

MESURES ELECTRIQUES

I PRINCIPLE DE MESURE DES TENSIONS ET DES COURANTS CONTINUES

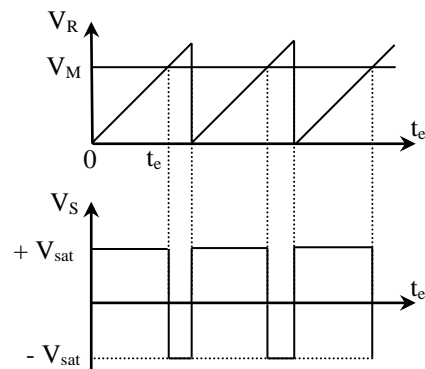
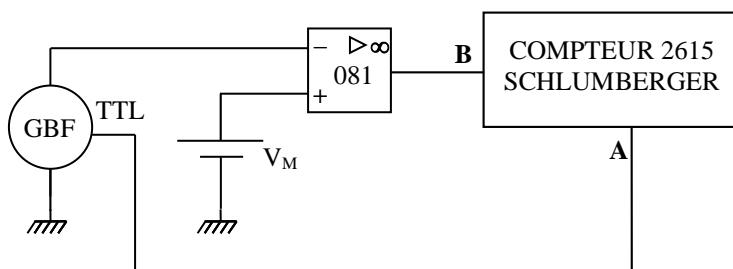
I.1 Mesure d'une tension continue

De nombreux systèmes de conversion sont possibles suivant le système envisagé (cf. [1], chapitre XI). On propose ici d'illustrer le principe simplifié de la conversion tension \rightarrow temps simple rampe : on compare la tension continue à mesurer à une tension en forme de rampe dont on connaît la pente avec précision. On mesure le temps entre le démarrage de la rampe et le moment où elle atteint la valeur à mesurer. Connaissant la pente de la rampe, la mesure du temps permet d'en déduire la valeur de la tension à mesurer.

I.1.1 Première réalisation possible

La plus simple : on génère la rampe à l'aide d'un GBF. La mesure du temps peut s'effectuer en réalisant une acquisition sur synchronie ou sur un oscilloscope numérique en mode Roll. On peut aussi utiliser un compteur. On présente la dernière solution.

Montage :



L'amplificateur opérationnel en boucle ouverte constitue un comparateur simple. La tension à mesurer V_M (fournie par une alimentation continue) est appliquée à l'entrée +. On applique à l'entrée - une tension de référence V_R en dents de scie. En sortie, la tension bascule entre $-V_{SAT}$ et $+V_{SAT}$ lorsque $V_M = V_R \rightarrow$ On a $V_M = k.t_e$ et la mesure se ramène au comptage du temps t_e .

Production de V_R

La dent de scie V_R doit être bien linéaire et croître à partir de zéro (**on conseille d'utiliser un GBF numérique** type Métrix MTX 3240 pour faciliter les réglages). On peut la produire à partir d'un signal triangulaire ($f \approx 100$ Hz, amplitude crête à crête de 10 V) que l'on dissymétrise et auquel on ajoute une composante continue pour faire démarrer la rampe à zéro. **Ce dernier réglage est crucial** pour valider la relation entre V_M et t_e . Contrôlez que pour $V_R = V_M = 0$, on est à la limite du basculement (ajustez éventuellement l'offset de l'A.O.).

Mesure de t_e :

On utilise la fonction chronomètre du compteur. Il doit se déclencher au démarrage de la rampe et s'arrêter au basculement de l'AO. \rightarrow Utilisez le compteur en mode chrono AB avec les entrées séparées. Sur la position CHR AB SEP, le comptage commence lorsque A est modifiée et s'arrête lorsque B est modifiée (sur la position COM, c'est A ou B qui effectue les deux commandes). Envoyez sur A le signal TTL du GBF. Visualisez-le à l'oscilloscope pour repérer le front (montant ou descendant) correspondant au démarrage de la rampe. Ajustez en conséquence le

front de déclenchement pour l'entrée A du compteur. Envoyez sur B la sortie de l'A.O. et ajustez en conséquence le front de déclenchement pour l'entrée B du chronomètre.

Réglage du convertisseur :

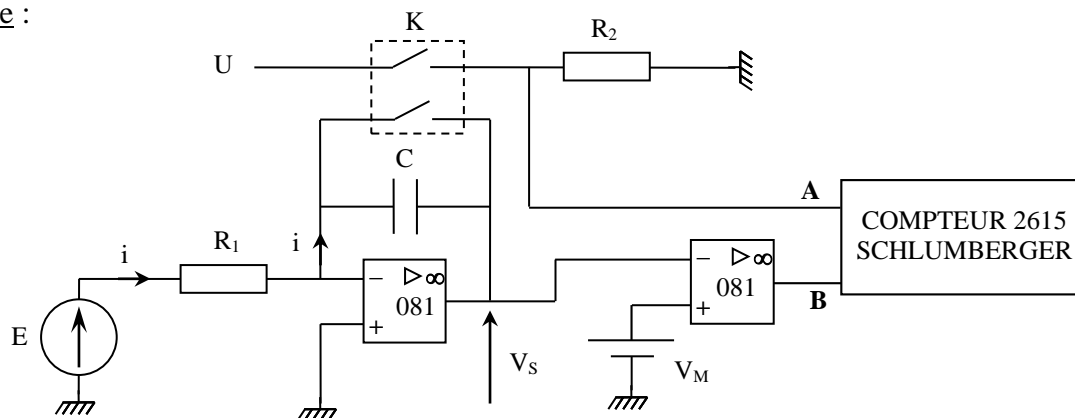
Choisir une tension $V_M < 10$ V, remettre le compteur à zéro puis lire le résultat qui s'affiche. En ajustant la pente de V_R , on peut obtenir une valeur numérique du temps correspondant à la valeur de la tension. Ce réglage peut s'effectuer en modifiant l'amplitude du GBF mais il faut alors retoucher à chaque fois l'offset. Mieux vaut donc retoucher la fréquence. Une fois ce réglage terminé, modifiez la valeur de V_M et vérifiez qu'on a de nouveau $V_M = t_e$.

I.1.2 Deuxième réalisation possible

[1], p. 269, 270

On génère cette fois ci la rampe à l'aide d'un intégrateur à amplificateur opérationnel qu'on compare à la tension à mesurer. La mesure du temps peut encore se faire sur Synchronie, avec un oscilloscope numérique en mode Roll (si ça ne va pas trop vite) ou à l'aide d'un compteur.

Montage :



$E : -5$ V ; $R_1 : 500$ k Ω ; $C : 1$ μ F

K : double interrupteur

R_2 : de l'ordre du k Ω

V_m : tension à mesurer (positive) \rightarrow alimentation réglable, pile,

Si on peut négliger les imperfections de l'AO, on a à la sortie du premier AO une tension de la forme (cf. montage « Condensateurs », § II.2.1) :

$$V_S = -\frac{E}{R_1 C} \cdot t \quad \rightarrow \quad V_S \text{ est une rampe linéaire en } t$$

Comme on souhaite mesurer une tension V_M positive, V_S doit l'être aussi \rightarrow on prend une tension E négative. Avec les valeurs proposées (d'autres sont possibles) pour E , R_1 et C , la pente de la rampe vaut ≈ 10 V.s $^{-1}$. Dès que cette rampe dépassera la valeur à mesurer V_M , la sortie du deuxième AO (comparateur simple) basculera de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$. Ce signal devra commander l'arrêt du comptage \rightarrow il faut l'envoyer sur l'entrée B du compteur proposé (cf. § précédent) et sélectionner un front descendant sur cette entrée. Il reste à envoyer au compteur un signal de démarrage. On peut utiliser l'interrupteur servant à shunter le condensateur C pour redémarrer la rampe de zéro. On peut prendre par exemple un double interrupteur K . Le premier interrupteur sert à shunter C , le deuxième sert à élaborer un signal synchrone de cette action. Lorsque K est fermé, on note facilement que la tension aux bornes de R_2 vaut U ; lorsqu'il est ouvert, la tension aux bornes de R_2 est nulle puisqu'aucun courant ne circule dedans \rightarrow on peut envoyer ce signal sur l'entrée de démarrage A

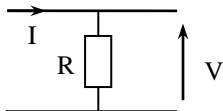
du compteur proposé. Si on prend une tension U positive (prendre par exemple la tension d'alimentation $+U$ de l'AO), il faut sectionner en A un front descendant avec un niveau de déclenchement positif pour démarrer le chronomètre.

Manipulation :

Mesurez le temps t pour une valeur de V_M . On peut éventuellement ajuster un ou des paramètres E , R_1 ou C pour obtenir une correspondance à la puissance près entre la valeur numérique du temps mesuré et la valeur de la tension V_M . Répétez la mesure de t pour différentes valeurs de V_M et vérifiez l'accord avec l'étalonnage précédent. On peut aussi tracer la courbe $t = f(V_M)$, vérifier que c'est une droite et déterminer le coefficient de conversion par une régression linéaire. Si on souhaite exploiter le montage sur Synchronie ou sur un oscilloscope en mode roll, choisir des paramètres E , R_1 , C pour avoir une pente plus lente.

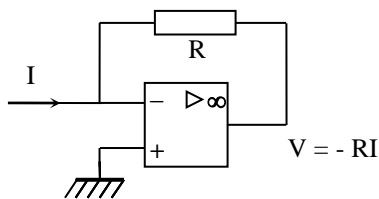
I.2 Mesure d'un courant continu

On vient de voir une méthode mise en œuvre dans les multimètres pour mesurer une tension continue. En ce qui concerne les autres grandeurs, leur mesure est toujours ramenée à celle d'une tension continue ou d'un temps. L'élément de base du multimètre étant un voltmètre, on peut transformer l'intensité I à mesurer en une tension V au moyen d'une $SCI \rightarrow V$. La solution la plus simple consiste à utiliser le montage suivant :



On ne l'adopte pas en pratique. Pourquoi à votre avis ?

Un meilleur choix consiste à prendre un montage à amplificateur opérationnel ([4], p. 283) :



L'impédance d'entrée est pratiquement nulle. En effet :

$$Z_e = V_e / I_e = -\varepsilon / I_e$$

$$\text{Or } V_s = G_0 \varepsilon \rightarrow Z_e = V_s / I_e G_0$$

$$\text{Comme } V_- = -\varepsilon \approx 0 \rightarrow V_s = -R I_e$$

$$\left. \begin{array}{l} Z_e = V_s / I_e G_0 \\ V_s = -R I_e \end{array} \right\} \rightarrow \boxed{Z_e = R/G_0}$$

On ne propose pas de manipulation sur le sujet ici, ce montage étant utilisé pour la mesure de faibles courants (cf. § III.1).

II MESURES EN ALTERNATIF

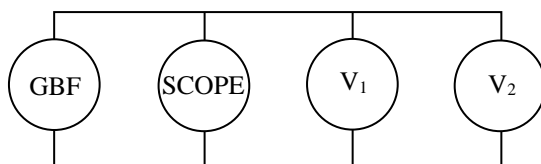
On se limitera au problème de la mesure d'une tension, la mesure d'un courant s'en déduisant par des procédés similaires au § précédent.

II.1 Influence de la forme du signal

L'idée ici est de mettre en évidence la différence entre les appareils RMS et non RMS.

Montage :

[4], p. 542



L'oscilloscope permettra de visualiser la forme du signal (prendre si possible un oscilloscope numérique à curseurs). Prendre deux multimètres : l'un RMS, l'autre pas.

II.1.1 En sinusoïdal

Utilisez un signal sinusoïdal de fréquence 100 Hz. Ajustez précisément à l'oscilloscope l'amplitude de la tension à $V_{\max} = 1 \text{ V}$ par exemple (ne plus retoucher l'amplitude par la suite !). En déduire $V_{\text{eff}} = V_{\max}/\sqrt{2}$. Mesurez V avec les 2 multimètres :

	Oscilloscope	V_1	V_2
V_{mes}			
ΔV			
$\Delta V/V \%$			
$< V <$			

Pour chaque mesure, calculez à l'aide des notices des appareils, l'incertitude absolue et relative et l'encadrement de V . Les mesures doivent se recouper (si ce n'est pas le cas, changez l'appareil défectueux). Vous devez constater que l'oscilloscope n'a pas la meilleure précision. Il ne faut pas s'en servir lors d'un montage si on veut faire la mesure précise d'un signal.

Remarque :

Bien que cela semble évident, il faut choisir le calibre le mieux adapté pour effectuer une mesure. Pour s'en convaincre, refaire une mesure avec un seul multimètre sur un calibre plus élevé. Comparez la précision des deux mesures en effectuant les calculs d'incertitudes.

On insiste sur ce point car **on voit trop souvent des étudiants faire des mesures en ne respectant pas cette condition**. C'est particulièrement flagrant lors de l'emploi d'un oscilloscope à curseurs. Ca n'est déjà pas l'instrument le plus précis mais la mesure l'est encore moins si l'on utilise qu'une petite partie de l'écran !

II.1.2 Signal carré

Changez la forme du signal sans changer l'amplitude ! Mesurez V_{\max} à l'oscilloscope. En déduire $V_{\text{eff}} = V_{\max}$. Mesurez V avec les deux voltmètres. Refaire les mêmes calculs que précédemment. Vous devez constater que le multimètre RMS donne la bonne valeur. L'autre pas.

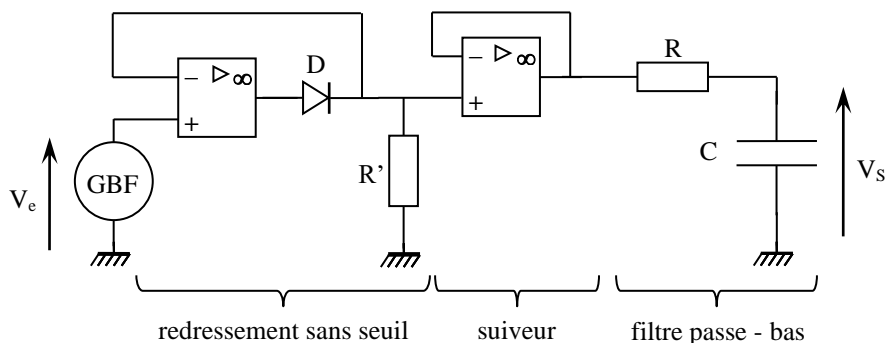
II.1.3 Cas des multimètres NRMS

Vérifiez que ces appareils affichent la valeur suivante (prendre pour V_{\max} la valeur mesurée à l'oscilloscope) :

$$V_{\text{mes}} = \frac{V_{\max}}{2} \frac{\pi}{\sqrt{2}}$$

Explication :

La structure de base des ces multimètres est la suivante :



Le premier étage effectue un redressement mono alternance de la tension à mesurer (diode sans seuil ; cf. [2], p. 163). Si le signal d'entrée est sinusoïdal, on a alors en sortie un signal dont la valeur moyenne vaut $V_{\text{moy}} = V_{\max}/\pi$ (cf. [7], p.35 et 36). Le filtre passe-bas RC sert à extraire cette

valeur moyenne. En effet, le signal redressé étant toujours périodique mais plus sinusoïdal, il peut être décrit en termes de transformée de Fourier comme la somme d'une valeur moyenne plus des harmoniques. Si la fréquence de coupure du filtre est suffisamment basse par rapport à celle du signal, on récupère à la sortie du filtre la valeur $V_S = V_{\text{moy}}$. On peut en déduire la valeur efficace du signal d'entrée puisqu'on a $V_{\text{eff}} = V_{\text{max}}/\sqrt{2}$ pour un signal sinusoïdal. Comme ici $V_S = V_{\text{max}}/\pi$, on a alors $V_{\text{eff}} = \pi.V_S/\sqrt{2}$. Cette conversion s'effectue en pratique en plaçant à la sortie du filtre un ampli non-inverseur de gain adapté pour effectuer la multiplication de V_S par le facteur convenable. Le suiveur réalise un découplage entre les deux étages car le redressement sans seuil ne doit pas perturber le filtre. Or le premier étage a une impédance qui vaut, suivant l'alternance zéro (diode bloquée $\rightarrow V_s = 0 \rightarrow Z_s = 0$) ou $10 \text{ k}\Omega$ (diode passante $\rightarrow V_e = V_s = R I_s \rightarrow Z_s = 10 \text{ k}\Omega$) \rightarrow Il modifierait la constante de temps du filtre. Le suiveur ayant une impédance d'entrée forte et une impédance de sortie faible, il ne perturbe ni l'entrée, ni la sortie.

Cas des signaux alternatifs non sinusoïdaux :

Les multimètres usuels, de par leur principe de mesure, donnent des résultats faux. En effet, comme on vient de le voir, ils mesurent la valeur moyenne de la tension redressée. Pour afficher la valeur efficace correspondante, ils doivent donc multiplier le résultat de leur mesure par un facteur convenable que l'on appelle le facteur de forme :

$$F = \frac{V_{\text{EFF.SIGNAL.SINUSOIDAL}}}{V_{\text{MOY.SIGNAL.REDRESSE .SIMPLE.ALTERNANCE}}}$$

Dans le cas d'une sinusoïde, ce facteur vaut $\pi/\sqrt{2}$ mais pour un signal carré ou triangulaire, cette valeur change (cf. [7], p.35 et 36) ! \rightarrow Le multimètre multipliant la valeur moyenne redressée simple alternance par le facteur de forme sinusoïdal quelque soit la forme du signal, le résultat est automatiquement faussé dans le cas des signaux non sinusoïdaux (vous pouvez constater ce problème sur les multimètres les plus courants). Il faut donc se méfier des multimètres non RMS lorsque les signaux ne sont pas sinusoïdaux. Si on veut alors la bonne valeur avec ce type d'appareil, il faut effectuer une conversion sachant l'erreur qu'introduit leur principe de mesure.

II.1.4 Cas des multimètres RMS

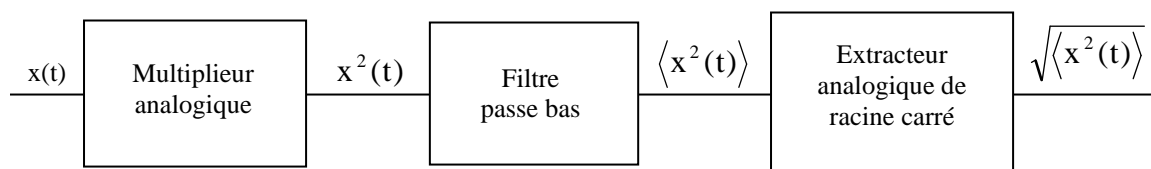
Le principe de mesure change complètement.

Différentes méthodes sont possibles.

Première méthode :

La valeur efficace étant définie par $V_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt$, on associe plusieurs

opérateurs pour réaliser cette fonction. L'élément de base est le multiplieur analogique. Le schéma de principe est le suivant :



L'extracteur de racine carrée est aussi réalisé à l'aide d'un multiplieur.

Montage :

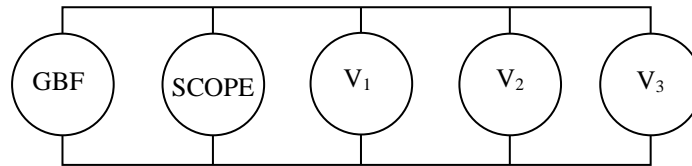
[1], p. 98 et 277

A la sortie du premier multiplieur, on a : $W_1 = k.V_e^2$. Le filtre RC qui suit en extrait la valeur

II.2 Comportement en fréquence

Montage :

[4], p. 542



L'idée ici est de comparer des multimètres ayant des performances plus ou moins bonnes en fréquence. On s'intéressera surtout à la limite en HF car c'est le problème le plus fréquemment rencontré (limite en BF \leftrightarrow valeur instable). L'oscilloscope permettra de visualiser la forme du signal (prendre si possible un oscilloscope numérique à curseurs). V_1 , V_2 et V_3 devront représenter les différentes classes de multimètres :

$V_1 \rightarrow$ multimètre de base non RMS (les plus courants).

$V_2 \rightarrow$ multimètre RMS de catégorie moyenne.

$V_3 \rightarrow$ multimètre RMS performant.

Remarques :

Cette partie comportant de nombreuses mesures et calculs d'incertitude, il vaut mieux ajuster une fois pour toute l'amplitude du GBF en préparation lors du montage, faire les mesures et calculs qu'on réutilisera lors de la présentation (ne plus éteindre le GBF).

Plutôt que de considérer la BP à - 3dB (qui ne signifie rien pour une mesure puisque alors $\Delta V/V = 40\%$), on s'arrêtera dès que l'erreur dépasse 3 %, ceci afin de tenir compte de la précision intrinsèque des multimètres et de celle du GBF. Ce choix étant arbitraire, il faut signaler que les limites en fréquences que l'on va obtenir sont indissociables de l'erreur maximale admissible que l'on s'est fixé

Manipulation :

Travailler en sinusoïdal. Pour chaque appareil, calculez pour la valeur efficace les valeurs de V_{mes} à $\pm 3\%$. Augmentez la fréquence jusqu'à sortir de l'encadrement.

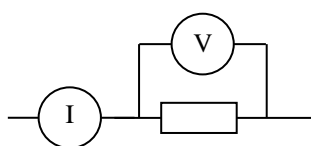
	Scope	V_1	V_2	V_3
V_{mes}				
Encadrement à 3%				
F_{sup}				

Comparez ces résultats avec les données du constructeur (cf. notice des appareils). Quel instrument peut-on considérer comme un étalon concernant le comportement en fréquence ?

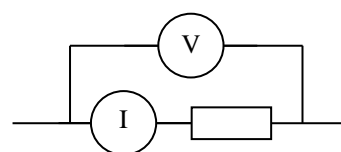
II.3 Montages amont, aval

Lorsqu'on veut mesurer simultanément le courant circulant dans un dipôle et la tension à ses bornes, deux solutions sont possibles pour disposer les appareils de mesure :

montage aval (courte dérivation)



montage amont (longue dérivation)

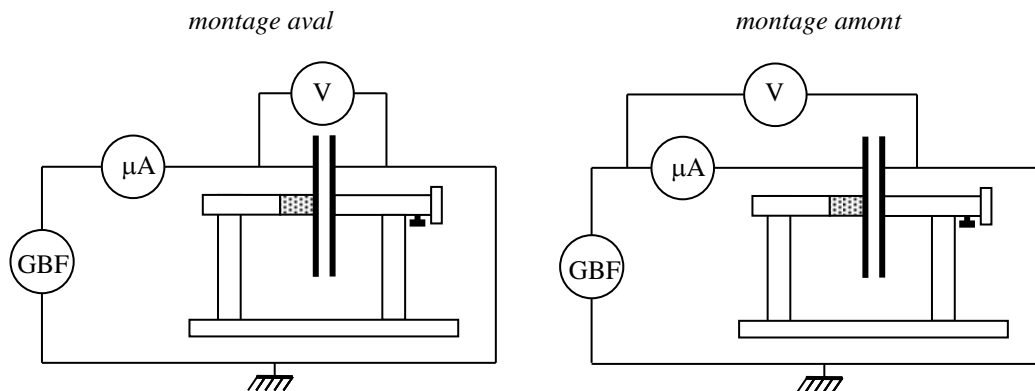


Les deux solutions induisent des erreurs systématiques si on tient compte des impédances d'entrée des appareils. Le montage aval conduit à surestimer le courant circulant dans le dipôle étudié

puisque le courant mesuré est susceptible de circuler dans le dipôle et le voltmètre. Le montage amont conduit à surestimer la tension aux bornes du dipôle étudié puisqu'elle tient compte de la chute de tension apparaissant aux bornes de l'ampèremètre ($V_C = Z_{\text{amp}}.I$). Compte tenu des performances actuelles des appareils numériques, le montage aval est celui qui introduit en général le moins d'erreur car l'impédance d'entrée sur la fonction voltmètre est très forte (typiquement 10 M Ω et jusqu'à 1000 M Ω pour certains) \rightarrow tant qu'on ne mesure pas des impédances trop fortes, on peut alors considérer que la fonction voltmètre est plus « parfaite » que la fonction ampèremètre. Si c'est le cas la plupart du temps, il faut cependant faire attention, notamment lorsqu'on utilise les appareils en alternatif. La manipulation suivante en est un exemple. Elle consiste à mesurer une capacité par la méthode du voltmètre ampèremètre (cf. [4], p. 125-126).

Montage :

On applique cette méthode au condensateur d'Aepinius (son étude peut permettre de vérifier la formule fondamentale du condensateur plan). Cependant, du fait de la faible valeur que l'on va mesurer (de l'ordre de la centaine de pF), cette mesure apparemment simple doit être réalisée avec certaines précautions. Pour le comprendre, testez les deux montages suivants :



GBF = signal sinusoïdal ≈ 5 kHz, amplitude \approx maximum

μA , V : Métrix MX 54 et MX 56

C : condensateur d'Aepinius ($e = 1$ ou 2 mm)

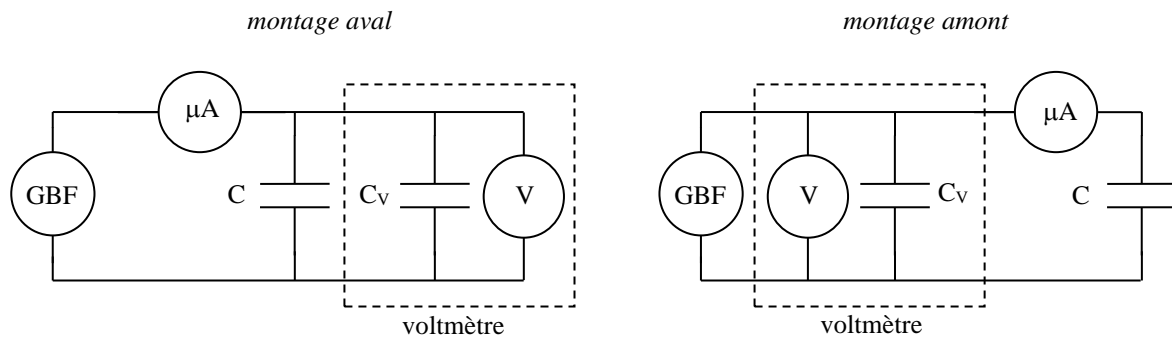
Prendre les fils les plus courts possibles. Pour que la valeur de I soit mesurable, il faut prendre la fréquence la plus grande possible (car $I = U.C.\omega$) compte tenu de la bande passante des appareils (consultez leur notice) ce qui justifie le choix de la fréquence. Mesurez I et U dans les deux cas de figure. En déduire la valeur de la capacité par la relation $C = I/(U\omega)$. Comparez les résultats à une mesure au RLC mètre ELC 3131D (calculs d'incertitude à faire).

Analyse :

Par rapport à ce qui est préconisé en [4], p. 126, c'est le montage amont (courte dérivation) qui doit donner ici le meilleur résultat. Cela veut dire alors que l'impédance du voltmètre n'est pas assez forte. Ce résultat peut sembler étonnant car si vous calculez l'impédance $1/C\omega$ du condensateur, vous devez trouver une valeur nettement inférieure à celle du voltmètre ! L'explication fait appel à un modèle plus fin de l'impédance d'entrée du voltmètre en alternatif. Elle est en réalité constituée d'une résistance et d'une capacité en parallèle. Le constructeur (consultez la notice de l'appareil) donne les valeurs suivantes :

11 M Ω en parallèle avec 100 pF environ.

Si vous calculez l'impédance $1/C\omega$ du multimètre à la fréquence de travail, vous constaterez qu'elle est nettement plus faible que sa résistance et qu'elle est dans l'ordre de grandeur de celle à mesurer. On peut alors redessiner les deux montages en considérant un voltmètre parfait associé principalement avec une capacité en parallèle :



On comprend alors pourquoi le montage aval donne de mauvais résultats puisqu'on a alors l'association de deux capacités en parallèle qui s'ajoutent. Dans le cas du montage amont, la tension mesurée est pratiquement la même sur les deux condensateurs (à la chute de tension dans l'ampèremètre près) mais le courant que l'on mesure est uniquement celui qui circule dans la résistance de mesure.

Voici à titre indicatif le résultat d'une série de mesure : mesure au RLC mètre $\rightarrow C = 436 \text{ pF}$
 mesure aval $\rightarrow C = 491 \text{ pF}$
 mesure amont $\rightarrow C = 432 \text{ pF}$

On a un bon accord entre la mesure au RLC mètre et la mesure amont (calculs d'incertitude à faire !). La mesure aval donne une valeur supérieure. La mesure de la capacité d'entrée du voltmètre au RLC mètre donne 60 pF . La mesure aval correspond donc bien à la somme des deux capacités (Voltmètre + condensateur d'Aepinius).

Remarque :

La chute de tension dans l'ampèremètre doit être négligeable pour que le montage amont marche \rightarrow vous pouvez le vérifier expérimentalement en mesurant cette chute de tension (comparez avec la tension à mesurer). Le cas que l'on vient de voir est cependant assez exceptionnel. La plupart du temps, le montage aval est celui qui marche le mieux et on peut souvent se contenter d'un modèle résistif pour l'impédance d'entrée d'un voltmètre.

III CAS DES SIGNAUX HORS GAMME COURANTE

Dans ce cas, on a deux types de solutions pour pouvoir les mesurer : l'amplification (l'atténuation) pour les signaux faibles (forts) ou le recours à une méthode de mesure indirecte.

III.1 Mesure d'un faible courant

Les multimètres les plus courants deviennent inopérants lorsqu'il s'agit de mesurer des courants de l'ordre du micro ampère ou moins. Il faut alors avoir recours à des appareils spécifiques. A Rennes, on dispose pour ce faire d'un nano ampèremètre à aiguille. On s'en servira pour tester un montage permettant la mesure à peu de frais d'un courant continu pouvant aller jusqu'au nano ampère.

III.1.1 Prise en main du nano ampèremètre

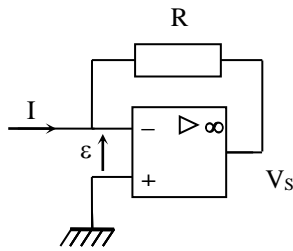
L'appareil dont on dispose (Métrix VX 102A) permet la mesure de faibles courants et de faibles tensions (se placer en position courant : $I \times 1$). Il met à profit la grande sensibilité d'un galvanomètre associé à un amplificateur électronique \rightarrow Il possède deux réglages de zéro, l'un mécanique pour le galvanomètre, l'autre électronique pour l'amplificateur.

Réglage du zéro :

L'appareil étant éteint, ajustez le zéro mécanique de l'appareil en tournant la vis noire située juste en dessous de l'affichage. Allumez l'appareil, laissez le chauffer une vingtaine de minutes afin qu'il atteigne un régime d'équilibre thermique. Le câble de mesure étant en circuit ouvert, ajustez alors le zéro de l'appareil en utilisant les molettes situées à droite de l'appareil ; commencez par le calibre le plus élevé puis augmentez progressivement la sensibilité. Revenir au calibre le plus élevé une fois ce réglage effectué.

III.1.2 Réalisation du montage de mesure

Il est déjà décrit au § 1.2 :



Si on suppose l'impédance d'entrée de l'ampli op comme infinie, le courant à mesurer I circule intégralement dans la résistance R . Si on suppose l'ampli op parfait, on a $\varepsilon = 0 \Rightarrow V_- = V_+ = 0$

On a donc $V_- - V_s = R \cdot I$ d'où $V_s = -R \cdot I$ puisque $V_- = 0$.

Le courant à mesurer est converti en tension. Sa multiplication par R peut permettre une mesure avec un appareil classique.

Montage réel :

Les amplificateurs opérationnels ne sont pas parfaits dans la pratique \rightarrow il faut compenser leur offset en réalisant le montage suivant (cf. [1], p. 82) :

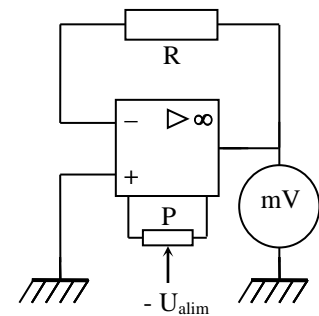
AO : 081 ou 071 (pourquoi à votre avis ?)

Si possible, l'alimenter avec une source symétrique possédant aussi une sortie 5 V pour la suite (cf. ci après)

R : 500 k Ω AOIP

P : potentiomètre multi tour 100 k Ω

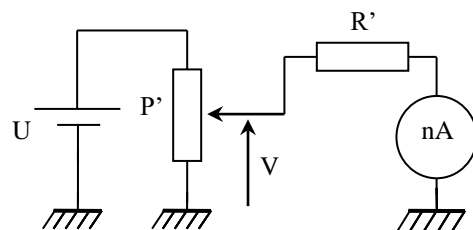
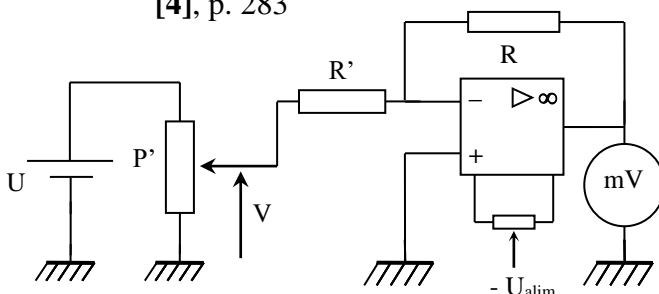
Ajustez le réglage du potentiomètre pour annuler au mieux la tension de sortie. On conseille de faire ce réglage une fois que le montage est en régime d'équilibre thermique.

III.1.3 Mesure d'un faible courant

On propose de tester le montage pour des courants allant du μA jusqu'au nA et comparer le résultat à celui du nA dont on dispose.

Montage :

[4], p. 283



U : alimentation 0-5 V \rightarrow prendre celle de l'alimentation MT 133

P' : potentiomètre 0 – 200 Ω

R' : AOIP \times 100 k Ω , AOIP \times 1 M Ω , résistances tubes AOIP 10 M Ω

Le courant à mesurer I est produit à l'aide d'un générateur de tension V alimentant une résistance R' ($I = V/R'$). Etant donné la valeur des courants que l'on veut étudier, il faut une tension V faible et des résistances R' fortes. La faible tension est obtenue à partir d'une alimentation continue U alimentant un potentiomètre P' . On mesure le courant ainsi produit à l'aide du montage précédent ainsi qu'avec le nano ampèremètre. La manipulation peut être allégée en n'utilisant que le montage et en comparant la mesure effectuée au calcul $I = V/R'$.

Ajustez le potentiomètre P' de façon à avoir une tension V d'environ 200 mV (mesurez de temps en temps la tension V pour vérifiez qu'elle reste stable). Calculez l'incertitude sur cette valeur. Ne pas conserver le voltmètre qui a servi à la mesure par la suite (pourquoi à votre avis ?). Pour différentes valeurs de R' , mesurez le courant à l'aide du montage (on rappelle que $V_S = -R.I$) ainsi qu'avec le nano ampèremètre. Voici à titre indicatif le résultat d'une série de mesure avec $V = 187$ mV.

$R' \text{ (M}\Omega\text{)}$	0,1	0,3	1	5	10	20	30
$I_{\text{calc.}} \text{ (nA)}$	1870	623	187	37,4	18,7	9,35	6,2
$I_{\text{mont.}} \text{ (nA)}$	1870	625	185	37	18,3	9,1	6
$I_{VX 102A} \text{ (nA)}$	1900	620	185	37,5	18,5	9,4	6,3

Il faut bien entendu calculer les incertitudes sur les différentes valeurs. Conclure alors quant à l'efficacité du montage proposé. Peut-on considérer le générateur V comme une source de tension parfaite (comparez la résistance interne de la source par rapport aux valeurs de R') ?

Applications possibles :

On peut mesurer le courant inverse d'une diode (1N4148 par exemple) et comparer le résultat obtenu avec la donnée constructeur ($V_{\text{inv}} = 20\text{V}$, $T = 25^\circ\text{C} \rightarrow I_{\text{inv}} = 25$ nA au max). Il est fort probable qu'il y ait une différence notable. Ceci est dû principalement au fait que le courant inverse dépend fortement de la température (on peut le montrer en chauffant la diode avec un sèche-cheveux $\rightarrow I_{\text{inv}}$ doit fortement augmenter). On peut aussi mesurer le courant inverse d'une photodiode (cf. [6]) et montrer que I_{inv} est proportionnel à l'éclairement E en interposant des filtres gris de densité connue ou mesurer le courant issu d'un ohmmètre sur un faible calibre et comparer à la donnée constructeur.

III.2 Mesure d'une faible tension

Les très bons multimètres permettent des mesures allant jusqu'à la centaine de μV ce qui nous suffit en général. Si on veut effectuer des mesures en dessous de cette valeur, on a recours à des microvoltmètres. Ceux-ci sont basés sur un principe similaire au nano ampèremètre (amplificateur + détecteur sensible).

Manipulations possibles :

Les mesures de la conductivité électrique du cuivre (cf. montage « Phénomènes de transport ») ou de l'effet Hall dans un métal (cf. montage « Métaux ») nécessitent la mesure d'une faible tension. Celle-ci se situant dans le bas de la gamme de l'appareil, on peut amplifier le signal à mesurer à l'aide d'un amplificateur inverseur à AO par exemple (il faut alors compenser l'offset).

III.3 Courants forts : la pince ampère métrique

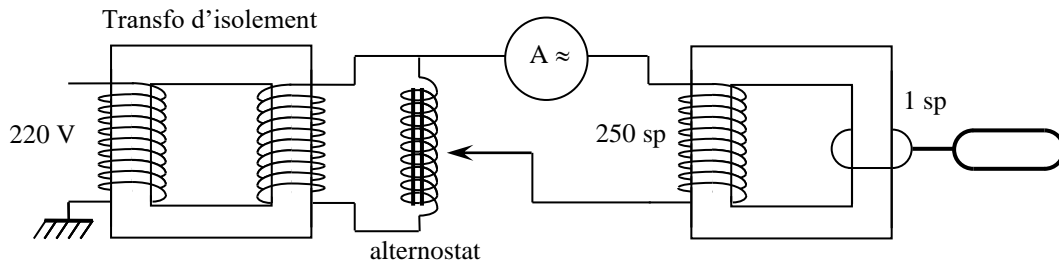
La plupart des multimètres courants ne permettent pas la mesure de courant supérieur à 10 – 20 A. Au delà, on a recours aux pinces ampère métriques. Ces instruments effectuent une mesure indirecte du courant.

III.3.1 Pinces fonctionnant en alternatif

Celles-ci utilisent les lois du transformateur. Le fil dans lequel circule le courant à mesurer passe dans un noyau ferromagnétique

et constitue le primaire du transformateur. Le secondaire est constitué d'un bobinage inclus dans la pince et refermé sur un détecteur de courant à faible impédance → on utilise alors la loi sur les courants. Le principal problème ici consiste à créer un courant suffisamment fort pour que la mesure soit réaliste.

Manipulation :



Ce montage permet de faire circuler un courant très fort. Il illustre le principe du chauffage par induction (cf. [4] à « Transformateurs »). Bien ajuster le montage du transformateur pour éviter les fuites. Centrez avec soin la pince de chauffage par induction autour du noyau du transformateur. La fixer sur un pied. Augmentez la tension au primaire avec l'alternostat jusqu'à atteindre 0,8 A au primaire (mesurez ce courant avec un **multimètre RMS**). Insérez la pince ampère métrique dans le secondaire. Notez la valeur du courant dès que la valeur est stable. Le secondaire étant ici en court-circuit, on peut utiliser la loi des courants $I_2 = N_1 I_1 / N_2$ pour vérifier le résultat. Il y a cependant de fortes chances que vous ayez un écart notable entre la mesure et la valeur attendue. Ceci est principalement dû au transformateur utilisé qui s'éloigne considérablement du modèle idéal. Il faut cependant savoir que la loi des courants se vérifie assez bien sur un transformateur industriel en court circuit (cf. montage « Conversion de puissance électrique »). Pour mieux valider le résultat obtenu, on peut faire la mesure avec d'autres pinces pour vérifier que les mesures se recoupent.

Remarque :

Le secondaire étant fermé sur lui-même, ce courant circule sous une tension pratiquement nulle → pas de danger d'électrocution. Par contre, comme la spire a une résistivité faible, mais non nulle, elle s'échauffe par effet Joule → Risques de brûlures.

III.3.2 En continu

Certaines pinces ampère métriques permettent même des mesures en continu. Elles utilisent alors une sonde à effet Hall qui mesure le champ magnétique créé par la circulation du courant dans le fil. Pour le confirmer, passez l'alimentation précédente en continu ; utilisez une pince de ce genre (Chauvin Arnoux F 25 par exemple). Notez l'influence de l'alignement de la sonde sur la mesure.

III.4 Hautes tensions : les sondes atténuatrices

Le principe qui régit ce type de mesure fait appel à l'atténuation du signal.

III.4.1 Pour voltmètre

L'impédance d'entrée d'un voltmètre étant principalement résistive en basses fréquences, il suffit de faire un pont diviseur avec des résistances étalons. On ne propose pas de manipulations sur le sujet.

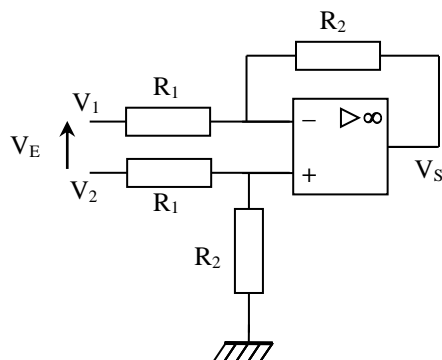
III.4.2 Pour oscilloscope

Si dans le cadre des montages, on a rarement besoin de mesurer des signaux forts qui sortent de la gamme des multimètres, c'est plus fréquent pour les oscilloscopes (surtout avec certains oscilloscopes numériques où le calibre maximum est de 5

V/div). Le principe de mesure consiste encore à atténuer le signal à observer. On propose ici d'étudier une sonde atténuatrice particulière : la sonde différentielle.

Montage :

[1], § 6.1.5, page 90.



Si on suppose l'AO parfait, on a : $V_+ = V_- = V$.

L'application de la loi des courants en V_+ et V_- donne :

$$\frac{V_1 - V}{R_1} = \frac{V - V_s}{R_2} \quad (a)$$

$$\frac{V_2 - V}{R_1} = \frac{V}{R_2} \quad (b) \rightarrow V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2 \quad (c)$$

$$(c) \text{ dans } (a) \rightarrow V_s = R_2 \left[V \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} - \frac{V_1}{R_1} \right] \quad (d)$$

$$\rightarrow (b) \text{ dans } (d) \Rightarrow V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) = -\frac{R_2}{R_1} V_E$$

Pour que la relation soit valable, il faut que le rapport des résistances R_2/R_1 soit exactement le même dans les deux branches du circuit \rightarrow testez les résistances au multimètre (prendre $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ et $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$). On peut se servir de ce montage pour visualiser directement la tension du secteur (**passer par une multiprise avec interrupteur pour plus de sécurité**). En déduire de V_{\max} la valeur $V_{\text{eff}} \approx 220 \text{ V}$. Comparez le résultat obtenu à celui que donne un multimètre RMS. Ce montage présente plusieurs avantages : il est différentiel et il atténue mais on peut aussi réaliser une amplification en inversant le rapport des résistances (sa bande passante sera cependant d'autant plus limitée que l'amplification sera grande). Son impédance d'entrée est en revanche moins bonne que celle d'un appareil classique.

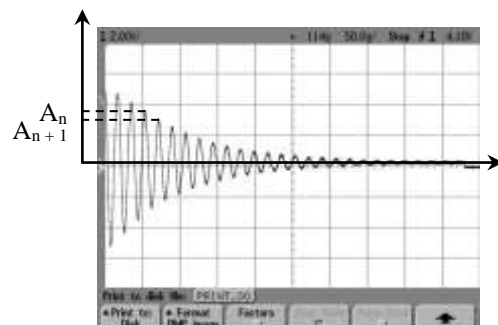
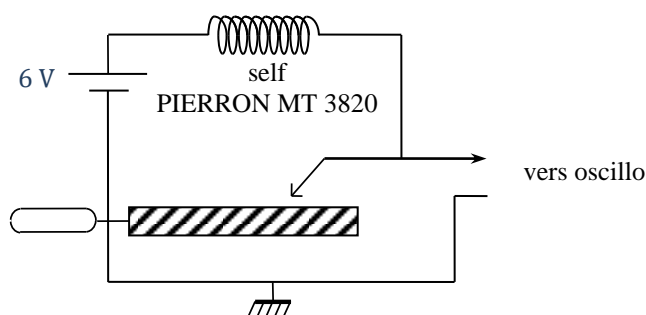
IV AUTRES CARACTERISATIONS DES TENSIONS ET COURANTS

IV.1 Etude d'un régime transitoire

[4], p. 40

Montage :

On propose l'expérience classique de la râpe. Prendre une alimentation de puissance et une self pouvant supporter les pointes de courant lors des contacts. Utilisez un cordon d'adaptation BNC-circuit imprimé pour faire le contact avec la râpe. Envoyez le signal à un oscilloscope à mémoire **via une sonde atténuatrice** (on peut atteindre des surtensions de 200 V !). Observez au noir les étincelles lorsque l'on passe la pointe sur la râpe et enregistrez un transitoire (oscilloscope en mode SINGLE).



Le signal obtenu est du type $v(t) = Ae^{-mt}\cos(\omega t + \varphi)$ avec m le coefficient d'amortissement. On peut mesurer ce coefficient (qui est une caractéristique du signal observé) en mesurant le décrément logarithmique δ avec un oscilloscope à curseurs :

$$\left. \begin{array}{l} A_n \leftrightarrow A e^{-mnT} \\ A_{n+1} \leftrightarrow A e^{-m(n+1)T} \end{array} \right\} \rightarrow \delta = mT = \ln \frac{A_n}{A_{n+1}}$$

Déduire de la mesure de T , A_n et A_{n+1} , la valeur de δ puis celle de m .

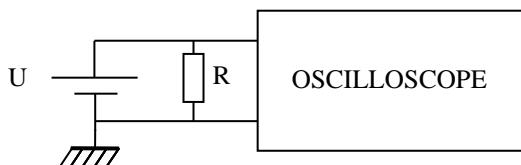
Cette manipulation illustre le principe d'un démarrage de voiture (batterie 6 V \rightarrow transitoire 50V). Le décrément logarithmique caractérise l'atténuation du transitoire.

IV.2 Mesure du taux d'ondulation d'une alimentation continue

Ce type de source fournit une tension continue à partir du secteur qui est alternatif. Il peut subsister une ondulation résiduelle lors du lissage de la tension alternative. Le taux d'ondulation quantifie le degré du lissage. Les alimentations du commerce ont en général un taux d'ondulation très réduit ce qui rend difficile l'observation de l'ondulation résiduelle. On propose deux manipulations possibles.

Manipulation 1 :

Testez plusieurs alimentations et prenez celle qui a l'ondulation la plus forte. On peut augmenter l'ondulation en faisant débiter l'alimentation dans une résistance de charge :



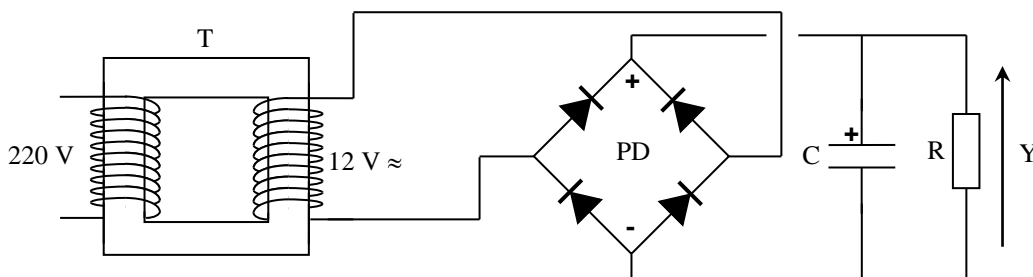
U : alimentation ABT 1512 \rightarrow prendre la sortie variable 0 - + 12 V.

R : prendre un rhéostat de l'ordre d'une centaine d'ohm

Visualisez l'ondulation résiduelle de cette alimentation continue en augmentant fortement la sensibilité de l'oscilloscope en position AC. Notez la fréquence de cette ondulation et comparez-la à celle du secteur. Justifiez.

Manipulation 2 :

On peut aussi utiliser une ébauche d'alimentation continue (cf. [5], p. 97) et effectuer les mêmes observations que précédemment :



T : transformateur 220/12 V \approx ; PD pont de diode RB 154 ; R : rhéostat 1000 Ω

C : capacité électrochimique 1000 μ F - **Respectez sa polarité !**

Mesure :

Le taux d'ondulation vaut : $\tau_{ondulation} = V_{ondulée efficace} / V_{moy}$

La mesure de la valeur moyenne se fait simplement à l'aide d'un multimètre en position continu. La valeur efficace de l'ondulation peut être mesurée à l'oscilloscope s'il possède des curseurs. On peut aussi utiliser un multimètre RMS ne prenant en compte que la composante alternative du signal s'il

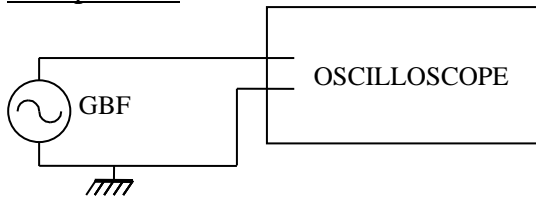
est suffisamment sensible. Le résultat peut être comparé au calcul approché suivant (cf. [1], p. 294) :

$$\tau = \frac{1}{2\sqrt{3}RCf}$$

IV.3 Mesure d'un taux de distorsion harmonique d'un GBF

Le signal sinusoïdal délivré par un GBF n'est pas parfaitement pur. On ne peut le mettre en évidence que par une analyse spectrale. On propose de mesurer son taux de distorsion et de le comparer à la donnée constructeur.

Manipulation :



GBF : GX 245 ; signal sinusoïdal

Utilisez un oscilloscope numérique possédant la fonction FFT (analyse de Fourier du signal).

Le taux de distorsion harmonique est défini de la

façon suivante : $T = \frac{\sum V_i}{V_0}$

Avec V_i = tension efficace de l'harmonique i et V_0 = tension efficace du fondamental.

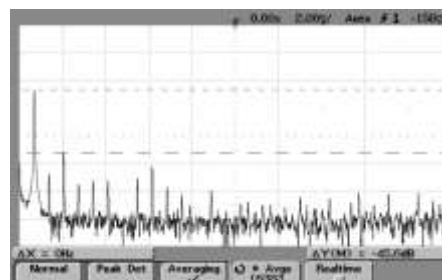
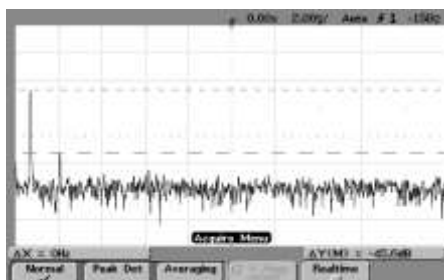
Comme on raisonne sur des sinusoïdes, $\left(\frac{\sum V_i}{V_0} \right)_{\text{EFF}} = \left(\frac{\sum V_i}{V_0} \right)_{\text{MAX}}$

L'analyseur de spectre donne des tensions en dB :

$$A_i = 20 \log \frac{V_i}{V_{\text{ref}}} \rightarrow A_i - A_0 = 20 \log \frac{V_i}{V_0} \text{ D'ou : } T = \sum_i 10^{\frac{A_i - A_0}{20}}$$

Mesure :

Faire l'analyse spectrale du signal ; mesurer l'amplitude du fondamental et des harmoniques détectés. En déduire le taux de distorsion harmonique du GBF. Comparer à sa donnée constructeur. On peut, sur cette mesure, comparer les performances des différents oscilloscopes à notre disposition en termes d'analyse spectrale. Si le GBF est de bonne qualité et allumé depuis suffisamment longtemps, on détecte en général une seule harmonique avec les oscilloscopes Tektronix TDS 2002 ou HP 54603 B. Si l'on utilise en revanche un Agilent 54621 A et si on effectue une bonne FFT, on peut en observer plusieurs (mais d'amplitude très faible) en moyennant le signal un grand nombre de fois :



La fonction moyennage est aussi disponible sur les oscilloscopes Tektro ou HP mais on n'arrive pas à avoir une dynamique de mesure aussi importante (jusqu'à 80 dB pour l'Agilent contre 60 dB environ pour les HP ou les Tektro TDS).

IV.4 Mesure de déphasage

IV.4.1 Principe d'un phasemètre

On peut réaliser un phasemètre en utilisant des portes logiques (cf. [3], p. 358 et 359) ou un multiplieur analogique (cf. [3], p. 355) → On peut comparer les résultats donnés par de tels montages à des mesures réalisées avec un oscilloscope numérique disposant de la mesure de phase. Une autre méthode de mesure de déphasage peut être envisagée à l'aide d'un oscilloscope en étudiant la figure de Lissajous entre les deux signaux → cf. [1], p. 35. Elle conserve surtout un avantage pour des mesures précises autour de $k\pi$. C'est notamment la méthode de choix pour repérer précisément la fréquence de résonance en « vitesse » d'un oscillateur sinusoïdal amorti à un degré de liberté en régime sinusoïdal forcé (cf. montage « Résonance », § II).

IV.4.2 Application

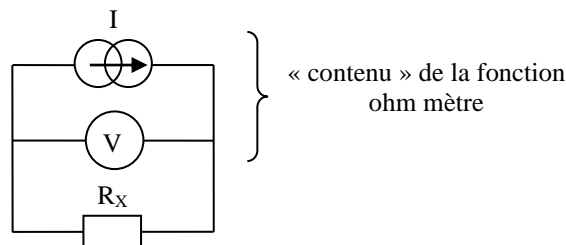
On peut aussi se servir du montage présenté pour régler le déphaseur dans l'expérience illustrant le principe d'un RLC mètre pour l'étude d'une inductance (cf. § 4.3 et [1], p. 14). On a alors un montage ou on peut illustrer simultanément deux types de mesure électrique (phases, impédance). D'autres expériences sont possibles.

V MESURES D'IMPEDANCES ELECTRIQUES

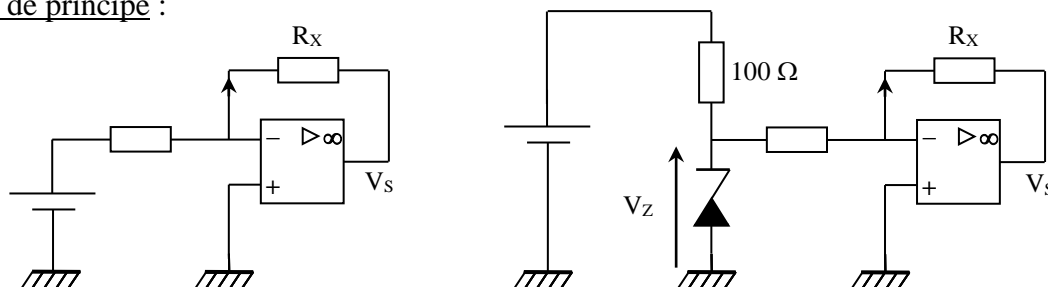
V.1 Mesure de résistance

V.1.1 Principe d'un ohm mètre

La mesure dans un multimètre se ramenant généralement à celle d'une tension continue (cf. § I), l'idée pour constituer la fonction ohm mètre dans un tel appareil est de mesurer la tension $V = R_x I$ aux bornes de la résistance R à mesurer, l'intensité I étant fournie par une source de courant stabilisée intégrée dans l'appareil :



Montages de principe :



E : tension continue de quelques volts

R_x : AOIP $\times 1 \text{ k}\Omega$; R : $1 \text{ k}\Omega$ à 0,5 % ; Zener : BZX 6,2 V

Le montage de gauche est le plus simple (il s'inspire du montage « C 40 a » de [3], p. 94). L'association E, R constitue un générateur de courant parfait tant que l'amplificateur opérationnel ne sature pas : on a en effet dans ce cas $\varepsilon = V_+ - V_- = 0 \rightarrow I = (E - V_-)/R = E/R$ tant que l'on peut négliger les courants de polarisation de l'AO et sa tension d'offset. Le problème consiste alors à

avoir une source de tension E bien définie (problématique si l'appareil est alimenté par piles). On y remédie avec le montage de droite ou on met à profit la bonne stabilité de la tension inverse des diodes Zéner (on conseille la BZX 6,2 V car c'est celle qui présente la meilleure caractéristique dans sa famille). Expliquez pourquoi l'association de la diode Zéner et de la résistance R permet d'obtenir une source de courant (cf. montage « Conversion de puissance électrique-électrique », § I.3.1) ? A quoi sert la résistance de $100\ \Omega$?

Manipulation :

Tant que l'AO ne sature pas, on a $V_S = -R_X E/R = -R_X V_Z/R$ suivant le montage → Mesurez V_S et E ou V_Z avec un multimètre précis, en déduire R_X . Si on utilise un multimètre précis, l'incertitude sur R_X est alors celle sur R soit 0,5 % avec la résistance proposée. Comparez à la donnée constructeur ou à une mesure à l'ohm mètre. Dégagez la notion de calibre : il faut choisir R selon l'ordre de grandeur de R_X .

On peut dégager les limites du montage : plus la résistance à mesurer R_X est forte, plus on doit augmenter la valeur de la résistance R pour que V_S reste en dessous de la tension de saturation de l'AO. Quelle imperfection de l'amplificateur opérationnel peut alors fausser le résultat du calcul de R_X ? Quel type d'AO choisir dans ce cas ? Plus la résistance à mesurer R_X est faible, plus on doit diminuer la valeur de R pour que V_S reste mesurable. Quels problèmes peuvent alors survenir du côté de l'AO et du côté de la diode Zéner ?

Remarque :

Un autre montage peut se trouver en [3], p. 416. Il repose sur un principe similaire mais il est un peu plus lourd à monter. Une alternative pour la mesure des faibles résistances est aussi proposée.

V.1.2 Mesure 4 fils

Cette méthode ne s'applique pas uniquement aux résistances (on peut en montrer le principe sur la mesure d'une capacité ou d'une inductance avec le RLC mètre 3131D). On y a recourt dès que l'impédance à mesurer est faible et qu'on souhaite une mesure très précise. On peut illustrer simplement l'intérêt de cette méthode sur la mesure de la valeur d'une résistance de platine utilisée en Thermométrie.

Manipulation :

Cf. montage « Thermométrie », § III.1

On peut se contenter ici de vouloir mesurer la résistance d'une PT 100 de classe A avec le montage précédent dans un mélange eau glace ($T = 0\ ^\circ\text{C}$). La valeur pour un capteur de cette classe à cette température vaut $R_0 = 100 \pm 0,06\ \Omega$ → mesurez la valeur R_0 de la résistance de platine plongée dans un mélange eau glace avec le montage précédent et calculez l'incertitude : le résultat ne doit pas recouper la valeur attendue. Refaites la mesure avec un multimètre type Keithley 2000 en 2 fils → le résultat doit recouper celui de la mesure effectuée avec le montage à AO. Reprendre alors la mesure avec l'appareil branché en 4 fils : le résultat doit maintenant recouper la donnée constructeur. Sachant que la sensibilité d'un tel capteur est d'environ 2,6 degré par ohm dans cette gamme de température, estimez l'erreur systématique qu'engendrerait une mesure en 2 fils avec cette sonde.

V.1.3 Mesure de faibles variations de résistance

Ce type de mesure est nécessaire lorsqu'on utilise des jauges de déformation. On peut alors avoir à mesurer des variations de l'ordre du dixième d'ohm sur des résistances de l'ordre de quelques centaines d'ohm → la précision requise sur la mesure de ΔR est alors hors de portée d'un ohmmètre, même numérique.

Manipulation :

Cf. montage « Capteurs », § III.2. Mesurez ε pour une charge assez faible ; en déduire ΔR . Estimez la précision de cette mesure et comparez-la à celle que donnerait un ohmmètre. On peut retrouver cette manipulation en [4], p 424 et en [1], p. 104.

V.2 Mesure de capacités

Cf. montage « Condensateur » pour les manipulations. On peut présenter une mesure par oscillateur de relaxation ou par charge à courant constant (méthodes employées dans les multimètres). La manipulation du § II.3 de ce montage rentre aussi dans cette partie.

V.3 Mesure d'inductance

L'inductance se prête bien à la présentation des techniques de mesure des parties réelle et imaginaire d'une impédance (la mesure de la partie réelle d'une capacité est en effet nettement plus difficile avec un montage didactique) comme les méthodes par pont ou par détection synchrone, même si ces techniques peuvent fondamentalement s'appliquer à toute autre impédance (un appareil dédié type RLC mètre est alors nécessaire).

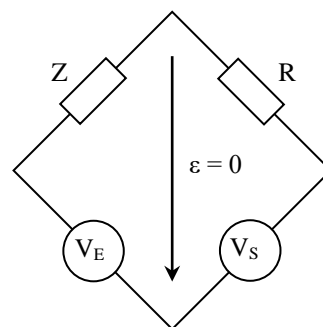
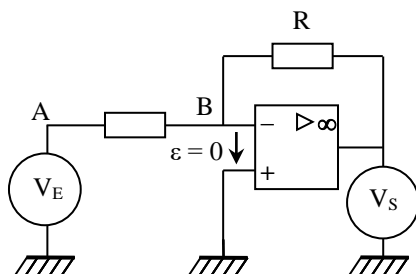
V.3.1 Par pont

C'est une méthode de zéro, donc potentiellement sensible. Se reporter au montage sur l'induction et l'auto induction pour la manipulation ou à [1], p. 20 ; [3], § « Ponts ».

Avec le développement des appareils numériques, l'intérêt des ponts de mesures a diminué pour les mesures courantes car ce sont des systèmes assez lourds à mettre en œuvre (réglage assez long). Ils conservent toutefois certains avantages : ils restent d'actualité dans les laboratoires de métrologie de haute précision, ils permettent des mesures pour différentes fréquences et ce avec un matériel limité (les RLC mètres travaillant à plus de 2 fréquences différentes coûtent très cher). Le pont de Wheatstone permet aussi la mesure de très faibles variations de résistances (cf. § V.1.3) ou la réalisation de thermomètres très sensibles (cf. [3], p. 356).

V.3.2 Technique du pont auto équilibré

Une autre technique dérivée des ponts de mesures, le pont auto équilibré, est à la base des RLC mètres les plus courants (cf. [9]). Le montage de principe a déjà été présenté dans le § V.1.1 pour la mesure d'une résistance. On parle de pont auto équilibré car le montage peut se ramener à une structure en pont pour laquelle la tension de déséquilibre est ajustée automatiquement à zéro par les propriétés de l'AO en rétroaction (il ajuste automatiquement le courant dans R pour contrebalancer celui dans Z afin de maintenir V_- à un potentiel nul afin d'avoir $\varepsilon = 0$) :



La condition d'équilibre du pont ou un raisonnement similaire au § V.1.1 conduit à la relation $|Z|.V_S = R.V_E$. On en tire le module de l'impédance inconnue Z . Les parties réelle et imaginaire de Z s'en déduisent en mesurant le déphasage φ entre V_S (qui est une image du courant circulant dans Z à π près puisque $V_S = -R.I$ car V_- et i_- sont nuls) et V_E (qui vaut V_Z puisque $V_- = 0$). On a alors $\text{Re}(Z) =$

$|Z|\cos\varphi$ et $\text{Im}(Z) = |Z|\sin\varphi$. Cette mesure est réalisée par un phasemètre (cf. § IV.4.1) intégré dans le RLC mètre.

Manipulation :

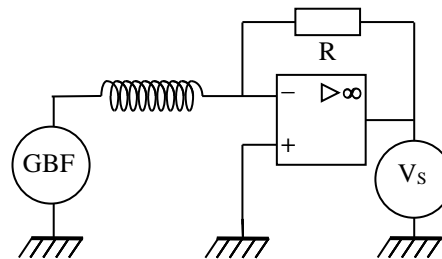
[4], p. 263 et suivantes.

La difficulté consiste à trouver une inductance permettant d'obtenir un déphasage facilement mesurable à la fréquence d'étude. Avec les inductances courantes en montage (type AOIP), cela conduit à choisir une fréquence assez basse pour éviter que φ soit trop proche de $90^\circ \rightarrow$ On peut prendre une fréquence de 120 Hz pour comparer ensuite au résultat donné par le RLC mètre 3131D. Il faut alors prendre une self d'assez forte impédance pour ne pas surcharger le GBF délivrant V_E . La résistance R ne doit pas être trop faible pour que l'AO puisse fournir le courant nécessaire et elle ne doit pas être trop forte pour que la sortie de l'AO ne sature pas en tension. Toutes ces considérations aboutissent au montage suivant :

$L : 0,2 \text{ H AOIP}$

$R : 300 \Omega \text{ à } 0,5 \%$

GBF : 120 Hz, $V_{\text{Peak Peak}} = 5 \text{ V}$



Mesures :

Mesurez les paramètres de l'inductance avec un RLC mètre, la tension aux bornes du GBF et celle en sortie du montage avec un multimètre précis. Mesurez le déphasage entre ces deux tensions à l'aide d'un oscilloscope numérique permettant ce type de mesure. Voici à titre indicatif le résultat d'une série de mesure :

Mesure à 120 Hz des paramètres de l'inductance : $L = 199 \text{ mH}$ et $r = 71 \Omega$

Mesure des tensions avec un multimètre 50 000 points : $V_E = 1,519 \text{ V}$ et $V_S = 2,726 \text{ V}$.

Mesure de la phase : $\varphi = 114^\circ$. Comme $V_S = -R.I$, la mesure de la phase doit être corrigée d'un facteur $\pi \rightarrow \varphi = 180 - 114 = 66^\circ$.

On en déduit alors : $r = |Z|\cos\varphi = \frac{R.V_E}{V_S} \cos\varphi = 68 \Omega$

$$L\omega = |Z|\sin\varphi = \frac{R.V_E}{V_S} \sin\varphi \rightarrow L = \frac{R.V_E}{\omega V_S} \sin\varphi = 202 \text{ mH}$$

On constate que la valeur de L recoupe celle du RLC mètre à moins de 2 %. Le résultat est un peu moins bon pour r avec un peu plus de 4 % d'écart (les calculs d'incertitude sont à faire). Ceci s'explique en partie par la sensibilité du résultat sur le calcul de la partie réelle à la mesure de φ . Un écart de 1 degré sur la mesure donne des différences sensibles : on obtient par exemple $r = 70,6 \Omega$ si on prend $\varphi = 65^\circ$ ou $r = 65 \Omega$ avec $\varphi = 67^\circ$. L'erreur sur φ est moins gênante sur le calcul de la partie imaginaire car le sinus est proche de 1.

V.3.3 Par détection synchrone

Se reporter au montage sur l'induction et l'auto induction ou à [1], p. 14 pour la manipulation

V.4 Cas des systèmes actifs

Les méthodes classiques ne peuvent pas s'appliquer à de

tels systèmes On a alors recours en général à une méthode basée sur la comparaison avec une autre impédance (cf. [1], p. 117).

Manipulation :

On peut utiliser la méthode de la tension moitié pour mesurer la résistance de sortie d'un GBF. On peut aussi mesurer les impédances d'entrée et de sortie d'un amplificateur à transistor monté en émetteur commun et comparer aux valeurs attendues (cf. montage « Amplification » ou [1], p. 124 ou [3], p. 160). Cette méthode peut aussi servir à étudier l'impédance d'entrée d'un oscilloscope (cf. [1], p. 26).

VI MESURE DE PUISSANCE

La mesure des puissances peut aussi rentrer dans le cadre de ce montage. Des idées de manipulation peuvent être trouvées dans les montages « Amplification », § III.5.3 ou « Conversion de puissance électrique-électrique », § 2.4. On trouve d'autres montages en [3], p. 385 ou [4], p. 430 et suivantes. On y présente aussi le principe de fonctionnement des wattmètres numériques qu'il est bon de connaître.

Bibliographie :

- [1] : Duffait : Expériences d'électronique - Agrégation de physique – Bréal
- [2] : Datté Della Maestran : Ampli. Op. - Vuibert
- [3] : Quaranta III
- [4] : Quaranta IV nouvelle édition (Electricité et Applications)
- [5] : Vauschelles : TP d'électronique - Agrégation de Sciences Physiques
- [6] : Sextant : Optique instrumentale
- [7] : Berté Fagot Martin : Electricité pratique - Tome 1
- [8] : Quaranta I
- [9] : Dossiers « Impedance Measurement Handbook » et « LCR/Impedance

Measurement Basics » disponibles sur le site Agilent