élémentaire.

1.2.1.2 Définitions et étude théorique

Un amplificateur différentiel réel n'amplifie pas exactement de la même manière le signal $e_1(t)$ et le signal $e_2(t)$. De plus il peut présenter en sortie, une tension décalée de V_0 de la tension amplifiée.

On peut écrire la tension de sortie de la forme $s(t) = A_1 \cdot e_1(t) - A_2 \cdot e_2(t) + V_0$, avec A_1 et A_2 les facteurs d'amplification respectifs des entrées 1 et 2 et V_0 la tension de décalage en sortie du montage.

☞ Montrer que l'on peut écrire $s(t)$ sous la forme :

$$s(t) = A_d \cdot [e_1(t) - e_2(t)] + A_c \cdot [e_1(t) + e_2(t)] + V_0$$

On définit alors plusieurs grandeurs importantes pour un amplificateur différentiel, qui permettent d'en quantifier les qualités :

- A_d : coefficient d'amplification différentielle ;
- A_c : coefficient d'amplification en mode commun
- V_0 : tension de décalage en sortie de l'amplificateur ;
- T.R.M.C. : taux de réjection de mode commun : $\text{T.R.M.C.} = 20 \log_{10} |A_d/A_c|$.

☞ Quelles devraient être les valeurs de A_c , de V_0 et du T.R.M.C. pour un amplificateur de différence idéal ?

☞ Dans le cas où l'A.O. utilisé dans cet amplificateur différentiel est idéal, donner les expressions de A_d et A_c pour le montage précédent, l'amplificateur opérationnel étant supposé fonctionner en régime linéaire.

☞ Que deviennent ces expressions si on réalise $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$?

1.2.2 Étude expérimentale

On prendra $R_3 = R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ et $R_2 = R_4 = 10 \text{ K}\Omega$, R_4 étant une boîte à décades.

1.2.2.1 Mesure de V_0

☞ Réunir les entrées 1 et 2 de l'amplificateur différentiel à la masse et mesurer la tension de sortie du montage avec un multimètre.

☞ Quelle est l'origine de ce défaut ?

1.2.2.2 Mesure de A_c

- ☞ Réunir les entrées 1 et 2 et imposer une tension commune continue $x_e = 0,1$ V. Mesurer v_s et en déduire A_c .
- ☞ Quelles peuvent être les origines de cette valeur ? (Il y a deux origines indépendantes).

1.2.2.3 Mesure de A_d

- ☞ Relier l'entrée 1 à la masse et imposer un potentiel raisonnable à l'entrée 2. Relever la valeur de v_s pour quelques valeurs de v_2 , en déduire la valeur de A_d puis la valeur de T.R.M.C.

1.2.3 Conclusion – Origine des défauts

- ☞ Conclure sur l'origine des défauts caractérisés par V_0 et A_c . Proposer des solutions pour les compenser.
- ☞ Relever sur les tables de caractéristiques du constructeur, à titre de comparaison seulement, les valeurs du T.R.M.C. d'un A.O. TL081 ou 741. (Remarquer que les mesures faites précédemment ne donnent pas accès à cette grandeur pour l'A.O. utilisé, mais seulement au T.R.M.C. du montage différentiel complet).

2 Détermination des défauts statiques de l'amplificateur opérationnel

Nous nous proposons de mesurer les valeurs des trois défauts statiques présentés plus haut dans le cas de l'amplificateur opérationnel $\mu A741$.

2.1 Mesure de la tension de décalage en entrée V_d

2.1.1 Montage en boucle ouverte

2.1.1.1 Étude théorique

- ☞ On relie les entrées e^+ et e^- de l'amplificateur opérationnel réel à la masse (figure 2). Quelle est l'expression de la tension de sortie en régime continu ?
- ☞ Quelle doit être la valeur de V_S ?

2.1.1.2 Mesures

- ☞ Réaliser les conditions de la question précédente. Mesurer la valeur de V_s . Conclure.
- ☞ Quelle est la seule information¹ que l'on peut déduire concernant V_d ?

1. La valeur et le signe de V_d sont différentes d'un A.O. à l'autre.

2.1.2 Montage en boucle fermée

2.1.2.1 Étude théorique

- ☞ On impose cette fois $e^+ = 0$ et on réalise un bouclage entre l'entrée réelle e^- et la sortie S. Quelle est alors l'expression de la tension de sortie en régime continu?

2.1.2.2 Mesures

- ☞ Réaliser les conditions de la question précédente. Mesurer la valeur de V_s à l'aide du multimètre pour l'A.O. $\mu A741$. En déduire la valeur de V_d .
- ☞ Conclure et expliquer. Comparer avec les données du constructeur.

2.2 Mesure des courants de polarisation

2.2.1 Mesure du courant I_{p-}

Si on ne possède pas de nanoampèremètre, les mesures directes sont relativement délicates. On réalise alors le montage représenté figure 4 avec C un condensateur non polarisé de capacité 100 à 1000 nF. On utilisera la table traçante ou une carte d'acquisition. On fera les mesures pour un A.O. TL081.

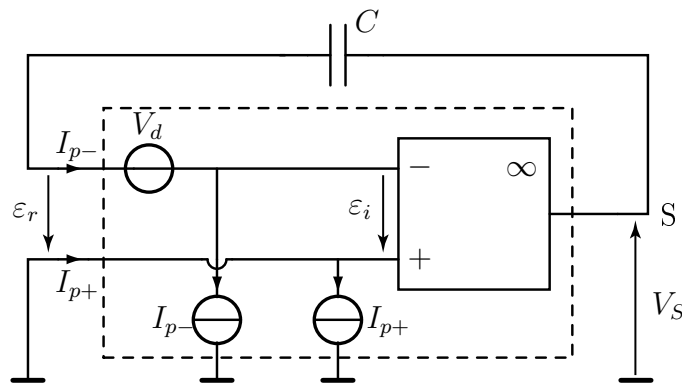


FIGURE 4 – Montage permettant de mesurer le courant de polarisation I_{p-} .

- ☞ Exprimer la tension V_s en fonction du courant I_{p-} , de C , de V_d et du temps t .
- ☞ Relever les variations de V_s en fonction du temps à l'aide d'une table traçante ou d'une carte d'acquisition. On prendra soin de décharger le condensateur ($q(0) = 0$) en le court-circuitant avant de démarrer l'enregistrement de V_s .
- ☞ Analyser les résultats et en déduire la valeur de I_{p-} .
- ☞ Comparer les résultats pour les deux types d'A.O. Conclure. Quelle technologie utilise-t-on pour l'étage d'entrée du TL081?

2.2.2 Mesure du courant I_{p+}

- ☞ Comment faut-il modifier le schéma de la figure 4 pour pouvoir mesurer cette fois le courant I_{p+} avec un condensateur et en assurant le fonctionnement linéaire de l'amplificateur opérationnel ?
- ☞ Exprimer cette fois la tension V_S en fonction du courant I_{p+} , de C , de V_d et du temps t .
- ☞ Modifier le montage de la figure 4 et relever les variations de V_S en fonction du temps.
- ☞ Analyser les résultats et en déduire la valeur de I_{p+} .

2.2.3 Conclusion : courant de polarisation I_p

Le constructeur indique en général un courant de polarisation moyen I_p donné par $I_p = (|I_{p+}| + |I_{p-}|)/2$.

- ☞ D'après les mesures précédentes, déterminer le courant de polarisation I_p et comparer les résultats avec les données du constructeur.

3 Influence et compensation des défauts statiques pour un amplificateur inverseur

Nous allons étudier l'influence des défauts statiques sur le comportement du montage amplificateur inverseur étudié sommairement dans le T.P. A.O.1 et essayer de montrer comment l'on peut compenser ces défauts.

Le principe de superposition nous permet d'étudier séparément chaque défaut.

Nous ferons les hypothèses importantes suivantes :

- V_d , I_{p+} et I_{p-} sont des grandeurs constantes ;
- l'amplificateur opérationnel fonctionne en régime linéaire, sauf s'il atteint une saturation lors de l'évolution d'une tension particulière.

3.1 Étude théorique de l'influence des défauts statiques

On se propose d'étudier le montage représenté figure 5

3.1.1 Influence des courants de polarisations I_{p+} et I_{p-}

On suppose ici que $V_d = 0$ et $I_{p+} = I_{p-}$.

- ☞ Montrer que le circuit se comporte bien comme un amplificateur inverseur idéal si $R_3 = R_1 // R_2$.
- ☞ Quelle valeur peut-on choisir ici pour R_3 ?

3.1.2 Influence de la tension de décalage V_d

On suppose ici que R_3 précédemment calculée permet de compenser les courants de polarisation. Ceci revient à écrire : $I_{p+} = I_{p-} = 0$ mais $V_d \neq 0$. (Théorème de superposition).

- ☞ Montrer que, tant que le fonctionnement de l'A.O. est linéaire, V_s peut s'écrire :

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} U_e - V_d \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

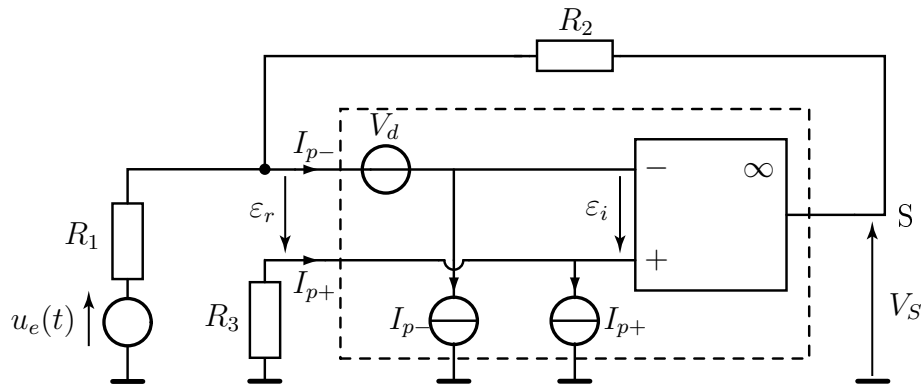


FIGURE 5 – Influence des défauts statiques sur le montage amplificateur inverseur. On donne $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$.

3.2 Étude pratique de l'influence des défauts

3.2.1 Compensation de la tension de décalage

- ☞ Placer la résistance R_3 de valeur déterminée précédemment, entre la patte + de l'A.O. et la masse.
- ☞ Remplacer le générateur d'attaque par un court-circuit : $U_e = 0$. Mesurer V_S en sortie du montage, en déduire V_d .
- ☞ Placer un potentiomètre P de $10 \text{ k}\Omega$ entre les pattes **1** et **5** de l'amplificateur opérationnel (cf. schéma 6), la patte médiane du potentiomètre étant connectée à l'alimentation $-V_{cc}$, c'est à dire à la patte **4**. On ajuste ensuite le potentiomètre jusqu'à ce que la tension de sortie soit nulle. On fera le réglage à l'aide d'un multimètre. Ce réglage est difficile et délicat, de plus il n'est pas stable, la moindre dérive thermique le perturbe. Il suffit pour s'en convaincre de placer son doigt sur l'A.O.

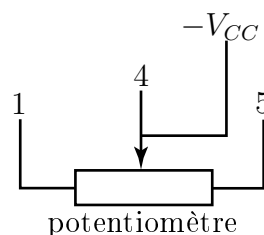


FIGURE 6 – Potentiomètre de compensation d'offset.

3.2.2 Influence de la tension de décalage sur le montage amplificateur inverseur

On reprend le montage précédent, le réglage d'offset ayant été effectué.

- ☞ Remplacer le court-circuit par un générateur de tension continue de f.e.m. $U_e = 10 \text{ mV}$ (mesurée à vide à l'aide du multimètre).
- ☞ Mesurer la tension de sortie V_S à l'aide du multimètre.

- ☞ Dérégler le potentiomètre P et mesurer à nouveau V_S .
- ☞ Comparer dans ce cas les mesures avec la partie théorique précédente. Conclure sur l'effet de tension de décalage dans le cas du montage amplificateur inverseur.
- ☞ Si on ne compense pas la tension de décalage, est-il possible d'amplifier des tensions U_e de l'ordre de V_d avec le montage amplificateur inverseur?

4 Modélisation dynamique de l'amplificateur opérationnel

Les amplificateur opérationnel sont composés d'au moins trois étages internes (cf. présentation), par conséquent leur réponse dynamique en fonctionnement linéaire devrait être celle d'un système linéaire, passe-bas, d'ordre 3 au moins.

Les amplificateurs opérationnels sont, dans la plus grande partie des cas, équipés d'un étage de compensation (condensateur C) qui permet d'obtenir une fonction de transfert en boucle ouverte d'un ordre plus bas.

On se propose d'étudier dans cette partie, la réponse dynamique de l'A.O. en boucle ouvert (de manière indirecte).

4.1 Étude de la fonction de transfert en boucle ouvert

Les manipulations du premier T.P. sur l'amplificateur opérationnel ont montré que son fonctionnement ne pouvait pas être stable en boucle ouverte (du fait de son facteur d'amplification A_0 très important). On se propose par conséquent d'accéder de manière indirecte à sa fonction de transfert en boucle ouvert, à l'aide du montage représenté figure 7.

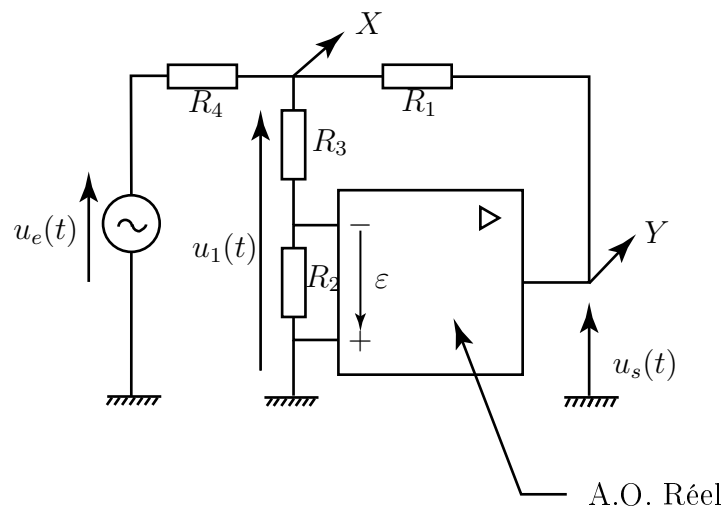


FIGURE 7 – Modélisation dynamique de l'amplificateur opérationnel, avec $R_1 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$.

4.1.1 Étude théorique

- ☞ Établir le lien entre la fonction de transfert $\underline{A}_v(j\omega) = \underline{U}_S/\underline{\varepsilon}$ de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte et la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega) = \underline{U}_S/\underline{U}_1$.

4.1.2 Expérimentation (avec TL081 uniquement)

Nous relevons maintenant les diagrammes de Bode de la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$. Pour cela, on tiendra compte des remarques faites dans le T.P. sur le filtrage. On utilisera ici l'oscilloscope pour faire les mesures de déphasage.

- ☞ Réaliser le montage représenté figure 7. Exciter en entrée par un signal sinusoïdal d'amplitude convenable.
- ☞ Balayer en fréquence et observer l'allure de la réponse du filtre. Repérer les régions du spectre nécessitant plus de mesures que d'autres.
- ☞ Relever de manière précise les diagrammes de Bode du montage (une dizaine de points bien répartis). On prendra garde aux faibles fréquences.

4.1.3 Exploitation

- ☞ Représenter le diagramme de Bode du gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel sur papier semi-logarithmique.
- ☞ En déduire la fréquence de coupure en boucle ouverte f_0 , ainsi que l'amplification statique en tension A_{v0} .
- ☞ Calculer le produit $A_{v0} \times f_c$. Comparer les résultats avec ceux indiqués par le constructeur.

4.1.4 Conclusion

- ☞ Quel modèle dynamique peut-on proposer pour cet amplificateur opérationnel compensé en fréquence ?

TP : FILTRAGE ANALOGIQUE

Ce TP a pour objectifs de tracer les diagrammes de BODE (sur papier millimétré semi-logarithmique) de filtres analogiques passifs et actifs et découvrir le mode de fonctionnement du wobulateur et du détecteur de crêtes afin de visualiser la courbe de résonance d'un filtre.

1 Introduction

L'opération de filtrage analogique linéaire est une phase importante du traitement d'un signal et intervient dans un bon nombre d'applications (audio : séparation des voies..., instrumentation et acquisition du signal : élimination de parasites, de bruits...).

Le filtre est dit linéaire si l'équation différentielle qui le caractérise est linéaire. On distingue principalement cinq types de filtres analogiques : passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande et déphaseur et deux grandes familles : les filtres passifs et les filtres actifs.

Important

Les instruments de mesure que vous utilisez pour relever les diagramme de BODE des différents filtres de ce TP ont eux même une bande passante qu'il est important de connaître pour faire des mesures dans de bonnes conditions. On peut supposer en bonne approximation que ces instruments de mesure se comportent comme des filtres passe-bas. C'est d'ailleurs le cas de tous les systèmes physiques lorsque la fréquence devient très élevée.

2 Filtre passif RC

On considère le filtre de la figure suivante :

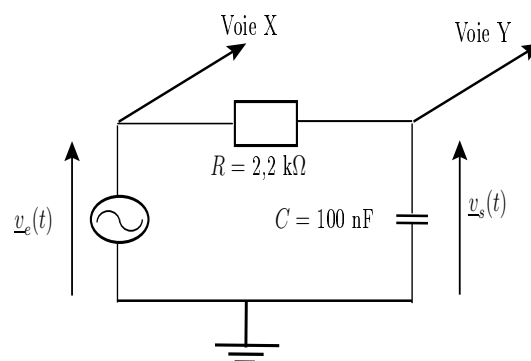


FIGURE 1 – Filtre RC

2.1 Fonction de transfert, fréquence de coupure

- ☞ Établir la fonction de transfert harmonique $\underline{H}(j\omega)$ du filtre RC. Quelle est la nature de ce filtre, son ordre ?
- ☞ Déterminer l'expression théorique de sa fréquence de coupure f_c et faire l'application numérique.
- ☞ Pouvez-vous relever convenablement les diagrammes de BODE de ce filtre avec le multimètre numérique ? Justifier votre réponse.

2.2 Diagramme de Bode asymptotique

- ☞ Déterminer le diagramme asymptotique du gain de ce filtre.
- ☞ Quelle fonction ce filtre réalise-t-il pour des fréquences d'excitation f telles que $f \gg f_c$?

2.3 Relevé expérimentale du diagramme de BODE

2.3.1 Analyse Préliminaire

Avant de relever les diagrammes de BODE d'un filtre quelconque, il faut d'abord se donner une idée de la nature du filtre en balayant sommairement la plage des fréquences et en observant, à l'oscilloscope par exemple, la réponse en amplitude de ce filtre. Cela permet aussi de détecter les domaines nécessitant plus de points de mesure que d'autres (variations brutales au voisinage des fréquences de coupure,...) et de déterminer la plage de fréquences utile à un bon relevé des diagrammes.

Important :

Cette étude permet aussi de vérifier si la valeur maximale de la tension d'entrée imposée par le GBF reste fixe sur toute la plage de mesures et si aucune limitation (donc non-linéarité) n'intervient dans le domaine d'étude.

2.3.2 Relevé du diagramme de BODE

- ☞ Réaliser l'analyse préliminaire du filtre RC .
- ☞ Utiliser, si le domaine de fréquences le permet, le multimètre en position dB. Dans ce cas, il faut déterminer la valeur de **la tension sinusoïdale alternative pure de référence** celle qui donne 0 dB et fixer l'amplitude du signal d'entrée du filtre à cette valeur.
- ☞ Mesurer le déphasage en utilisant l'oscilloscope.
- ☞ Relever simultanément les diagrammes de Bode du gain et de la phase de ce filtre avec au moins une dizaine de points bien répartis. On utilisera une tension sinusoïdale alternative pure, son amplitude étant déterminée par la remarque précédente.

2.3.3 Analyse des diagrammes

- ☞ Représenter les diagrammes sur papier millimétré semi-logarithmique. Tracer le diagramme asymptotique du gain.
- ☞ Déterminer la fréquence de coupure expérimentale f_c . Comparez avec la fréquence théorique.

2.4 Étude expérimentale du comportement du filtre RC

On s'intéresse maintenant à l'effet du filtre RC sur un signal complexe. Le signal d'excitation $v_e(t)$ est un signal carré de fréquence f_0 , variant entre 0 et $V_m = 1$ V.

☞ Donner le développement en série de FOURIER du signal carré.

2.4.1 Cas où $f_0 \ll f_c$

☞ Avec le montage précédent, observez la réponse du filtre pour des signaux $v_e(t)$ carré de fréquences : $f_0 = f_c/20, f_c/10$. Commentez et concluez.

2.4.2 Cas où $f_0 \gg f_c$

☞ Avec le montage précédent, observez la réponse du filtre pour des signaux $v_e(t)$ carré de fréquences : $f_0 = f_c, 5f_c, 10f_c$. Commentez et concluez.

☞ Quelle est la forme de la tension de sortie pour $f_0 = 10f_c$? Quelle fonction réalise ce filtre lorsque $f_0 \gg f_c$? Comment peut-on alors écrire sa fonction de transfert?

☞ Quelle est dans ce cas le développement en série de FOURIER du signal de sortie?

☞ Relevé le spectre en amplitude du signal d'entrée et celui du signal de sortie.

☞ Comparer les amplitudes V_k des harmoniques des deux signaux. Concluez sur l'effet du filtre linéaire RC.

2.5 Application du filtre RC

☞ Pour le même signal carré, déterminer l'ondulation crête à crête de la tension de sortie $\frac{\Delta v_s}{\langle v_s \rangle}$, pour les fréquences $f_0 = 10f_c$, puis $f_0 = 100f_c$.

☞ En déduire une condition sur $T_0 = 1/f_0$ et $\tau = RC$ pour que l'ondulation soit la plus faible possible.

☞ Montrer qu'en régime établi, le signal d'entrée et le signal de sortie ont la même valeur moyenne. Vérifier cela de manière expérimentale.

☞ Quelle fonction mathématique réalisée par le circuit RC lorsque $f_0 \gg f_c$. Donner des exemples d'utilisation de cette fonction. Quelles sont les précautions d'emploi pour effectuer la moyenne temporelle d'un signal avec ce circuit?

2.6 Effet de la charge sur le filtre RC

Nous proposons dans ce paragraphe, d'analyser l'influence d'une charge sur les propriétés du filtre RC.

2.6.1 Charge résistive

On place en parallèle sur le condensateur du filtre RC utilisé dans les paragraphes précédentes, une charge résistive $R_c = 5$ k Ω .

- ☞ Déterminer la nature du filtre (sans tracer le diagramme de BODE). Quelle est la valeur du gain maximal G'_0 ? Mesurer la nouvelle fréquence de coupure f'_c .
- ☞ Conclure.

2.6.2 Influence de l'oscilloscope

On utilise cette fois le filtre RC avec les valeurs $R = 220 \text{ k}\Omega$ et $C = 1 \text{ nF}$.

- ☞ Comme précédemment, déterminer la nature du filtre par balayage. Quelle est la valeur du gain maximal G'_0 ? Mesurer la nouvelle fréquence de coupure f'_c . Comparer avec les valeurs théoriques.
- ☞ Conclure.

2.6.3 Conclusions

- ☞ Conclure sur l'influence de la charge sur les caractéristiques du filtre passif.
- ☞ Quelle modification proposez-vous d'apporter au montage pour éviter ces inconvénients?

3 Filtre passif CR

On considère le filtre de la figure suivante :

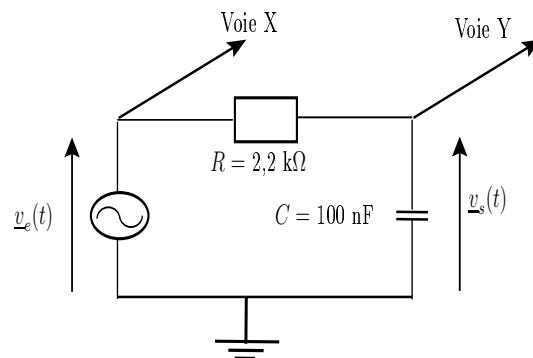


FIGURE 2 – Filtre CR

3.1 Fonction de transfert, fréquence de coupure

- ☞ Établir la fonction de transfert harmonique $\underline{H}(j\omega)$ du filtre RC. Quelle est la nature de ce filtre, son ordre?
- ☞ Déterminer l'expression théorique de sa fréquence de coupure f_c et faire l'application numérique.
- ☞ Pouvez-vous relever convenablement les diagrammes de BODE de ce filtre avec le multimètre numérique? Justifier votre réponse.

3.2 Diagramme de BODE asymptotique

- ☞ Déterminer le diagramme asymptotique du gain de ce filtre.
- ☞ Quelle fonction ce filtre réalise-t-il pour des fréquences d'excitation f telles que $f \gg f_c$?

3.3 Relevé expérimentale du diagramme de BODE

3.3.1 Analyse Préliminaire

Avant de relever les diagrammes de BODE d'un filtre quelconque, il faut d'abord se donner une idée de la nature du filtre en balayant sommairement la plage des fréquences et en observant, à l'oscilloscope par exemple, la réponse en amplitude de ce filtre. Cela permet aussi de détecter les domaines nécessitant plus de points de mesure que d'autres (variations brutales au voisinage des fréquences de coupure,...) et de déterminer la plage de fréquences utile à un bon relevé des diagrammes.

Important :

Cette étude permet aussi de vérifier si la valeur maximale de la tension d'entrée imposée par le GBF reste fixe sur toute la plage de mesures et si aucune limitation (donc non-linéarité) n'intervient dans le domaine d'étude.

3.3.2 Relevé du diagramme de BODE

- ☞ Réaliser l'analyse préliminaire du filtre CR.
- ☞ Utiliser, si le domaine de fréquences le permet, le multimètre en position dB. Dans ce cas, il faut déterminer la valeur de **la tension sinusoïdale alternative pure de référence** celle qui donne 0 dB et fixer l'amplitude du signal d'entrée du filtre à cette valeur.
- ☞ Mesurer le déphasage en utilisant l'oscilloscope.
- ☞ Relever simultanément les diagrammes de BODE du gain et de la phase de ce filtre avec au moins une dizaine de points bien répartis. On utilisera une tension sinusoïdale alternative pure, son amplitude étant déterminée par la remarque précédente.

3.3.3 Analyse des diagrammes

- ☞ Représenter les diagrammes sur papier millimétré semi-logarithmique. Tracer le diagramme asymptotique du gain.
- ☞ Déterminer la fréquence de coupure expérimentale f_c . Comparez avec la fréquence théorique.

3.4 Étude expérimentale du comportement du filtre CR

On s'intéresse maintenant à l'effet du filtre RC sur un signal complexe. Le signal d'excitation $v_e(t)$ est un signal triangulaire de fréquence f_0 , variant entre 0 et $V_m = 1$ V.

- ☞ Donner le développement en série de FOURIER du signal triangulaire.

3.4.1 Cas où $f_0 \ll f_c$

- ☞ Avec le montage précédent, observez la réponse du filtre pour des signaux $v_e(t)$ de fréquences : $f_0 = f_c/20, f_c/10$. Commentez et concluez.

3.4.2 Cas où $f_0 \gg f_c$

- ☞ Avec le montage précédent, observez la réponse du filtre pour des signaux $v_e(t)$ de fréquences : $f_0 = f_c, 5f_c, 10f_c$. Commentez et concluez.
- ☞ Quelle est la forme de la tension de sortie pour $f_0 = 10f_c$? Quelle fonction réalise ce filtre lorsque $f_0 \gg f_c$? Comment peut-on alors écrire sa fonction de transfert?

3.5 Influence de la charge sur le filtre CR

Nous proposons dans ce paragraphe, d'analyser l'influence d'une charge sur les propriétés du filtre CR.

On place en parallèle sur le condensateur du filtre CR utilisé dans les paragraphes précédentes, une charge résistive $R_c = 2,2 \text{ k}\Omega$.

- ☞ Déterminer la nature du filtre (sans tracer le diagramme de BODE). Quelle est la valeur du gain maximal G'_0 ? Mesurer la nouvelle fréquence de coupure f'_c .
- ☞ Conclure sur l'influence de la charge sur les caractéristiques du filtre passif.
- ☞ Quelle modification proposez-vous d'apporter au montage pour éviter ces inconvénients?

4 Filtre RLC série

Le circuit RLC permet, selon le signal de sortie choisi (aux bornes de R , C , L ou une combinaison série ou parallèle) de constituer des filtres de nature différente. Dans ce TP, on se limite à l'étude du filtre RLC série.

4.1 Étude théorique

- ☞ Établir la fonction de transfert harmonique $\underline{H}(j\omega)$ du montage 2.a. On fera apparaître les grandeurs suivantes : $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (pulsation propre du signal) et $m = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$ (coefficient d'amortissement) ou $Q_0 = \frac{1}{2m}$ (facteur de qualité).
- ☞ Quelle est la nature de ce filtre et son ordre?
- ☞ Déterminer l'expression théorique de sa ou ses fréquences de coupure, en faisant apparaître les coefficients m et f_0 la fréquence propre du circuit et en déduire sa bande passante Δf . Faire les applications numériques.
- ☞ Quelle fonction ce filtre réalise-t-il pour des fréquences d'excitation f telles que $f \gg f_0$ ou $f \ll f_0$?

4.2 Étude expérimentale

4.2.1 Présentation

La courbe de résonance du filtre RLC série s'obtient en relevant simultanément $\underline{v}_e(t)$ et $\underline{v}_s(t)$ pour différentes valeurs de fréquence. Il en résulte le traçage du diagramme de BODE et en déduire la nature du filtre, son ordre, la (ou les) fréquence de coupure et la bande passante (Méthode classique).

Dans ce présent TP, on ne trace pas le diagramme de BODE de ce filtre. Mais, on préfère visualiser automatiquement la fonction de transfert à l'oscilloscope et la tracer par la carte d'acquisition et ce pour différents facteurs d'amortissement (ou de qualité).

4.2.2 Wobulateur

Pour visualiser la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ directement à l'oscilloscope, en mode XY, il faut pouvoir présenter l'évolution de H non pas en fonction de temps, mais en fonction de la fréquence. Pour cela, on fixe pendant toute la manipulation l'amplitude de $\underline{v}_e(t)$. Par conséquent, on observera seulement les variations de $\underline{v}_s(t)$ avec la fréquence en utilisant un **wobulateur** et un **détecteur de crêtes**.

- ☞ On entre sur la voie X de l'oscilloscope une tension $\underline{v}_i(t)$ image de la fréquence variable du signal d'entrée. Pour cela, on utilise le GBF en Wobulateur interne (touches SWEEP et INT activées), c'est à dire en générateur de tension modulée en fréquence. La loi de variation de cette modulation de fréquence est commandée par une tension $v_i(t)$ qui est par construction, une rampe (tension en dent de scie). La fréquence de v_e varie linéairement (touche LIN activée) dans le temps selon $\underline{v}_i(t)$.
On peut régler la durée de cette rampe (bouton SW FREQ du GBF) et son excursion maximale avant retour à zéro (bouton F MAX du GBF).

4.2.3 Tracé automatique de la fonction de transfert (à l'oscilloscope)

4.2.3.1 Montage

Réaliser le montage suivant.

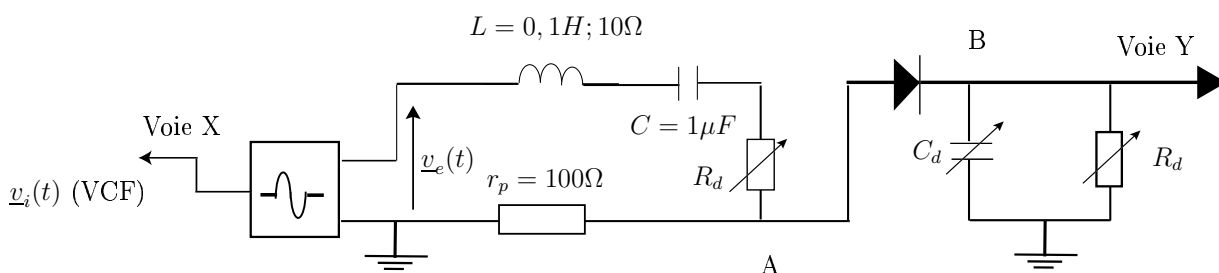


FIGURE 3 – Tracé automatique de la fonction de transfert

- ☞ Visualiser l'allure de la rampe $\underline{v}_i(t)$ sur la voie X de l'oscilloscope. Analyser l'influence des boutons de réglage F_{MAX} et SW_{FREQ} sur l'allure de ce signal.
- ☞ Visualiser la tension $\underline{v}_e(t)$ délivrée par le GBF sur la voie Y de l'oscilloscope. Analyser l'influence des boutons de réglage F_{MAX} et SW_{FREQ} sur l'allure de ce signal.
- ☞ Exciter le montage avec la tension $\underline{v}_e(t)$ et visualiser la réponse $\underline{v}_s(t)$ aux bornes de la résistance de détection $r = 100\Omega$ (voie Y) en fonction de la fréquence commandée par v_i (voie X), en mode XY.

4.2.3.2 Détecteur de crêtes

On peut visualiser une image fidèle de la fonction de transfert du filtre, en redressant $v_s(t)$ et en ne détectant que l'enveloppe de ce signal redressé. On utilise un simple redresseur à diode et d'un circuit de détection à filtre $R_d C_d$ (R_d potentiomètre, C_d boîte à décade) montage.

- ☞ Analyser l'effet du redresseur et du filtrage sur l'allure du signal v_s .
- ☞ Régler convenablement R_d et C_d pour ne plus voir à l'écran de l'oscilloscope, en mode XY, que l'enveloppe de la fonction de transfert du filtre.
- ☞ Faire le réglage nécessaire pour que le spot soit au milieu de l'écran de l'oscilloscope.
- ☞ Faire le calcul nécessaire pour lire directement la fréquence qui vous paraît intéressante.
- ☞ Profiter du montage en changeant les divers paramètres influençant la résonance à savoir C , L et R .

4.2.4 Tracé automatique à l'aide de la carte d'acquisition

- ☞ Une fois les réglages précédents sont correctement réalisés, remplacer l'oscilloscope par la carte d'acquisition.
- ☞ Tracer la courbe de résonance du filtre et en déduire les grandeurs qui vous semblent intéressantes après avoir fait l'étalonnage nécessaire.
- ☞ Comparer les résultats expérimentaux aux ceux théoriques et commenter.

4.3 Association des filtres passifs

L'importance des filtres d'ordre un et d'ordre deux tient dans le fait qu'une association de ces deux ordres

TP : CONVERSION ALTERNATIF-CONTINU

On se propose dans cette manipulation d'étudier la conversion alternatif \rightarrow continu en passant en revue les différents modules constitutifs d'une alimentation stabilisée en tension.

1 Généralités et définitions

1.1 Notion sur la conversion

en électricité, un convertisseur est un dispositif qui transforme de l'énergie électrique d'une forme initiale disponible en une forme finale utile. Il existe plusieurs types de convertisseurs statiques :

- les convertisseurs alternatif \rightarrow continu appelés aussi redresseurs,
- les convertisseurs continu \rightarrow continu ou hacheurs,
- les convertisseurs alternatif \rightarrow alternatif ou gradateurs,
- les convertisseurs continu \rightarrow alternatif ou onduleurs.

Dans cette manipulation, on se limite à l'étude de la conversion alternatif \rightarrow continu.

Un convertisseur alternatif \rightarrow continu est un dispositif qui transforme de l'énergie électrique alternative en énergie électrique continue. Il existe deux types de conversion alternatif \rightarrow continu :

- la conversion non commandée à diodes, sa principale utilisation est la réalisation d'alimentations stabilisées,
- la conversion commandée à thyristors utilisé en électrotechnique.

D'autre part, suivant que le réseau électrique est monophasé ou triphasé, on utilise un convertisseur monophasé ou triphasé.

Dans cette manipulation, on se limitera à la conversion monophasée non commandée dans le but d'étudier le principe de fonctionnement d'une alimentation stabilisée électronique.

1.2 Grandeurs caractéristiques d'une tension redressée

- ☞ Revoir dans le T.P. de **caractéristiques des signaux électriques** les notions de valeur moyenne, de valeur efficace, d'ondulation, de facteur de forme et de taux de distorsion harmonique.

N.B : Les mêmes définitions peuvent être transposées au cas d'un courant.

Soit u une tension de valeur instantanée $u(t)$, périodique de période T : $u(t + T) = u(t)$.

1.2.1 Valeur moyenne

La valeur moyenne $\langle u \rangle$ de u est définie par :

$$\langle u \rangle = \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} u(t) dt$$

Dans le cas d'une fonction périodique, il suffit de calculer $\langle u \rangle$ sur une période :

$$\langle u \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$$

Pour mesurer la valeur moyenne d'une tension quelconque il faut utiliser un voltmètre numérique sur la position continue (DC : Direct Current).

On appelle tension alternative, une tension de valeur moyenne nulle $\langle u_{alt} \rangle = 0$.

Questions :

- Calculer la valeur moyenne d'une tension sinusoïdale d'amplitude U_m après redressement monoalternance.
- Répondre à la même question pour un redressement bialternance.
- Comparer les deux valeurs trouvées et conclure.

1.2.2 Valeur efficace

La valeur efficace U_{eff} de u est définie par :

$$U_{eff} = \sqrt{\langle u^2(t) \rangle} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$$

Pour mesurer la valeur efficace d'une tension quelconque il faut utiliser un voltmètre "True Root Mean Square" ou "T.R.M.S." : voltmètre numérique sur la position AC+DC.

Questions :

- Que mesure-t-on à l'aide d'un voltmètre magnétoélectrique sur la position (\sim) ?
- Calculer la valeur efficace pour une tension sinusoïdale d'amplitude U_m ainsi que pour une tension triangulaire symétrique d'amplitude U_m et rectangulaire symétrique d'amplitude U_m .
- Répondre à la même question pour une tension sinusoïdale après redressement monoalternance.
- Répondre à la même question pour une tension sinusoïdale après redressement bialternance.
- Comparer les deux derniers résultats et conclure.

1.2.3 Facteur de forme

Le facteur de forme F d'un signal périodique $u(t)$ quelconque est défini par :

$$F = \frac{U_{eff}}{\langle u \rangle}$$

Questions :

- Calculer F pour une tension sinusoïdale après redressement monoalternance ainsi qu'après redressement bialternance.
- Que vaut F pour une tension continue ? Commenter.

1.2.4 Ondulation

u étant une tension variable quelconque, on peut écrire :

$$u(t) = \langle u \rangle + u_{alt}(t)$$

où :

- $\langle u \rangle$ est la valeur moyenne de $u(t)$ appelée aussi composante continue ou, parfois, offset,
- u_{alt} est la composante alternative de $u(t)$ ou ondulation.

On caractérise l'ondulation soit par le taux d'ondulation τ , soit par r donnés respectivement par :

$$\tau = \frac{U_{alt,eff}}{\langle u \rangle}, \quad r = \frac{U_{alt,cr-cr}}{\langle u \rangle}$$

où :

- $U_{alt,eff}$ est la valeur efficace de l'ondulation $u_{alt}(t)$,
- $U_{alt,cr-cr}$ est la valeur crête à crête de l'ondulation $u_{alt}(t)$,
- $\langle u \rangle$ est la valeur moyenne de $u(t)$.

Questions :

- ⇒ Montrer que : $F^2 = 1 + \tau^2$
- ⇒ En déduire la relation entre les incertitudes relatives $\frac{\Delta F}{F}$ et $\frac{\Delta \tau}{\tau}$. Montrer alors qu'il est plus précis de mesurer F et d'en déduire τ à l'aide de la relation ci-dessus.

2 Redressement

2.1 Redressement monoalternance

- ☞ Réaliser le montage représenté figure 1. La cathode de la diode de redressement est en général repérée par un trait "|". Si celui-ci n'est plus visible, utiliser le testeur de composant de l'oscilloscope pour identifier anode et cathode de la diode.

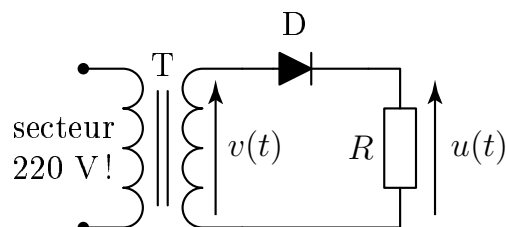


FIGURE 1 – Circuit de redressement mono-alternance avec $R = 1 \text{ k}\Omega$, D une diode de redressement du type 1N4004 et T un transformateur 220/12 V, 60 VA.

- ☞ Quel est le courant maximal que peut délivrer le transformateur T sous une tension de 12 V ?

- ☞ Visualiser $u(t)$ et $v(t)$ à l'oscilloscope.
- ☞ Mesurer le facteur de forme F , τ et r en expliquant la méthode adoptée et en précisant les appareils utilisés. Commenter.
- ☞ Comment doit-on modifier le montage précédent pour pouvoir visualiser la caractéristique dynamique de la diode? Faire un schéma du montage et relever l'allure de la caractéristique de la diode.

2.2 Redressement bialternance

On utilise pour cela un pont formé de quatre diodes de redressement appelé pont de GRAETZ

2.2.1 Principe de fonctionnement

Pour étudier le principe de fonctionnement du pont de GRAETZ, on utilise un pont dans lequel les diodes de redressement sont remplacées par des diodes électroluminescentes (DEL ou LED : Light Emitting Diode). Afin de pouvoir suivre l'évolution de l'état des LED, on alimentera le montage à l'aide d'un GBF en très basse fréquence (1 Hz par exemple), le parcours du courant est alors marqué par les LED allumées.

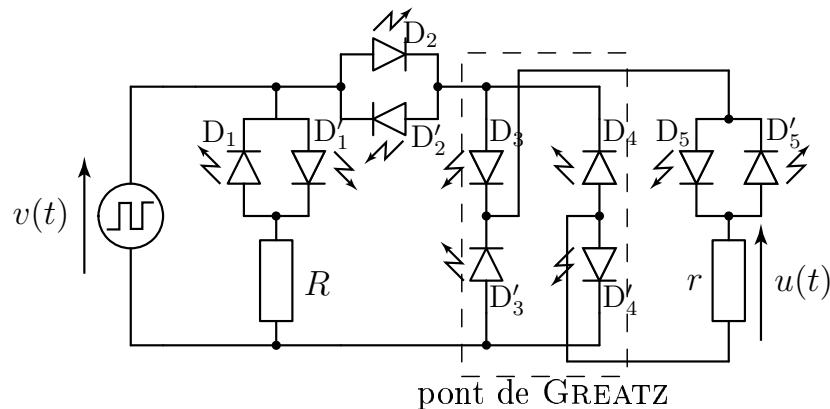


FIGURE 2 – Circuit de redressement double-alternance didactique avec $R = 1\text{ k}\Omega$ et $r = 1\Omega$. Les LED permettent de suivre le passage du courant dans le circuit.

- ☞ Expliquer le fonctionnement du pont de GRAETZ.

2.2.2 Caractérisation de la tension redressée

- ☞ Câbler le montage représenté figure 3 en respectant le sens branchement de toutes les diodes et en veillant à ne pas confondre les bornes alternatives (\ominus , \ominus) et les bornes continues (\oplus , \ominus).

!Attention :

- 1) Toute inversion du sens de branchement d'une diode entraîne la destruction du transformateur et des diodes ; le montrer à l'aide d'un schéma.
- 2) La permutation des bornes alternatives et continues entraîne la destruction du transformateur et des diodes ; le montrer à l'aide d'un schéma.

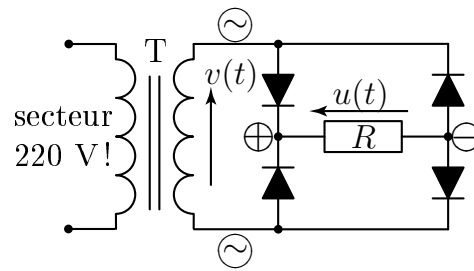


FIGURE 3 – Circuit de redressement double-alternance à pont de GREATZ, avec $R = 1\text{ k}\Omega$ et T un transformateur 220/12 V, 60 VA.

- ⚡ Exprimer $u(t)$ en fonction de $v(t)$ en supposant toutes les diodes idéales.
- ⚡ Pourquoi n'est il pas possible de visualiser simultanément les deux tensions $u(t)$ et $v(t)$?
- ⚡ Comment doit-on modifier le montage pour pouvoir y parvenir ? Faire un schéma. Visualiser la tension $u(t)$ et relever son allure.
- 👉 Mesurer F , τ et r en expliquant la méthode adoptée et précisant les appareils utilisés.
- ⚡ Comparer avec les résultats théoriques et commenter.
- ⚡ Quel est l'intérêt du redressement bialternance par rapport au redressement monoalternance ?

Dans toute la suite de la manipulation on s'intéressera au redressement bialternance.

3 Filtrage de la tension redressée

Afin de réduire l'ondulation de la tension et du courant redressés, on utilise un filtre passe-bas construit autour d'une capacité et/ou d'une bobine (figure 4).

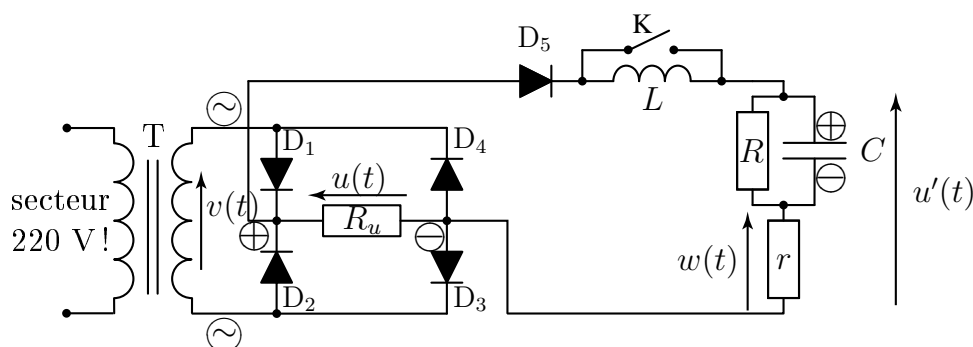


FIGURE 4 – Circuit de redressement double-alternance à pont de GREATZ et filtrage. On donne $R_u = 120\ \Omega$, $R = 120\ \Omega$ et $r = 1\ \Omega$ des résistances de **puissance**. T est un transformateur 220/12 V, 60 VA.

!Attention : Pour les valeurs élevées de la capacité C , les seuls condensateurs utilisables sont de type « condensateur électrochimique » qui sont *polarisés* ! Par conséquent toute inversion de la polarité des bornes d'un condensateur chimique peut entraîner au pire une **explosion violente** et au mieux un dysfonctionnement de ce condensateur !

3.1 Filtre à capacité

- ☞ On court-circuite tout d'abord la bobine d'induction L en fermant K .
- ☞ Relever les oscillogrammes des tensions $u(t)$ et $u'(t)$. Utiliser ces oscillogrammes pour expliquer le principe de fonctionnement du montage. Quel est le rôle de la diode D_5 ?
- ☞ Mesurer le taux d'ondulation τ' de $u'(t)$ pour différentes valeurs du produit RC (remplir le tableau 1). Comment varie τ' avec le produit RC ? Expliquer. Il est imprudent de prendre C trop élevée ; en effet lors de la commutation des diodes le courant peut entraîner des surintensités (en raison du terme $C \frac{du_C}{dt}$) nuisibles.
- ☞ En rendre compte en visualisant $w(t)$. Quel est le rôle de r ?

C	100 nF	1 μ F	10 μ F	100 μ F
RC				
τ'				

TABLE 1 – Influence du produit RC sur le taux d'ondulation.

3.2 Filtre à self et à capacité

Le filtrage à base d'un condensateur convient pour filtrer des courants de quelques ampères ; au delà, particulièrement en électrotechnique, on préfère utiliser une bobine de lissage qui a l'avantage de ne pas faire débiter les diodes de manière discontinue. Par contre elle entraîne une chute de tension et peut aboutir lors de la commutation des diodes au phénomène d'empiètement : la f.e.m. d'induction met les quatre diodes en conduction.

En électrotechnique, le caractère inductif de la charge (moteur, ...) peut parfois faire office de bobine de lissage mais il est en générale nécessaire de renforcer cet effet par l'adjonction d'une bobine supplémentaire.

- ☞ Débrancher la résistance R_u et enlever le court-circuit sur la bobine.
- ☞ Visualiser et relever les oscillogrammes des tensions $u'(t)$ et $w(t)$, en faisant varier l'inductance de la bobine de 0,15 H à 1 H environ.
- ☞ Interpréter l'allure de ces oscillogrammes.
- ☞ Quelle est la valeur minimale de l'inductance pour que les quatre diodes fonctionnent en régime de conduction continue.
- ☞ Mesurer le facteur d'ondulation de la tension $u'(t)$ en régime de conduction continue et en régime de conduction discontinue des diodes. Conclure sur le rôle de la bobine de lissage.
- ☞ Comparer l'oscillogramme de $w(t)$ à celui du montage précédent où la bobine était court-circuitée. Conclure.

4 Régulation de la tension filtrée

4.1 But et caractérisation de la régulation

La tension filtrée présente en général un taux d'ondulation satisfaisant pour les charges courantes rencontrées en électrotechnique mais encore trop important pour pouvoir alimenter de façon satisfai-

sante un dispositif électronique tel qu'on en rencontre au laboratoire d'électronique. Pour s'affranchir de cette ondulation résiduelle on utilise un stabilisateur ou un régulateur.

La fonction « régulation » est destinée à minimiser les variations ΔU_s de la tension de sortie U_s (du régulateur représenté figure 5) vis à vis des variations ΔU_e de la tension d'entrée U_e , des variations ΔI_s du courant de sortie I_s mais aussi des variations extérieures (variations de température, de rayonnement, ...).



FIGURE 5 – Le régulateur est un quadripôle interposé entre la source de tension redressée et filtrée et la charge.

Le régulateur est caractérisé par des facteurs de régulation amont A et aval ρ :

$$A = \left(\frac{\Delta U_e}{\Delta U_s} \right)_{I_s = \text{cste}} \quad \text{et} \quad \rho = - \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta I_s} \right)_{U_e = \text{cste}}$$

- ☞ Quelles sont les dimensions respectives de A et de ρ ?
- ☞ Quelles seraient les valeurs respectives de A et de ρ pour un régulateur parfait ?

4.2 Stabilisateur à diode ZÉNER

L'utilisation d'une diode ZÉNER requiert un certain nombre de précautions. Le constructeur donne la tension ZÉNER V_z et la puissance maximale $P_{d,\text{max}}$. L'intensité I_z doit alors rester inférieure ou égale à $I_{z,\text{max}} = P_{d,\text{max}}/V_z$. La valeur minimale de la résistance de protection R et la valeur maximale de la tension d'alimentation doivent être choisies pour réaliser cette condition.

La diode ZÉNER utilisée dans cette manipulation a pour caractéristiques : $P_{d,\text{max}} = 500 \text{ mW}$ et $V_z = 5 \text{ V}$.

4.2.1 Relevé de la caractéristique courant-tension

Le relevé de la caractéristique courant-tension de la diode ZÉNER peut se faire point par point (relevé statique) soit de manière dynamique à l'aide du montage représenté figure 6.

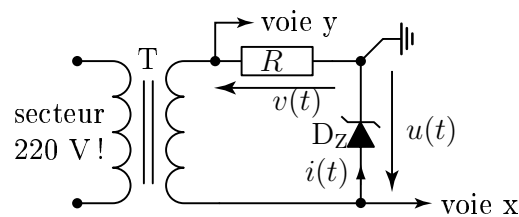


FIGURE 6 – Relevé dynamique de la caractéristique courant-tension d'une diode Zener. On donne $R = 1 \text{ k}\Omega$, D_z est une diode Zener 5 V , 500 mW et T un transformateur $220/12 \text{ V}$, 60 VA .

- ☞ Montrer que la diode ZENER peut fonctionner sans danger.
- ☞ Relever la caractéristique courant-tension de D_Z en utilisant un oscilloscope en mode $X - Y$ ou une table traçante.
- ☞ Mettre en évidence, sur la caractéristique, l'existence d'une zone de régulation.
- ☞ Déterminer la tension zener V_{Z_0} et la résistance dynamique r_z de la diode après avoir linéarisé sa caractéristique.
- ☞ Quelle est la valeur minimale $I_{z,\min}$ de I_z qui permet à la diode ZENER de fonctionner dans sa zone de régulation ?

En pratique pour faire fonctionner à coup sûr une diode ZENER dans sa zone de régulation, on choisit la résistance R et la tension E de sorte que $I_z = I_{z,\max}/10$; (E,R) sont les éléments du générateur de THÉVENIN équivalent au circuit amont.

4.2.2 Mesure du coefficient de régulation amont

Réaliser le montage représenté figure 7. On prendra $R_L \geq 1 \text{ k}\Omega$.

- ☞ Faire varier E (ΔE de l'ordre de 1 V) de sorte que $I_z \geq I_{z,\min}$ et $I_L = \text{cste}$ (on ajustera au besoin R_L). En déduire la valeur du coefficient de régulation amont A .
- ☞ Conclure sur la qualité de la régulation amont de la diode zener.

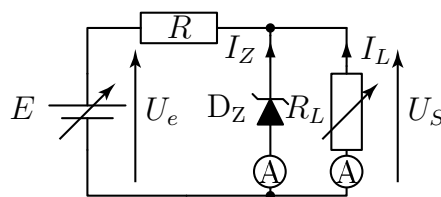


FIGURE 7 – Montage stabilisateur de tension à diode Zener. On donne $R = 1 \text{ k}\Omega$, D_Z est une diode Zener 5 V, 500 mW et R_L une boîte à décades.

4.2.3 Mesure du coefficient de régulation aval

La mesure du coefficient de régulation aval s'effectue encore à partir du montage représenté figure 7.

- ☞ Faire décroître R_L à partir de 10 k Ω et tracer $U_S = f(I_L)$ pour une dizaine de valeurs. En déduire ρ dans le domaine $I_z \geq I_{z,\min}$.
- ☞ Comparer ρ à r_z .
- ☞ Conclure sur la qualité de la régulation aval de la diode zener.

4.3 Régulation Intégré de Tension (R.I.T.)

4.3.1 Présentation

Un régulateur intégré de tension est construit autour d'une diode ZÉNER à laquelle ont été ajoutés un circuit de stabilisation à rétroaction et un circuit d'amplification du courant de sortie. Le tout étant intégré dans un même boîtier pouvant communiquer avec l'extérieur au moyen de trois broches.

Les broches diffèrent selon les boîtiers et les polarités des régulateurs. On a représenté figure 8 le brochage des boîtiers TO-220 utilisé dans ce T.P.

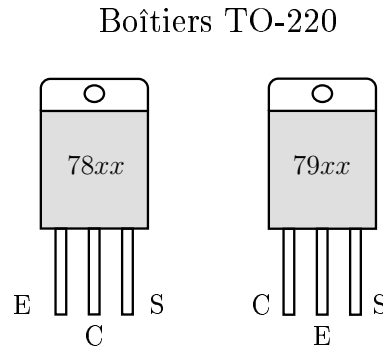


FIGURE 8 – Brochages des RIT positifs (78xx) et négatifs (79xx) en boîtier TO-220.

Avec :

- E : l'entrée,
- S : sortie,
- C : commun (ou masse) ;
- la série 78xx correspond à des régulateurs positifs ;
- la série 79xx correspond à des régulateurs négatifs ;
- xx désigne la valeur absolue de la tension de sortie (en Volt).

Exemples :

Référence	7805	7905	7808	7908	7812	7912	7815	7915
Tension de sortie	+5 V	-5 V	+8 V	-8 V	+12 V	-12 V	+15 V	-15 V

La série 78xx/79xx autorise un courant d'intensité maximale de 1,5 A à condition que la dissipation $(V_{in} - V_{out})I_{out}$ reste inférieure à 2 W sans radiateur et 15 W avec un radiateur infini. Sans radiateur on limitera le courant de sortie à $I_{out} \leq 400$ mA.

4.3.2 Caractérisation

Réaliser le montage représenté figure 9. On prendra $R_L \approx 200 \Omega$ et E une alimentation stabilisée 0–30 V.

La chute de tension $V_{in} - V_{out}$ minimale qui assure le fonctionnement est appelée tension de drop-out ; elle est de l'ordre de 3 V.

- ☞ Faire varier E de 0 à 15 V et tracer la courbe $V_{out} = f(V_{in})$. En déduire la valeur de la tension de sortie réglée et la valeur minimale de la tension de drop-out.
- ☞ Que peut-on dire à propos du facteur de régulation amont A ? Comparer avec celui de la diode ZENER seule ? Justifier brièvement.
- ☞ Comment, à partir du montage précédent, peut-on estimer le facteur de régulation aval ρ ? Quelle(s) précaution(s) expérimentale(s) doit-on prendre ? Comparer avec celui d'une diode ZENER seule.

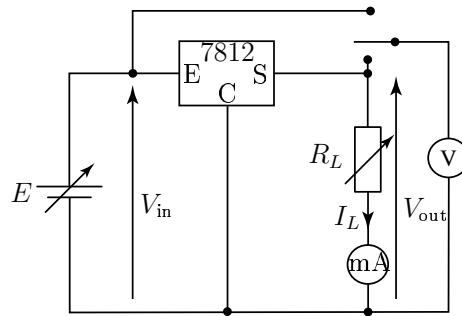


FIGURE 9 – Montage de caractérisation des facteurs de régulation amont et aval d'un RIT.

4.3.3 Quelques variantes

4.3.3.1 Variation de la tension de sortie On peut modifier la valeur de la tension de sortie en réalisant le montage représenté figure 10.

- ☞ Exprimer la tension de sortie V_{out} en fonction de E , R_1 et R_2 dans le cas où R_1 et R_2 sont suffisamment faibles pour que $I_p \ll I_1$.
- ☞ Câbler le montage et vérifier les résultats théoriques précédents.

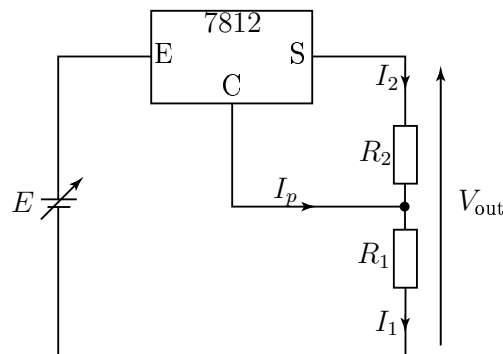


FIGURE 10 – Montage permettant de modifier la valeur de la tension stabilisée.

4.3.3.2 Réalisation d'un générateur de courant constant On aussi peut réaliser une source de courant constant à l'aide du montage représenté figure 11.

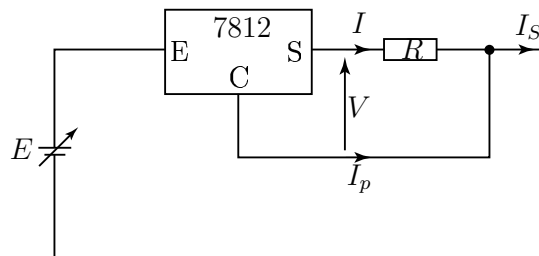


FIGURE 11 – Source de courant constant.

- ☞ Montrer que si $I_p \ll I$ alors le courant de sortie est donné par : $I_s \cong I = \frac{V}{R}$.
- ☞ Câbler le montage et vérifier expérimentalement que I_s est quasiment indépendant de la charge.

5 Alimentation stabilisée

5.1 Réalisation d'une alimentation stabilisée en tension (Facultatif)

On peut réaliser une alimentation stabilisée en tension en mettant en cascade (figure 12) :

- le circuit donnant la tension redressée et filtrée étudié en 3.1 ;
- un régulateur de tension.

C_1 et C_2 sont appelés condensateurs de découplage et on pour rôle la réduction des tensions de bruit et de parasites liées au secteur :

- C_1 de l'ordre de 100 nF à 200 nF (mylar ou plastique) ou 1 μF (tantale) est placé en parallèle sur l'entrée et a pour rôle de réduire les parasites sur l'entrée ;
- C_2 de l'ordre de 1 μF à 10 μF est placé en parallèle sur la sortie et élimine l'ondulation résiduelle en sortie et les parasites en sortie (par filtrage).

☞ Câbler le montage et comparer les facteurs d'ondulation des tensions d'entrée et de sortie du régulateur.

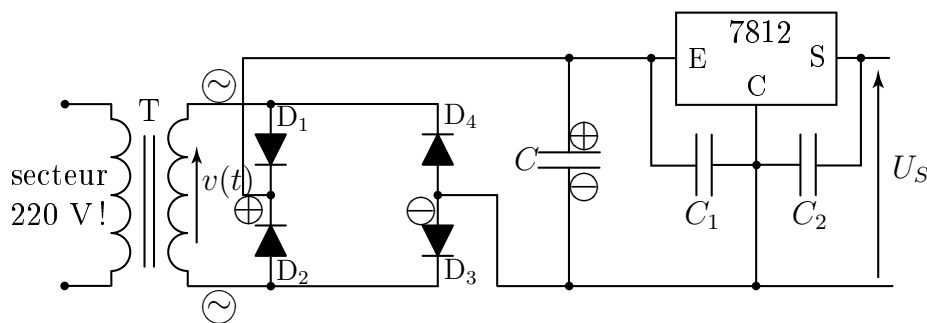


FIGURE 12 – Schéma constitutif d'une alimentation stabilisée élémentaire.

5.2 Étude d'une alimentation stabilisée de commerce

Ces alimentations stabilisées sont dites à caractéristique rectangulaire. Elles sont stabilisée en tension et protégées contre les court-circuits.

On se propose dans cette partie de relever la caractéristique de telle alimentation et de comprendre son principe d'utilisation à l'aide du montage représenté figure 13

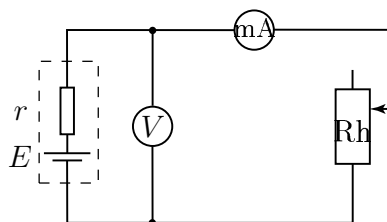


FIGURE 13 – étude de la caractéristique d'une alimentation stabilisée du commerce, avec (E, r) une alimentation stabilisée 0 - 30 V et R_h un rhéostat (16,5 Ω ; 5 A) utilisé en résistance variable.

- ☞ Fixer la tension à vide délivrée par l'alimentation stabilisée à $E = 10\text{ V}$
- ☞ Placer le bouton courant sur une position intermédiaire et mesurer le courant de court-circuit I_{cc} .
- ☞ Câbler le montage représenté figure 13 et relever la caractéristique externe $I = f(V)$ en faisant varier la résistance R_h du rhéostat.

Application :

- ☞ L'alimentation stabilisée est utilisée pour polariser un circuit, de résistance d'entrée R_e . Pour quelles valeurs de R_e l'alimentation stabilisée se comporte-elle comme un générateur de tension ? Comme un générateur de courant ?