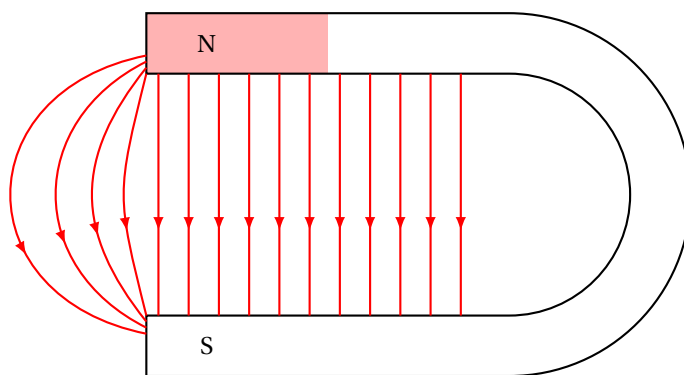

Fascicules de TP

Électromagnétisme



Préambule

Ce fascicule contient les énoncés des sept séances de travaux pratiques d'électromagnétisme. Il a pour but de vous aider à réaliser des expériences de base, que vous pourrez présenter lors de vos leçons et montages. Chaque TP contient de nombreuses expériences, et il sera difficile de toutes les réaliser au cours d'une seule séance. Les expériences dites de "seconde lecture" ne sont pas indispensables pour la première séance sur le sujet et vous pouvez donc les réaliser uniquement si vous avez le temps. Il sera possible de revenir dessus au cours des moments libres ou des séances de révisions plus tard dans l'année. Cependant, ce fascicule n'est pas exhaustif, et il est tout à fait possible (et même conseillé) de développer de nouvelles expériences au cours de l'année. Vous pouvez alors demander aux responsables, encadrants et techniciens des conseils si vous avez besoin pour concevoir et monter de nouvelles expériences pertinentes.

Une séance de TP se prépare à l'avance. Il faut arriver en séance de TP en sachant quelles expériences vous voulez réaliser, pourquoi vous la faite et avoir compris un minimum la théorie sous-jacente. À partir de cette année, le jour de l'oral vous aurez accès à internet (pages uniquement publiques sans mot de passe et accessibles par tous). Cela ne vous empêche en aucun cas de vous renseigner où il est possible de trouver ces expériences dans les livres et de porter un regard critique sur celles-ci. Ce fascicule est une base de travail mais les manipulations que vous allez présenter le jour J doivent être personnelles, abouties et réfléchies.

Ce fascicule est une sélection de manipulations non exhaustive qui peut aussi contenir quelques erreurs. Si vous avez des requêtes, ajouts ou correction de ce fascicule, vous pouvez contacter le responsable des TP, [jeremy.ferrand\[at\]ens-lyon.fr](mailto:jeremy.ferrand[at]ens-lyon.fr) (merci pour les futures promotions d'agrégatifs qui bénéficieront de ces ajouts). Enfin, je tiens à remercier Charles-Edouard Lecomte, Vincent De Zotti et Valentin Raban pour la rédaction de ce fascicule.

Bon travail à tous,

Jérémy Ferrand, responsable des TP de la préparation à l'agrégation de Physique

Table des matières

1. Production et mesure de champs magnétiques	3
1. Production d'un champ magnétique par un aimant permanent.	3
2. Production d'un champ magnétique par une bobine	3
3. Production d'un champ magnétique par un électroaimant	4
4. Mesure de champs magnétiques	6
2. Milieux magnétiques	10
1. Rappels sur les milieux magnétiques	10
2. Étude de milieux magnétiques linéaires : diamagnétisme et paramagnétisme	11
3. Étude d'un milieu magnétique non-linéaire : ferromagnétisme	14
3. Conversion électrique	19
1. Transformateur	19
2. Redressement et lissage.	25
3. Hacheur (en seconde lecture)	28
4. Moteurs et génératrices	31
1. Principe de la conversion de puissance électromécanique : les rails de Laplace	31
2. La machine à courant continu (MCC)	32
3. Les machines à courant alternatif.	37
4. Un exemple de moteur thermique : le moteur de Stirling	39
5. Capteurs et mesures physiques	42
1. Principes fondamentaux	42
2. Exemples de capteurs de déplacement	44
3. Accéléromètre	47
4. Capteurs de force	50
5. Autres capteurs	52
6. Hyperfréquences	53
1. Présentation du banc hyperfréquence	53
2. Expériences avec le banc hyperfréquence	55
3. Loi de Malus dans le domaine hyperfréquence avec un ensemble émetteur-récepteur	58
7. Matériaux	59
1. Conduction thermique dans les métaux	59
2. Propriétés électriques	61
3. Diffraction d'électrons par le graphite.	66

Production et mesure de champs magnétiques

Bibliographie

- ✍ [Duffait CAPES] : R. DUFFAIT, *Expériences de physique - CAPES de sciences physiques*, Bréal (2011)
- ✍ [Quaranta III] : D. AUBERT, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome III : L'électronique*, Pierron (2004)
- ✍ [Quaranta IV] : J.-M. DONNINI et L. QUARANTA, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome IV : Électricité et applications*, Pierron (2004)

1 Production d'un champ magnétique par un aimant permanent

✍ [Quaranta IV] à « Ferromagnétisme »

Les matériaux ferromagnétiques durs ont la capacité de conserver un champ magnétique rémanent B_r en l'absence d'excitation magnétique extérieure. Ils sont utilisés pour produire des aimants permanents.

Observer la direction des lignes de champs produites par des aimants permanents P63 de différentes géométries (aimant en fer droit, aimant en fer en U et aimant en néodyme par exemple) en les posant sur la plaquette P63.5 composée de petites boussoles (il est possible de projeter cette expérience en posant la plaquette sur un rétroprojecteur). Mesurer l'ordre de grandeur du champ magnétique rémanent B_r de chaque aimant avec un teslamètre (P64.34 par exemple). Comme le champ est vectoriel, la mesure doit être réalisée en plaçant l'extrémité de la sonde perpendiculairement au champ \vec{B} . On obtient typiquement des champs de 10 à 100 mT pour ces aimants.

Les aimants permanents ont de nombreuses applications : disque dur, haut-parleur, moteur... Le champ magnétique produit par un aimant peut être intense, mais il est difficile de le faire varier. On préférera dans ce cas le générer avec une bobine.

2 Production d'un champ magnétique par une bobine

✍ [Quaranta IV] à « Magnétostatique », [Duffait CAPES] p.89-90

2.1 Bobine plate

D'après la loi de Biot et Savart, une bobine plate constituée de N spires de rayon R et parcourue par un courant I produit sur son axe x un champ magnétique :

$$B(x) = \frac{\mu_0 N I}{2R} \left(1 + \frac{x^2}{R^2} \right)^{-3/2}$$

Relier l'une des deux bobines de Helmholtz du dispositif P64.18 à un générateur de courant continu (P53.13 par exemple), et éloigner l'autre bobine pour le moment. Alimenter le circuit avec une intensité $I = 5$ A, on la mesure à l'aide d'un ampèremètre en série (attention à ne pas dépasser 7 A), il faut vérifier qu'elle ne varie pas au cours de l'expérience. Pour mesurer le champ magnétique sur l'axe de la bobine, on utilise le teslamètre P64.35 car la sonde peut se fixer sur l'axe du dispositif. Régler la mesure sur B_x , calibre sur 20 mT, et réaliser la mise à zéro loin de la bobine.

Mesurer le champ B en différentes positions x sur l'axe, tracer $B(x)$ sur Regressi, puis l'ajuster selon un modèle :

$$B(x) = a \times (1 + (x - b)^2 / R^2)^{-3/2}$$

avec $R = 6,5$ cm (le paramètre b permet de prendre en compte un éventuel décalage de l'origine). Sachant que $N = 95$ spires, remonter à $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

La modélisation est en bon accord avec les valeurs expérimentales car la bobine est plate, ce ne serait pas le cas pour un solénoïde étendu. Le champ produit est maximal au centre de la bobine, mais il décroît rapidement en s'éloignant. Pour obtenir un champ quasi-constant, il faut alimenter les deux bobines.

2.2 Bobines de Helmholtz

Le dispositif des bobines de Helmholtz est constitué de deux bobines identiques de même rayon R , de même axe, distantes de R et parcourues par la même intensité I de manière à obtenir les deux champs magnétiques dans le même sens. Le champ résultant entre les deux bobines est alors quasi-constant et vaut :

$$B(|x| \leq R) \approx \frac{8}{5\sqrt{5}} \frac{\mu_0 N I}{R}$$

Espacer les deux bobines de Helmholtz de $R = 6,5$ cm, puis les alimenter toutes les deux en série avec le générateur, de manière à obtenir les deux champs magnétiques dans le même sens (alimenter les bobines l'une après l'autre pour vérifier).

Pour un courant $I = 5$ A, mesurer le champ B en différentes positions x . Constater qu'il est à peu près constant entre les deux bobines, puis le comparer à sa valeur théorique pour remonter à μ_0 .

Les bobines de Helmholtz permettent de produire un champ constant, mais elle peuvent aussi permettre d'obtenir un gradient de champ constant.

2.3 Bobines en configuration anti-Helmholtz

En inversant le sens du courant pour l'une des bobines de Helmholtz, on obtient des bobines en configuration « anti-Helmholtz ». Le champ résultant entre les deux bobines est alors à gradient constant et vaut :

$$B(|x| \leq R) \approx \frac{48}{25\sqrt{5}} \frac{\mu_0 N I}{R^2} x$$

Inverser les branchements de l'une des bobines de Helmholtz pour passer en configuration anti-Helmholtz. Pour un courant $I = 5$ A, mesurer le champ $B(x)$ pour différentes positions x . Constater qu'il évolue linéairement entre les deux bobines, puis calculer son gradient et remonter à μ_0 .

Le champ magnétique produit par une bobine est facilement contrôlable, mais son amplitude est faible (environ 0,1 T au maximum). Pour obtenir des champs intenses et contrôlés, nous allons coupler les champs produits par des bobines aux propriétés des matériaux ferromagnétiques : c'est le principe de l'électroaimant.

3 Production d'un champ magnétique par un électroaimant

✎ [Quaranta IV] à « Électroaimant »

3.1 Principe

Le principe d'un électroaimant est illustré en figure 1.1. Il est constitué d'un circuit magnétique de longueur L , ouvert au niveau d'un entrefer d'épaisseur e , et enlacé par une ou plusieurs bobines comprenant au total N spires alimentées par un courant I .

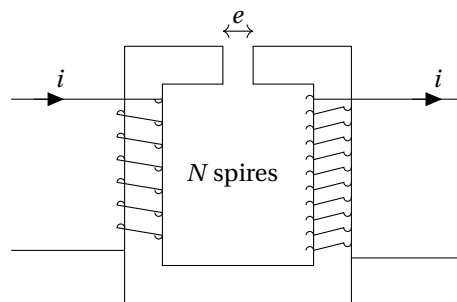


FIGURE 1.1 – Principe d'un électroaimant.

Le circuit, composé d'un matériau ferromagnétique (fer doux le plus souvent), permet d'obtenir un champ magnétique intense et de le canaliser le long du circuit. Le fer doux présente l'avantage d'avoir une hystérésis magnétique faible, et il peut

être feuilleté (assemblage de fines plaques les unes sur les autres) pour réduire l'apparition de courant de Foucault lorsqu'il est alimenté en courant alternatif.

En faisant l'approximation que le champ magnétique B est constant et continu dans le fer et l'entrefer, on a :

$$B = \mu_0 \mu_r H_{\text{fer}} = \mu_0 H_{\text{entrefer}}$$

Or en appliquant le théorème d'Ampère le long d'une ligne de champ, on obtient :

$$H_{\text{fer}} L + H_{\text{entrefer}} e = NI$$

On en déduit :

$$B = \frac{\mu_0 NI}{e + \frac{L}{\mu_r}}$$

La perméabilité relative μ_r du fer doux est généralement très grande (de 10^2 à 10^4). On peut alors considérer que $e \gg L/\mu_r$ pour un entrefer d'épaisseur supérieure à quelques millimètres, d'où un champ magnétique :

$$B \approx \frac{\mu_0 NI}{e}$$

Sur la plupart des électroaimants, il est possible de changer la forme des pièces de l'entrefer. On préférera utiliser des pièces plates (cylindriques) pour obtenir un champ uniforme sur toute la surface, et des pièces tronconiques (troncs de cônes) pour obtenir un champ plus intense mais non-uniforme.

3.2 Caractéristique $B = f(e)$

Visser les pièces plates cylindriques (dans la boîte P66.10) de chaque côté de l'entrefer de l'électroaimant P66.30.

Comme l'épaisseur de l'entrefer e est difficile à mesurer directement, il est plus simple de mesurer la distance e' entre les carcasses des deux bobines, puis de soustraire la largeur e_0 des pièces plates.

Rapprocher les deux bobines jusqu'à ce que les pièces plates soient en contact, puis mesurer au pied à coulisse la largeur e_0 entre les carcasses. Écarter ensuite l'entrefer de quelques centimètres.

Régler le zéro du teslamètre P64.34 loin de l'électroaimant avant de commencer les mesures : appuyer sur MENU, sélectionner Utilities avec le bouton NEXT, puis Null, et appuyer sur RESET. Placer l'extrémité de la sonde dans l'entrefer perpendiculairement au champ.

- ☛ L'électroaimant P66.30 est ancien et mal isolé, il faut éviter de le toucher lorsqu'il est alimenté !

Alimenter les deux bobines de l'électroaimant en série avec l'alimentation P53.8. Pour les branchements, observer les fils sortant des bobines (bobine de gauche : borne jaune en haut et borne verte ; bobine de droite : borne jaune en bas et borne noire). On applique l'alimentation entre la borne verte et la borne jaune en bas, et on relie entre elles la borne jaune en haut et la borne noire, afin de produire des champs magnétiques dans le même sens.

Ajouter un ampèremètre dans le circuit pour mesurer l'intensité I .

Pour remonter au champ magnétique B dans l'entrefer, il est conseillé de toujours moyenner deux mesures au teslamètre : celle donnée avec la sonde dans un sens, et celle donnée après l'avoir retournée de 180° . Cela permet de compenser les problèmes d'alignement des soudures de la sonde (nous reviendrons sur ce point à la fin de ce TP).

Alimenter les bobines avec une intensité $I = 3$ A. Mesurer le champ B pour différentes largeurs de l'entrefer e comprises entre 2 et 7 cm (moyenner la mesure avant et après avoir retourné la sonde de 180°).

- ☛ Ne jamais éteindre brutalement le générateur de l'électroaimant : l'inductance des bobines étant importante, une variation brutale d'intensité provoque une surtension qui risque de l'endommager. Il faut réduire progressivement l'intensité jusqu'à zéro avant de l'arrêter.

Tracer B en fonction de $1/e$ et constater la linéarité. On peut tenter de remonter au nombre de spires N de l'électroaimant par régression linéaire (1300 spires environ, nous n'avons pas accès à sa valeur constructeur).

Pour des petites valeurs de e , l'approximation $e \gg L/\mu_r$ n'est plus valable, le champ tend alors vers une constante et s'éloigne de la linéarité en fonction de $1/e$. Nous ne pouvons pas observer cet effet à cause de la taille de la sonde.

3.3 Caractéristique $B = f(I)$

Comme tout matériau ferromagnétique, le circuit de l'électroaimant est soumis à une hystérésis. Celle-ci est faible car il est en fer doux, mais elle reste visible. Pour éviter cet effet et rester sur la même branche du cycle d'hystérésis, nous allons tracer la caractéristique $B = f(I)$ de l'électroaimant avec des intensités toujours croissantes.

Fixer la largeur de l'entrefer à $e = 2$ cm. Pour des intensités I **croissantes** allant de 1 à 8 A, mesurer le champ B (en moyennant les mesures réalisées dans les deux sens avec la sonde). Attention à ne pas réduire l'intensité durant toute la série de mesure, pour rester sur la même branche du cycle d'hystérésis.

Tracer la courbe $B = f(I)$. Observer la linéarité aux faibles intensités, puis le début de la saturation du matériau ferromagnétique (au-delà de 5 A environ). Modéliser la courbe $B = f(I)$ par un polynôme d'ordre 3 (ou plus) et noter ses coefficients, ils nous serviront d'étalonnage de l'électroaimant pour la suite de ce TP.

Les électroaimants permettent de produire des champs magnétiques très intenses, pouvant atteindre plusieurs dizaines de teslas. Ils sont utilisés dans beaucoup d'applications : moteur, relais électromécanique, RMN, sustentation magnétique...

4 Mesure de champs magnétiques

Le teslamètre commercial utilisé précédemment est une sonde à effet Hall. Nous allons étudier son fonctionnement dans cette partie, puis nous étudierons le principe du fluxmètre.

4.1 La sonde à effet Hall

⚡ [Quaranta IV] à « Champ magnétique » et « Conduction », [Quaranta III] à « Semi-conducteur »

4.1.1 Principe

Tension de Hall Considérons une plaque constituée d'un matériau métallique ou semi-conducteur, de dimensions $\{l_x, l_y, l_z\}$, parcourue par un courant i dans la direction \vec{e}_x , comme représenté sur la figure 1.2.

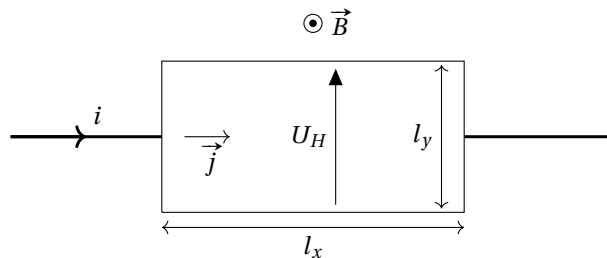


FIGURE 1.2 – Principe de l'effet Hall.

Lorsque la plaque est soumise à un champ magnétique uniforme $\vec{B} = B \vec{e}_z$, les porteurs de charges (électrons et/ou trous) de charge q qui se déplacent à la vitesse $\vec{v} = v \vec{e}_x$ subissent une force de Lorentz :

$$\vec{F}_L = q \vec{v} \wedge \vec{B} = -qvB \vec{e}_y$$

Ils s'accumulent alors sur une face de normale \vec{e}_y et engendrent un champ électrique $\vec{E}_H = E_H \vec{e}_y$, dit champ de Hall. Notons n la densité de porteurs de charge, la densité de courant s'exprime :

$$\vec{j} = nq \vec{v} = \frac{i}{l_y l_z} \vec{e}_x$$

D'où :

$$\vec{F}_L = -\frac{iB}{nl_y l_z} \vec{e}_y$$

En régime permanent, la force exercée par le champ électrique sur les porteurs compense la force de Lorentz, soit :

$$q \vec{E}_H + \vec{F}_L = \vec{0}$$

On déduit l'expression du champ de Hall :

$$E_H = \frac{iB}{nql_y l_z}$$

La différence de potentiel entre les deux faces dans la direction y est appelée tension de Hall, elle s'exprime :

$$U_H = \int_0^{l_y} E_H dy = \frac{iB}{nql_z} = R_H \frac{iB}{l_z}$$

avec $R_H = \frac{1}{nq}$ la constante de Hall.

En connaissant les propriétés géométriques et électroniques de la plaque, on peut donc remonter au champ magnétique B à partir de la mesure de la tension de Hall U_H . C'est le principe de la sonde à effet Hall.

Intérêt des semi-conducteurs La tension de Hall est inversement proportionnelle à la densité de porteurs de charge du matériau. Dans le cas d'un métal, cette densité est importante, de l'ordre de 10^{29} m^{-3} , ce qui rend la mesure de la tension de Hall difficile. C'est pour cette raison que la plupart des sondes à effet Hall sont constituées de matériaux semi-conducteurs, pour lesquels la densité de porteurs de charge est de l'ordre de 10^{21} m^{-3} . La tension de Hall est alors plus facile à mesurer.

Défaut d'alignement des soudures Lorsque l'on mesure un champ au teslamètre, si l'on mesure la tension de Hall entre deux points (deux soudures) qui ne sont pas parfaitement alignés selon l'axe y , on obtient une tension $U = U_H + U_{\text{ohm}}$ qui contient un terme résistif supplémentaire U_{ohm} . Pour s'affranchir de U_{ohm} , on tourne la sonde de 180° , ce qui inverse le sens du champ B et donc la tension U_H . La mesure entre les deux points donne alors $U = -U_H + U_{\text{ohm}}$. En moyennant les deux mesures (en valeur absolue), on retrouve U_H .

4.1.2 Sonde à effet Hall en germanium

Nous allons mesurer la tension de Hall aux bornes d'une plaquette en germanium dopé P.

On utilise le module P64.36 dans lequel on insère une plaquette en germanium P64.30.

- La soudure reliant la plaque de germanium au circuit est fragile, il faut donc manipuler la plaquette avec précaution et éviter de lui faire subir des chocs.

Alimenter les bornes à l'arrière du module sous 12 V exclusivement avec le générateur P64.37.

Si la diode correspondante au chauffage est allumée, il faut l'éteindre en appuyant sur le bouton à l'arrière du module.

L'intensité i dans le circuit est contrôlable à l'aide de la molette I_p , sa valeur s'affiche sur le module. On passe de l'affichage de l'intensité à celui de la température à l'aide du bouton Display.

Régler l'intensité sur $i \approx 50 \text{ mA}$ à l'aide de la molette.

Mesurer la tension de Hall U_H avec un voltmètre Fluke 187 P69.25. Elle doit être nulle lorsque le champ est nul, si ce n'est pas le cas on peut utiliser la molette $U_H \text{ Comp}$ pour régler le zéro.

Insérer la plaquette entre les pièces plates de l'entrefer de l'électroaimant P66.30, on conserve une épaisseur de l'entrefer $e = 2 \text{ cm}$. Il faut utiliser des câbles coudés pour mesurer la tension U_H si on ne veut pas être gêné par les bobines.

Pour des intensités I **croissantes** dans l'électroaimant allant de 1 à 8 A, mesurer la tension U_H . On compense les problèmes d'alignements des soudures en retournant la sonde pour chaque intensité et en réalisant la moyenne des deux mesures comme précédemment.

Tracer U_H en fonction de I , puis en fonction de B à l'aide des coefficients de la modélisation de la courbe d'étalonnage de l'électroaimant. On obtient une droite. En déduire la constante de Hall R_H du germanium (sachant que $l_z = 1 \text{ mm}$), puis sa densité de porteurs de charge n_{Ge} (de l'ordre de 7.10^{20} m^{-3} à température ambiante).

On peut également remonter à la mobilité μ des porteurs de charge à partir de la résistivité ρ de la plaque par la relation :

$$\mu = \frac{1}{\rho nq}$$

Retirer la plaque de germanium de l'électroaimant, puis mesurer sa résistance R_{Ge} à l'ohmmètre (entre la borne jaune et la borne blanche U_H du module).

Sachant que $l_x = 10 \text{ mm}$, $l_y = 20 \text{ mm}$ et $l_z = 1 \text{ mm}$, en déduire sa résistivité $\rho = R_{\text{Ge}} \frac{l_y l_z}{l_x}$ (de l'ordre de $3.10^{-2} \Omega \cdot \text{m}$).

Remonter ensuite à la mobilité μ des porteurs de charge.

Les électrons sont les porteurs de charge majoritaires du germanium dopé, ils ont une mobilité tabulée $\mu \approx 0,38 \text{ m}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$.

4.1.3 Évolution avec la température (en seconde lecture)

Il est possible d'étudier l'évolution de la densité de porteurs de charge d'un semi-conducteur avec la température.

En effet, à basse température le germanium a un comportement extrinsèque, sa densité de porteurs de charge est constante. À l'inverse, à haute température le germanium a un comportement intrinsèque, sa densité de porteurs de charge évolue alors telle que :

$$n_{\text{Ge}} \propto T^{3/2} e^{-\varepsilon_g/2k_B T} \approx e^{-\varepsilon_g/2k_B T}$$

avec ε_g l'énergie de gap du germanium.

Comme pour l'expérience précédente, placer la plaquette en germanium P64.30 dans l'entrefer de l'électroaimant, et régler l'intensité dans le circuit sur $i \approx 50$ mA. Fixer également l'intensité dans l'électroaimant ($I = 5$ A par exemple) pour fixer le champ magnétique B .

La température T de la plaque de germanium est mesurée grâce à une thermistance Pt 100 intégrée dans le boîtier.

Allumer le chauffage de la plaque à l'aide du bouton situé sur la face arrière du module (la diode s'allume).

Au cours du chauffage, mesurer la tension de Hall U_H pour plusieurs températures T (appuyer sur le bouton Display pour l'afficher), tout en veillant à ne pas dépasser 150 °C environ.

Remonter ensuite à la densité de porteurs de charge n_{Ge} comme précédemment, puis tracer $\ln n_{\text{Ge}}$ en fonction de $1/T$. On retrouve les deux évolutions attendues : n_{Ge} est constant à basse température ($1/T$ grand) et évolue exponentiellement à haute température ($1/T$ petit). Réaliser une régression linéaire sur la partie décroissante de la courbe, le coefficient directeur étant $-\varepsilon_g/2k_B$, en déduire l'énergie de gap du germanium (on s'attend à $\varepsilon_g \approx 0,67$ eV).

4.1.4 Sonde à effet Hall en métal (en seconde lecture)

Il est également possible d'observer l'effet Hall dans les métaux, bien que les tensions de Hall soient beaucoup plus faibles que dans le cas des semi-conducteurs. Nous allons utiliser la plaquette en cuivre P64.32, mais on pourrait faire de même avec la plaquette en zinc P64.33.

Alimenter la sonde en cuivre P64.32 par un générateur permettant de délivrer des intensités importantes (P53.10 par exemple). On reliera le générateur aux bornes qui se trouvent aux extrémités droite et gauche de la plaquette avec des câbles non sécurisés. On mesure la tension de Hall entre la borne en haut à gauche et celle en bas à gauche. Cette tension étant très faible (de l'ordre du μV), il faut utiliser le voltmètre de précision Fluke 8846 P69.35, on réalise la mesure entre ses fiches HI et LO de gauche (bouton DCV, calibre sur 100 mV).

Placer la plaque de cuivre entre les pièces plates de l'entrefer de l'électroaimant P66.30, on conserve une épaisseur de l'entrefer $e = 2$ cm.

Délivrer une intensité $i = 15$ A dans la plaquette de cuivre. L'intensité maximale supportée par la plaquette est de 20 A, mais même sous 15 A les fils chauffent assez vite, il faut donc éviter de laisser la plaquette sous tension trop longtemps. Pour des intensités I **croissantes** dans l'électroaimant allant de 1 à 8 A, mesurer la tension U_H avec le voltmètre. Pour compenser les problèmes d'alignements des soudures, retourner la sonde à chaque changement d'intensité et réaliser la moyenne des deux mesures comme précédemment. Éteindre l'alimentation de la plaquette à la fin de la série de mesure. Tracer U_H en fonction de I , puis en fonction de B à l'aide des coefficients de la modélisation de la courbe d'étalonnage de l'électroaimant. En déduire la constante de Hall R_H du cuivre (sachant que $l_z = 18 \mu\text{m}$), et la comparer à la valeur tabulée $R_H \approx 7,3 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3/\text{C}$.

4.2 Le fluxmètre

🔗 [Quaranta IV] à « Fluxmètre », [Duffait CAPES] p.85-87

4.2.1 Principe

Un fluxmètre est sensible aux variations de flux magnétique $\Phi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{S}$ à travers sa surface. Il est constitué d'une bobine plate de N spires de section S . Lorsque le fluxmètre passe d'une région où le champ magnétique est nul à une région où règne un champ magnétique uniforme \vec{B} (normal à $d\vec{S}$), il subit une variation de flux :

$$\Delta\Phi = BNS$$

Or d'après la loi de Faraday, cette variation génère une force électromotrice :

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}$$

En intégrant cette tension aux bornes de la bobine sur un temps τ , on remonte au champ :

$$B = \frac{\Delta\Phi}{NS} = -\frac{1}{NS} \int_0^\tau e \, dt$$

Plusieurs moyens sont possibles pour intégrer cette tension :

- mécaniquement : en utilisant un fluxmètre à aiguille, qui est un galvanomètre sans couple de rappel (nous ne l'étudierons pas),
- électroniquement : à l'aide d'un montage intégrateur,
- numériquement : en intégrant le signal sur un ordinateur ou un oscilloscope.

4.2.2 Intégration électronique

En reliant la tension e aux bornes du fluxmètre à un montage intégrateur RC à AO, on mesure une tension U en sortie de l'intégrateur :

$$U = -\frac{1}{RC} \int_0^\tau e \, dt = \frac{BNS}{RC}$$

Expérimentalement, la dérive de cette tension en sortie de l'intégrateur peut rendre la mesure délicate. Celle-ci provient de l'intégration de la tension d'offset et du courant de dépolarisation de l'AO. Pour la réduire, on utilisera le boîtier intégrateur P42.45, plutôt que de réaliser le circuit soi-même. On veillera également à décharger le condensateur **avant chaque mesure** en appuyant sur le bouton RAZ du boîtier.

Relier les bornes d'une bobine plate de 400 spires P50.8 à l'entrée DC d'un boîtier intégrateur P42.45, réglé sur OFF avec $R_{int} = 100 \, \text{k}\Omega$ et alimenté par un boîtier P42.39. Mesurer la tension en sortie U avec un voltmètre.

On conserve une largeur de l'entrefer $e = 2 \, \text{cm}$ entre les pièces plates de l'électroaimant P66.30.

Pour des intensités I **croissantes** dans l'électroaimant allant de 1 A à 8 A : éloigner la bobine de l'électroaimant, appuyer brièvement sur le bouton RAZ du boîtier pour décharger le condensateur, puis amener la bobine dans l'entrefer et mesurer la tension U .

Déduire le champ B à partir de U (sachant que $NS = 0,4 \, \text{m}^2$ pour P50.8), puis tracer la caractéristique $B(I)$ de l'électroaimant. On retrouve la courbe d'étalonnage réalisée précédemment au teslamètre.

Contrairement au teslamètre qui réalise une mesure locale du champ B , le fluxmètre réalise une mesure de flux, c'est-à-dire une mesure intégrée du champ. Pour remonter au champ, nous faisons l'hypothèse que celui-ci est uniforme à travers la surface de la bobine. Cette approximation est raisonnable ici car nous utilisons des pièces plates dans l'entrefer, mais ce ne serait pas le cas avec des pièces tronconiques ou en utilisant une bobine de diamètre important.

4.2.3 Intégration numérique (en seconde lecture)

Il est possible d'intégrer numériquement la tension aux bornes de la bobine à l'aide de Latis-Pro.

Relier les bornes de la bobine plate P50.8 à une carte d'acquisition. Recommencer l'expérience précédente mais cette fois en acquérant la tension e sous Latis-Pro. Pour chaque mesure, lui soustraire sa valeur moyenne, puis l'intégrer pour remonter à $\int_0^\tau e \, dt$. Retrouver la caractéristique $B(I)$ de l'électroaimant.

Parmi les différents dispositifs de mesure de champ magnétique, la sonde à effet Hall est le plus utilisé aujourd'hui. Elle est peu encombrante et permet de réaliser une mesure locale du champ. Néanmoins, le fluxmètre réalisant une mesure intégrée, il s'avère utile pour mesurer un champ magnétique à l'intérieur d'un matériau.

Bibliographie

- ✎ [Quaranta IV] : J.-M. DONNINI et L. QUARANTA, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome IV : Électricité et applications*, Pierron (2004)
- ✎ [Garing Magnétisme] : C. GARING, *Magnétisme : statique, induction et milieux*, Ellipses (1995)
- ✎ [Précis Électrotechnique] : P. BRENDERS, *Électrotechnique et conversion de puissance PSI*, Les nouveaux précisions Bréal (2005)
- ✎ [BFR EM IV] : M. BERTIN, J.-P. FAROUX et J. RENAULT, *Électromagnétisme 4*, Dunod (1984)

1 Rappels sur les milieux magnétiques

✎ [Précis Électrotechnique] p.48-54, [Quaranta IV] à « Diamagnétisme », « Paramagnétisme » et « Ferromagnétisme », [BFR EM IV] p.146-192

1.1 Champ magnétique dans la matière

Un matériau est dit magnétique s'il acquiert une aimantation \vec{M} lorsqu'il est soumis à une excitation magnétique extérieure \vec{H} . Le champ magnétique total dans le matériau s'exprime alors :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} = \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{M}$$

avec μ la perméabilité magnétique absolue et μ_r la perméabilité magnétique relative du matériau.

On rappelle que l'aimantation est également définie comme la densité volumique de moment magnétique \vec{m} dans le matériau :

$$\vec{M} = \frac{d\vec{m}}{dV}$$

1.2 Milieux magnétiques linéaires

Un milieu magnétique est linéaire si le champ \vec{B} est relié à l'excitation magnétique \vec{H} par une relation linéaire. On peut alors exprimer μ_r , qui est indépendante de \vec{H} , telle que :

$$\mu_r = 1 + \chi_m$$

avec χ_m la susceptibilité magnétique du milieu, pour aboutir à la relation :

$$\vec{M} = \chi_m \vec{H}$$

Par la suite, nous étudierons deux types de milieux linéaires :

- les milieux diamagnétiques : ils sont caractérisés par une aimantation très faible qui s'oppose à l'excitation extérieure :

$$\chi_m < 0 \quad \text{avec} \quad |\chi_m| \approx 10^{-5}$$

Cette propriété est due à l'interaction entre électrons, elle est présente dans tous les matériaux.

- les milieux paramagnétiques : ils sont caractérisés par une aimantation faible de même sens que l'excitation extérieure :

$$\chi_m > 0 \quad \text{avec} \quad |\chi_m| \approx 10^{-3}$$

Cette propriété a pour origine le couplage entre l'excitation magnétique et les moments magnétiques atomiques. Elle n'est présente que pour certains matériaux, et masque alors le diamagnétisme.

1.3 Milieux magnétiques non-linéaires

Un milieu magnétique est non-linéaire si le champ \vec{B} n'est pas relié à l'excitation magnétique \vec{H} par une relation linéaire.

Dans le cas du ferromagnétisme, μ_r varie typiquement de 10^2 à 10^5 . Elle est fonction de \vec{H} , mais également de l'état magnétique antérieur du matériau. Les matériaux ferromagnétiques ont la capacité de conserver une aimantation même en l'absence d'excitation magnétique extérieure.

Au niveau microscopique, un matériau ferromagnétique est constitué d'un ensemble de domaines, appelés domaines de Weiss, où les spins des atomes s'alignent par couplage. Ils sont séparés entre eux par les parois de Bloch. Lorsque le matériau est désaimanté, les domaines sont distribués aléatoirement et l'aimantation globale est nulle. Sous l'action d'un champ, les moments magnétique des atomes s'alignent et confèrent une aimantation globale au matériau. Celle-ci croît avec l'intensité du champ, jusqu'à atteindre un maximum : l'aimantation à saturation \vec{M}_s . Si l'on supprime le champ exciteur, elle diminue mais il persiste une aimantation rémanente \vec{M}_r dans le matériau. Pour l'annuler, il faut appliquer une excitation extérieure $-\vec{H}_c$ qui s'oppose à l'aimantation, appelée champ coercitif.

Pour plus de détail sur le ferromagnétisme, et en particulier sur la description du cycle d'hystérésis, nous vous conseillons la lecture de [Précis Électrotechnique] p.57-63 et [BFR EM IV] p.172-192.

Enfin, il existe également d'autres formes de magnétismes non-linéaires, citons par exemple :

- L'antiferromagnétisme, où l'interaction entre deux atomes voisins tend à opposer leurs moments magnétiques, l'aimantation globale est nulle.
- Le ferrimagnétisme, où l'interaction entre deux atomes voisins tend à opposer leurs moments magnétiques (comme l'antiferromagnétisme) mais avec des amplitudes différentes. Il en résulte une aimantation globale non-nulle. Contrairement aux matériaux ferromagnétiques, les ferrites (matériaux ferrimagnétiques) sont des isolants électriques.

2 Étude de milieux magnétiques linéaires : diamagnétisme et paramagnétisme

2.1 Mises en évidence qualitatives

✚ [Quaranta IV] à « Diamagnétisme » et « Paramagnétisme »

On peut montrer qu'un matériau diamagnétique ou paramagnétique placé dans un champ magnétique \vec{B} subit une force volumique :

$$\vec{f} = \frac{\chi_m}{2\mu_0} \vec{\nabla} B^2$$

Pour un matériau paramagnétique ($\chi_m > 0$), la force est dirigée suivant le gradient du champ. À l'inverse, pour un matériau diamagnétique ($\chi_m < 0$), la force est dirigée dans le sens opposé au gradient.

Pour générer un gradient de champ magnétique, nous allons utiliser les pièces tronconiques de l'entrefer d'un électroaimant.

Visser les **pièces tronconiques** de chaque côté de l'entrefer de l'électroaimant P66.29, espacées d'environ 1 cm dans l'entrefer. Alimenter l'électroaimant avec le générateur de tension continue P53.13 et mesurer l'intensité I à l'aide d'un ampèremètre (attention à ne pas dépasser 6 A).

Pour une intensité nulle, suspendre le barreau d'aluminium P63.3 (matériau paramagnétique) dans l'entrefer. Le barreau s'oriente dans une direction quelconque à l'équilibre. Puis alimenter l'électroaimant sous son intensité maximale $I = 6$ A, le barreau tend à s'orienter suivant l'axe de l'entrefer.

Recommencer la même expérience avec le barreau de bismuth P63.3 (matériau diamagnétique). Lorsque l'on alimente l'électroaimant avec $I = 6$ A, le barreau tend à s'orienter perpendiculairement à l'axe de l'entrefer (l'effet reste cependant très léger).

- ⦿ Ne jamais éteindre brutalement le générateur de l'électroaimant : l'inductance des bobines étant importante, une variation brutale d'intensité provoque une surtension qui risque de l'endommager. Il faut réduire progressivement l'intensité jusqu'à zéro avant de l'arrêter.

L'électroaimant génère un champ magnétique non-uniforme dans l'entrefer, dont le gradient (radial) est dirigé vers son centre. L'aluminium est un matériau paramagnétique, il subit une force dans le sens du gradient, qui tend à ramener ses extrémités sur l'axe de l'entrefer. Le bismuth est un matériau diamagnétique, il subit une force de sens opposé au gradient, qui tend à placer ses extrémités perpendiculairement à l'axe de l'entrefer.

2.2 Ascension paramagnétisme de FeCl_3

☛ [Quaranta IV] à « Paramagnétisme », [Garing Magnétisme] p.310, [BFR EM IV] p.134

Nous allons mesurer la susceptibilité d'une solution de chlorure ferrique FeCl_3 grâce à son équilibre hydrostatique en présence d'un champ magnétique. Auparavant, il est nécessaire de tracer la courbe d'étalonnage $B(I)$ de l'électroaimant avec des pièces tronconiques (le protocole est identique à celui du TP 1).

Espacer d'environ 1 cm les pièces tronconiques de l'électroaimant P66.29. On mesure le champ magnétique avec le teslamètre P64.34 : régler son zéro loin de l'électroaimant (appuyer sur **MENU**), sélectionner Utilities avec le bouton **NEXT**, puis Null, et appuyer sur **RESET**, puis placer son extrémité au centre de l'entrefer perpendiculairement au champ. Alimenter l'électroaimant avec l'alimentation continue P53.13 et mesurer l'intensité I à l'aide d'un ampèremètre.

Pour différents courants I **croissants** allant de 1 à 6 A, mesurer le champ magnétique B au centre de l'entrefer (moyenner les deux mesures réalisées en retournant la sonde pour compenser le défaut d'alignement des soudures). Tracer la courbe d'étalonnage $B(I)$, la modéliser par un polynôme d'ordre 3 et noter ses coefficients.

La solution de FeCl_3 paramagnétique est placée dans un tube en U, on note ρ_{sol} sa masse volumique. L'une des branches est placée dans l'entrefer de l'électroaimant, on note S_1 sa section et z_1 la position de son ménisque (ascendant), comme indiqué sur la figure 2.1. L'autre branche est située en dehors de l'électroaimant, on note S_2 sa section et z_2 la position de son ménisque (descendant).

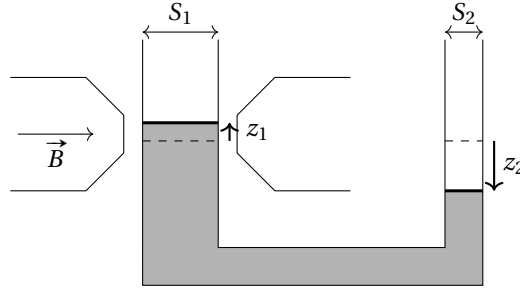


FIGURE 2.1 – Mesure de la susceptibilité paramagnétique d'une solution de FeCl_3 .

En l'absence de champ, le liquide est au même niveau dans les deux branches ($z_1 = z_2 = 0$). En présence d'un champ, la force magnétique fait monter le ménisque z_1 . L'équilibre hydrostatique s'écrit :

$$\rho_{\text{sol}} \vec{g} - \vec{\nabla} P + \frac{\chi_{\text{sol}}}{2\mu_0} \vec{\nabla} B^2 = \vec{0}$$

Soit :

$$\vec{\nabla} \left(-\rho_{\text{sol}} g z - P + \frac{\chi_{\text{sol}}}{2\mu_0} B^2 \right) = \vec{0}$$

En intégrant l'équation entre les 2 surfaces libres à la pression atmosphérique, on obtient :

$$-\rho_{\text{sol}} g z_1 + \frac{\chi_{\text{sol}}}{2\mu_0} B^2 = \rho_{\text{sol}} g z_2$$

Or par conservation du volume, on a :

$$z_1 S_1 = z_2 S_2$$

On obtient finalement :

$$z_2 = \frac{\chi_{\text{sol}}}{2\mu_0 \rho_{\text{sol}} g \left(1 + \frac{S_2}{S_1} \right)} B^2$$

REMARQUE : l'expression donnée dans [Quaranta IV], [Garing Magnétisme] et [BFR EM IV] ne prend pas en compte le facteur géométrique S_2/S_1 .

On utilise le dispositif en U P63 constitué de deux pipettes graduées reliées entre elles par un tuyau flexible. Commencer par le rincer à l'eau pour réduire les problèmes dus à l'hystérésis de mouillage.

Remplir environ au tiers le tube de la solution de FeCl_3 à 41% en masse P75 ($\rho_{\text{sol}} \approx 1,41 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3$). Placer la grosse branche dans l'électroaimant, de manière à avoir le ménisque z_1 au centre de l'entrefer. Projeter l'image du ménisque z_2 sur un écran, en utilisant une lampe et une lentille, afin de faciliter la lecture de son niveau.

Pour différentes intensités I **croissantes** allant de 0 à 6 A, repérer la position z'_2 du ménisque sur l'écran (avec du papier millimétré par exemple).

Calculer le grandissement du dispositif de projection $\gamma = z'_2/z_2$, on pourra par exemple mesurer le rapport de l'image de la section du tube sur sa section réelle. En déduire la position réelle $z_2 = z'_2/\gamma$ du liquide, et la tracer en fonction de I , puis en fonction de B^2 à l'aide des coefficients de la modélisation $B(I)$.

Remonter à la susceptibilité de la solution χ_{sol} par régression linéaire. On pourra estimer le rapport S_2/S_1 en mesurant à la règle l'écart δz_i entre deux graduations correspondant à 1 mL sur chacune des deux branches du tube (on a alors $\frac{S_2}{S_1} = \frac{\delta z_1}{\delta z_2}$).

La loi d'additivité des moments magnétiques dans la solution s'écrit :

$$\begin{aligned}\vec{m}_{\text{sol}} &= \vec{m}_{\text{FeCl}_3} + \vec{m}_{\text{eau}} \\ V_{\text{sol}} \vec{M}_{\text{sol}} &= V_{\text{FeCl}_3} \vec{M}_{\text{FeCl}_3} + V_{\text{eau}} \vec{M}_{\text{eau}} \\ V_{\text{sol}} \chi_{\text{sol}} \vec{H} &= V_{\text{FeCl}_3} \chi_{\text{FeCl}_3} \vec{H} + V_{\text{eau}} \chi_{\text{eau}} \vec{H} \\ \frac{m_{\text{sol}}}{\rho_{\text{sol}}} \chi_{\text{sol}} &= \frac{m_{\text{FeCl}_3}}{\rho_{\text{FeCl}_3}} \chi_{\text{FeCl}_3} + \frac{m_{\text{eau}}}{\rho_{\text{eau}}} \chi_{\text{eau}}\end{aligned}$$

avec m les masses et ρ les masses volumiques. En supposant que l'influence du diamagnétisme de l'eau est négligeable devant le paramagnétisme de FeCl_3 (on le vérifiera *a posteriori*), on obtient :

$$\chi_{\text{FeCl}_3} \approx \chi_{\text{sol}} \frac{m_{\text{sol}} \rho_{\text{FeCl}_3}}{m_{\text{FeCl}_3} \rho_{\text{sol}}} = \chi_{\text{sol}} \frac{\rho_{\text{FeCl}_3}}{\rho_{\text{sol}} t_m}$$

avec $t_m = 0,41$ le titre massique de la solution de FeCl_3 et $\rho_{\text{FeCl}_3} \approx 2,8 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3$.

Calculer la susceptibilité de FeCl_3 χ_{FeCl_3} à partir de χ_{sol} , et la comparer à sa valeur tabulée $\chi_{\text{FeCl}_3} \approx 3,3 \cdot 10^{-3}$ (dans le système international d'unité MKSA).

On peut alors calculer que la contribution de la susceptibilité de l'eau ($\chi_{\text{eau}} \approx -9 \cdot 10^{-6}$) est bien négligeable devant celle de FeCl_3 .

Il faut être conscient que l'incertitude sur cette mesure est relativement importante. Il y a plusieurs raisons à cela : le champ magnétique n'est pas uniforme avec les pièces tronconiques (mais elles sont nécessaires pour obtenir un champ élevé), nous négligeons les effets capillaires dans le tube de petite section, et enfin il apparaît une hystérésis de mouillage lors de la montée du ménisque. On pourrait compenser ce dernier en utilisant des intensités croissantes puis décroissantes, mais il faut alors aussi prendre en compte l'hystérésis magnétique de l'électroaimant.

2.3 Paramagnétisme de l'oxygène (en seconde lecture)

🔗 [Quaranta IV] à « Paramagnétisme »

Cette expérience permet de comparer le diamagnétisme du diazote N_2 au paramagnétisme du dioxygène O_2 .

Vous avez normalement accès à de l'azote liquide en salle de TP (demander aux techniciens si besoin). Vous ne disposez pas d'oxygène liquide, mais il est possible d'en produire à partir de l'azote liquide.

Placer un tube à essai vide dans un réservoir d'azote liquide. Après plusieurs minutes, de l'oxygène liquide se condense dans le tube.

En effet, la température de vaporisation du diazote ($T_{v,\text{N}_2} = -196^\circ\text{C}$) étant inférieure à celle du dioxygène ($T_{v,\text{O}_2} = -183^\circ\text{C}$), on peut obtenir de l'oxygène liquide par condensation de l'air ambiant.

Rapprocher les pièces tronconiques de l'électroaimant P66.29 pour obtenir un entrefer large de quelques millimètres seulement. On peut projeter l'image de l'entrefer sur un écran à l'aide d'une lampe et d'une lentille pour mieux le visualiser.

Alimenter l'électroaimant sous son intensité maximale $I = 6 \text{ A}$, puis verser de l'azote liquide au centre de l'entrefer (attention aux projections !). L'azote s'écoule à travers l'entrefer.

REMARQUE : l'azote et l'oxygène liquide sont des isolants électriques, il n'y a donc aucun danger d'un point de vue électrique à réaliser ces expériences.

Recommencer la même expérience avec l'oxygène liquide contenu dans le tube à essai (refroidir préalablement l'entrefer avec de l'azote liquide pour éviter que l'oxygène ne s'évapore trop rapidement). Avant de s'écouler, l'oxygène reste en lévitation plusieurs secondes dans l'entrefer.

Le résultat est semblable aux barreaux de bismuth et d'aluminium placés dans l'entrefer. Le diazote est diamagnétique (comme le bismuth), il s'exerce alors une force qui tend à l'éloigner du centre de l'entrefer. Le dioxygène est paramagnétique (comme l'aluminium), la force permet de le maintenir sur l'axe de l'entrefer, il lévite alors quelques secondes.

2.4 Lévitation diamagnétique (en seconde lecture)

Le graphite est un matériau diamagnétique, il subit donc une force volumique qui tend à l'éloigner des champs magnétiques intenses (comme le diazote). En déposant une fine plaque de graphite sur un aimant puissant, cette force peut être suffisante pour compenser le poids de la plaque, elle se met alors à léviter.

Attention à ne pas confondre cette force de répulsion diamagnétique avec l'effet Meissner, qui est le phénomène de lévitation d'un matériau supraconducteur. Les mécanismes qui rentrent en jeu sont différents.

Demander le dispositif Dialev P63.19 aux techniciens.

- L'aimant en néodyme est puissant. Éloigner tous les objets en fer à proximité avant d'ouvrir le dispositif. Attention également à la plaque de graphite qui est très fragile.

Retirer la petite languette aimantée du dispositif, puis déposer la petite plaque carré de graphite sur l'assemblage d'aimants. Observer qu'elle lévite au-dessus.

La lévitation est maintenue au centre car l'assemblage d'aimant est disposé de telle sorte qu'un minimum local de potentiel apparaisse au centre.

3 Étude d'un milieu magnétique non-linéaire : ferromagnétisme

3.1 Caractérisation d'un matériau ferromagnétique

☞ [Quaranta IV] à « Ferromagnétisme », [Précis Électrotechnique] p.47-66

3.1.1 Dispositif expérimental

Un matériau ferromagnétique est caractérisé par sa perméabilité magnétique μ , et donc par sa courbe $B(H)$. Nous allons la tracer à partir du montage présenté en figure 2.2.

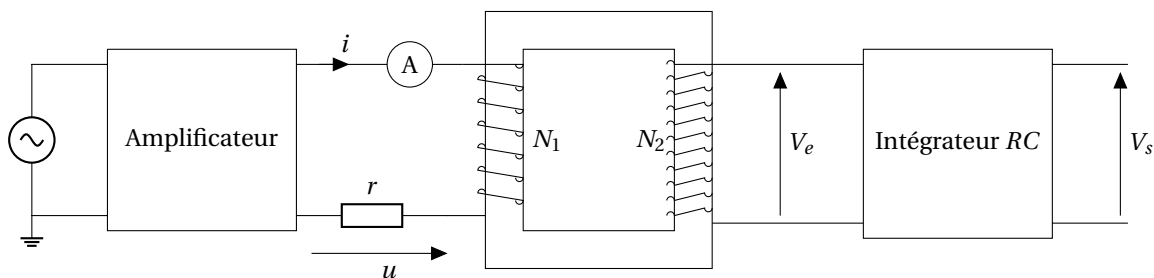


FIGURE 2.2 – Montage permettant de tracer la caractéristique d'un tore ferromagnétique.

Ce montage permet l'étude du matériau ferromagnétique constituant le tore, qui joue ici le rôle d'un transformateur. Le primaire est alimenté par un GBE suivi d'un amplificateur de puissance (HSA 4005 P47.6 ou 4011 P47.5) nécessaire pour atteindre des intensités suffisantes permettant d'observer le cycle d'hystérésis du matériau. Il comporte également un rhéostat P61.3 de résistance $r = 33 \Omega$. Le secondaire est constitué d'un intégrateur RC, on utilisera en pratique le boîtier P42.45, alimenté par le boîtier P42.39.

À partir de la tension u aux bornes du rhéostat, on peut remonter à H par le théorème d'Ampère :

$$H = \frac{N_1 i}{l} = \frac{N_1}{rl} u$$

avec l la longueur du tore et N_1 le nombre de spires au primaire.

La tension V_e au secondaire est reliée au flux magnétique Φ par la loi de Faraday :

$$V_e = -\frac{d\Phi}{dt} = -N_2 S \frac{dB}{dt}$$

avec S la section du tore et N_2 le nombre de spires au secondaire.

On relie ensuite le champ magnétique B à la tension V_s en sortie de l'intégrateur :

$$V_s = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_e dt = \frac{N_2 S}{RC} B + \text{cste}$$

Pour remonter à B , il est nécessaire d'annuler cette constante qui provient de la dérive de l'intégrateur. La mise à zéro est effectuée en déchargeant le condensateur, grâce à une résistance placée en parallèle. En pratique, il suffit d'appuyer brièvement sur le bouton RAZ du boîtier P42.45 pour le décharger avant chaque expérience.

Au final, ce montage nous permet de remonter à l'évolution du champ B dans le tore en fonction de l'excitation H , par la mesure des tensions u et V_s .

3.1.2 Tracé du cycle d'hystérésis d'une ferrite

Nous allons tracer l'allure du cycle d'hystérésis $B(H)$, représenté en figure 2.3, en affichant les tensions u et V_s sur un oscilloscope en mode XY.

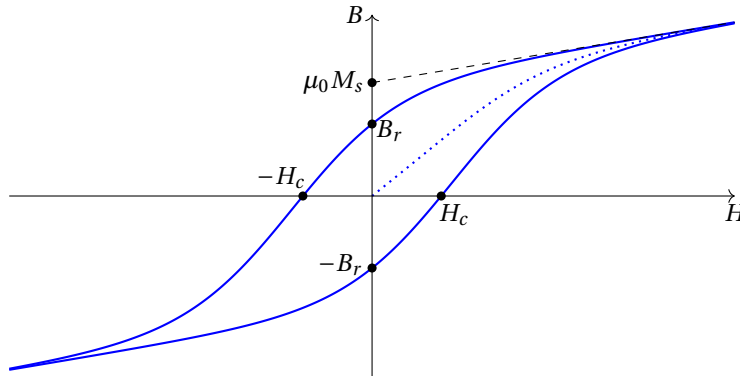


FIGURE 2.3 – Cycle d'hystérésis d'un matériau ferromagnétique.

Réaliser le montage de la figure 2.3 en utilisant le tore de ferrite P66.4/4 (tore à base carrée de côté $a = 12$ mm et de diamètre $d = 52$ mm, soit $S = a^2$ et $l = \pi d$, avec $N_1 = 100$ et $N_2 = 500$) et les éléments décrits précédemment. Utiliser l'entrée DC de l'intégrateur et régler sa résistance interne sur $R = 10$ k Ω . Régler l'amplificateur sur un gain de 10, avec une impédance d'entrée $Z_{in} = 600$ Ω , et le rhéostat sur $r \approx 33$ Ω .

Afficher u sur la voie 1 d'un oscilloscope et V_s sur la voie 2. Alimenter le circuit avec une tension sinusoïdale à 1 Hz en augmentant progressivement la tension de 0 à 500 mV. Passer en mode XY pour observer l'allure du cycle d'hystérésis $B(H)$ représenté en figure 2.3. On pourra utiliser le mode Persistance de l'oscilloscope.

Augmenter la tension du GBF jusqu'à 2 V pour observer la saturation du matériau. Mesurer les tensions correspondantes au champ rémanent B_r et à l'excitation coercitive H_c du matériau à partir du cycle, en déduire B_r et H_c , on rappelle les facteurs de conversion :

$$H = u \frac{N_1}{r\pi d} \quad \text{et} \quad B = V_s \frac{RC}{N_2 a^2}$$

Pour le tore de ferrite P66.4/4, nous obtenons : $B_r \approx 0,15$ T et $H_c \approx 80$ A/m.

Le cycle nous permet également d'estimer les pertes volumiques P_v dues à l'hystérésis du matériau. Elles correspondent à l'aire balayée au cours d'un cycle :

$$P_v = \int_{\text{cycle}} B dH$$

Acquérir les tensions u et V_s au cours d'un cycle sur Latis-Pro. Le cycle doit être centré autour de 0, pour cela décharger le condensateur avant la mesure et/ou retirer à V_s sa moyenne avec la Feuille de Calcul.

Convertir les tensions à l'aide de la Feuille de Calcul pour remonter à B et H . Latis-Pro n'ayant pas de fonction prédéfinie permettant de calculer une aire, nous allons utiliser Regressi. Exporter B et H dans un fichier au format txt (Menu Fichier/Exportation), puis ouvrir le fichier sous Regressi. Dans l'onglet Expression, calculer les pertes avec la formule : $P = \text{aire}(B, H)$.

Nous obtenons des pertes volumiques par cycle $P_v \approx 50 \text{ J/m}^3$. On peut retrouver rapidement l'ordre de grandeur de ce résultat en assimilant le cycle d'hystérésis à un rectangle de largeur $2H_c$ et de hauteur $2B_r$. Son aire est alors $P_v \approx 4B_r H_c$.

3.1.3 Désaimantation et première aimantation

Pour désaimanter un matériau magnétique, il faut lui faire parcourir des cycles d'hystérésis en réduisant progressivement l'amplitude du champ jusqu'à l'annuler.

Tracer le cycle d'hystérésis de la ferrite sur l'oscilloscope, puis réduire progressivement l'amplitude de la tension du GBF jusqu'à l'annuler. Le cycle converge vers le centre et le matériau se désaimante. Si l'annulation est trop rapide, il persistera une aimantation rémanente.

Une fois le matériau désaimanté, il est possible de tracer sa courbe de première aimantation.

Activer le mode Persistance de l'oscilloscope, et régler le GBF en mode tension continue. Partir d'une tension nulle, et l'augmenter progressivement jusqu'à la saturation (vers 2 V). On trace ainsi la courbe de première aimantation du matériau, représentée en pointillés sur la figure 2.3.

3.1.4 Comparaison de différents matériaux magnétiques

Habituellement, les matériaux ferromagnétiques sont classés en deux catégories :

- Les ferromagnétiques durs ($H_c > 10^4 \text{ A/m}$ et $B_r > 1 \text{ T}$) : ils présentent un cycle large, ils sont difficiles à aimanter mais conserve une aimantation importante. On les utilise pour fabriquer des aimants permanents.
- Les ferromagnétiques doux ($H_c < 400 \text{ A/m}$ et $B_r > 1 \text{ T}$) : ils présentent un cycle étroit, ils sont plus faciles à aimanter et les pertes par hystérésis sont plus faibles. On les utilise dans les applications en électrotechnique (transformateur, électroaimant...).

La ferrite étudiée précédemment est un matériau ferrimagnétique ($H_c \approx 10 \text{ A/m}$ et $B_r < 1 \text{ T}$). Elle est isolante et donc moins sensible aux pertes par courants de Foucault, mais en contrepartie son aimantation de saturation est plus faible que celle des ferromagnétiques.

Nous allons tracer le cycle d'hystérésis d'un fer doux.

Recommencer les expériences précédentes en remplaçant le tore de ferrite par le tore de fer doux P66.4/3 (tore à base carrée de côté $a = 12 \text{ mm}$ et de diamètre $d = 52 \text{ mm}$, avec $N_1 = 100$ et $N_2 = 500$). Régler la résistance interne de l'intégrateur sur $R = 100 \text{ k}\Omega$ pour éviter la saturation de sa sortie (qui apparaît vers 6 V). Tracer son cycle d'hystérésis sur l'oscilloscope pour différentes fréquences (100 mHz, 1 Hz et 10 Hz par exemple) avec une tension de 2 V. Observer que le cycle se réduit lorsque la fréquence augmente.

Contrairement à la ferrite, le fer est conducteur et donc traversé par des courants de Foucault. Ils empêchent le champ d'excitation de pénétrer dans le matériau, et rendent sa saturation plus difficile. L'effet augmente avec la fréquence ($P_v \propto f^2$).

Régler la fréquence sur 100 mHz pour ne pas être affecté par les courants de Foucault. Augmenter la tension jusqu'à observer le début de la saturation du matériau (vers 4 V), tout en veillant à ne pas dépasser l'intensité maximale dans le rhéostat ni à saturer l'intégrateur ou l'oscilloscope !

Le cycle est plus large et plus ovale que celui de la ferrite. Mesurer le champ rémanent B_r et l'excitation coercitive H_c du fer doux (attention la valeur de la résistance R de l'intégrateur a été modifiée).

Nous obtenons pour le fer doux : $B_r \approx 1 \text{ T}$ et $H_c \approx 200 \text{ A/m}$.

Autres matériaux magnétiques (en seconde lecture)

Tracer les cycles d'hystérésis des autres tores de ferrite P66.4/1 et P66.4/5, puis comparer leurs valeurs de B_r et H_c . On peut également observer le cycle d'hystérésis du tore d'acier dur P66.4/2, mais il n'est pas possible de le saturer et donc de remonter à B_r et H_c .

En effet, la saturation magnétique d'un tore d'acier dur demande une puissance importante, qu'il n'est pas possible d'atteindre avec ce montage sans dépasser l'intensité maximale des différents composants du circuit. La mesure de B_r et H_c des matériaux durs est difficile à réaliser.

3.2 Interprétation microscopique : domaines de Weiss

🔗 [Quaranta IV] à « Ferromagnétisme », [Précis Électrotechnique] p.63, [BFR EM IV] p.176-181

3.2.1 Observation des domaines

Il est possible d'observer les domaines de Weiss d'un matériau ferromagnétique grâce à un microscope polarisant. Si on éclaire une lame mince avec une lumière blanche polarisée, l'interaction entre le champ magnétique rémanent et la lumière produit une rotation de la polarisation par effet Faraday. En plaçant un analyseur croisé derrière l'échantillon, on voit alors apparaître un contraste entre les domaines dont l'aimantation est de sens opposé.

Nous allons utiliser le microscope polarisant P16.29, qui est constitué de 3 polariseurs : le premier se trouve au-dessus du miroir sous la platine, le second s'actionne en translatant la lame en métal au-dessus de l'objectif (nous ne l'utiliserons pas), et le troisième est intégré dans l'oculaire.

Fixer l'oculaire $\times 6$ sur le microscope polarisant P16.29. Retirer le second polariseur (il faut tirer la lame en métal du côté où est inscrit LYON de l'étiquette jaune). Éclairer le miroir avec une source lumineuse (lampe quartz-iode et filtre anticalorique par exemple). Croiser le premier polariseur (au-dessus du miroir) pour atteindre l'extinction.

Placer une lame de grenat ferrimagnétique P66.8 sur la platine (de préférence l'échantillon n°1 derrière lequel est dessiné un sourire). Réaliser la mise au point en déplaçant l'objectif pour observer les domaines de Weiss.

L'image obtenue ressemble à un enchevêtrement de serpents clairs et sombres. Les zones claires correspondent à des domaines de Weiss avec un moment magnétique dans un sens, et les zones sombres à des domaines avec un moment de sens opposé. Si le matériau est désaimanté, il y a autant de moments dans un sens que dans l'autre (donc autant de zones claires que de zones sombres).

3.2.2 Modification des domaines et déplacement des parois

En aimantant progressivement le matériau à l'aide d'une excitation magnétique, les moments tendent à s'aligner suivant une direction privilégiée. Le phénomène se manifeste principalement à l'interface entre les domaines. Les parois de Bloch se déplacent, et l'une des teintes (claire ou sombre) prédomine devant l'autre. Ce déplacement est réversible pour les excitations faibles, mais devient irréversible lorsque l'on s'approche de la saturation.

Dans un premier temps, le phénomène peut être observé simplement en rapprochant un aimant permanent.

Rapprocher progressivement un aimant permanent en fer ou en néodyme P63 de la lame de grenat, et observer le déplacement des parois. Éloigner l'aimant pour voir la réversibilité.

Lorsque l'on approche l'aimant très près, le matériau atteint sa saturation qui correspond à la disparition de l'une des teintes. Le phénomène devient irréversible : les parois de Bloch ne se reforment pas aux mêmes endroits si on éloigne à nouveau l'aimant.

On peut ensuite rendre cette expérience plus dynamique et mieux contrôlée en utilisant une bobine pour générer le champ magnétique.

Utiliser une bobine de 5000 spires P60.22, à l'intérieur de laquelle on place un noyau de fer doux (P60.29 par exemple) pour amplifier le champ. La bobine doit être placée au plus proche du microscope, de manière à avoir le noyau de fer à seulement quelques centimètres de l'échantillon. Alimenter la bobine par un GBF, en passant par un amplificateur de puissance (P47.6 ou P47.5), réglé sur un gain de 10, afin de lui fournir une puissance suffisante pour générer le champ. Ajouter un ampèremètre en série avec la bobine pour contrôler l'intensité, elle ne doit pas dépasser 0,6 A, ce qui correspond à une tension d'environ $6 V_{pp}$ délivrée par le GBF.

Observer le déplacement réversible des parois en délivrant une tension sinusoïdale basse fréquence (0,1 Hz par exemple) et de faible amplitude. Augmenter progressivement l'amplitude pour retrouver l'irréversibilité du phénomène.

3.2.3 Tracé du cycle d'hystérésis (en seconde lecture)

Il est possible de retrouver le cycle d'hystérésis du matériau grâce à une analyse quantitative de l'effet Faraday. L'intensité lumineuse moyenne de l'image observée est liée à la proportion de domaines de Weiss dont le moment est dans un sens (zones claires par exemple) par rapport à l'autre (zones sombres). On peut alors remonter à une grandeur proportionnelle à l'aimantation moyenne dans le matériau.

L'observation des domaines est cette fois réalisée à l'aide d'une caméra, afin de traiter numériquement les images.

Reprendre l'expérience précédente, et retirer l'oculaire du microscope. Comme il n'y a plus l'analyseur intégré dans l'oculaire, il faut en rajouter un : soit en activant le second polariseur du microscope (tirer la lame en métal du côté ENS de l'étiquette jaune), soit en plaçant un polariseur directement devant la caméra. Croiser ensuite le premier polariseur (au-dessus du miroir) pour retrouver l'extinction.

Placer une caméra IDS (P32.17 par exemple) sur laquelle est fixée un objectif macro P32.16 en sortie du microscope. Relier la caméra à un ordinateur par un câble USB, et utiliser le logiciel Ueye Cockpit pour l'observation. Réaliser la mise au point en déplaçant l'objectif du microscope afin d'obtenir l'image des domaines de Weiss sur l'écran.

REMARQUE : L'obtention d'une image nette des domaines de Weiss avec la caméra est assez long et difficile.

Exciter l'échantillon à l'aide d'une tension sinusoïdale de quelques hertz, et acquérir une vidéo du déplacement des parois à l'aide de la caméra.

Enregistrer la vidéo, puis réaliser un traitement des images sous ImageJ pour remonter à l'intensité moyenne de chaque image. Soustraire l'intensité correspondant à une excitation nulle (moyenne de l'intensité de toutes les images au cours d'un cycle) pour remonter à une grandeur proportionnelle à l'aimantation dans le matériau. Tracer cette grandeur en fonction du temps, puis en fonction du champ sinusoïdal excitateur (on repère les maxima et minima du champ à partir des maxima et minima de l'intensité lumineuse). On obtient une courbe similaire au cycle d'hystérésis du matériau.

Bibliographie

- ✦ [H-prépa Électronique II] : J.-M. BRÉBEC et al., *H-prépa Électronique II PSI*, Hachette (1997)
- ✦ [Précis Électrotechnique] : P. BRENDERS, *Électrotechnique et conversion de puissance PSI*, Les nouveaux précis Bréal (2005)
- ✦ [BUP 709] : A. DENIS, *Le transformateur*, BUP 709 p.1263 et suivantes (1988)
- ✦ [Duffait CAPES] : R. DUFFAIT, *Expériences de physique - CAPES de sciences physiques*, Bréal (2011)
- ✦ [Duffait Élec] : R. DUFFAIT et J.-P. LIÈVRE, *Expériences d'électronique à l'agrégation de sciences physiques*, Bréal (2010)
- ✦ [Mérat Électrotech] : R. MÉRAT et al., *Génie électrotechnique*, Nathan (1997)
- ✦ [Cap-prépa PCSI] : J. PÉREZ et al., *Physique MPSI-PCSI-PTSI – Cap prépa*, Pearson (2009)
- ✦ [Cap-prépa PSI] : V. RENVOIZÉ et al., *Physique PSI-PSI* – Cap prépa*, Pearson (2010)
- ✦ [Quaranta IV] : J.-M. DONNINI et L. QUARANTA, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome IV : Électricité et applications*, Pierron (2004)

1 Transformateur

1.1 Intérêt du transformateur

✦ [H-prépa Électronique II] p.8

Pour être transportée sur de longues distances des lieux de production aux lieux de consommation, l'électricité doit être sous haute tension. Pour le comprendre, on considère le schéma simplifié de distribution de la figure 3.1.

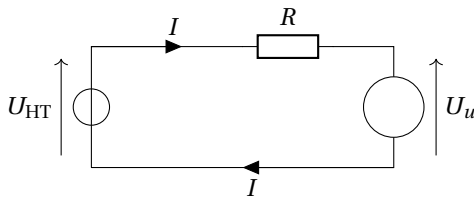


FIGURE 3.1 – Schéma simplifié de distribution électrique.

La puissance produite est $\mathcal{P}_p = U_{HT} I$. La puissance dissipée dans les câbles est $\mathcal{P}_d = RI^2$ donc $\mathcal{P}_d = R \frac{\mathcal{P}_p^2}{U_{HT}^2}$ ainsi :

$$\frac{\mathcal{P}_d}{\mathcal{P}_p} = R \frac{\mathcal{P}_p}{U_{HT}^2}$$

Pour une puissance produite \mathcal{P}_p fixée, il faut que U_{HT} soit aussi grand que possible pour minimiser les pertes par effet Joule dans les câbles de transport d'électricité.

Ordres de grandeur Pour un diamètre de câble en cuivre de 5 cm, d'une longueur de 50 km et une puissance donnée de 1 GW (une grande ville) :

- pour $U = 400$ kV (haute tension) : $\frac{\mathcal{P}_d}{\mathcal{P}_p} = 0,2 \%$;
- pour $U = 63$ kV (moyenne tension) : $\frac{\mathcal{P}_d}{\mathcal{P}_p} = 8 \%$;

REMARQUE : En pratique, l'électricité est transportée sous forme triphasée pour réduire les pertes Joule d'un facteur 3.

Pour élever les niveaux des tensions en sortie des centrales, puis l'abaisser pour la distribuer aux utilisateurs, on utilise un transformateur : il permet de changer la valeur efficace de la tension sinusoïdale appliquée à son entrée sans en changer la fréquence, tout en conservant la puissance électrique.

1.2 Étude d'un transformateur modèle

1.2.1 Constitution

✦ [Précis Électrotechnique] p.8, [Duffait CAPES] p.114

On étudiera dans toute la suite un transformateur monophasé. Il est constitué d'un matériau ferromagnétique sur lequel sont bobinés deux enroulements électriques indépendants. Le rôle du circuit magnétique est d'assurer une canalisation optimale des lignes de champ magnétique afin d'obtenir un couplage maximal entre les deux enroulements.

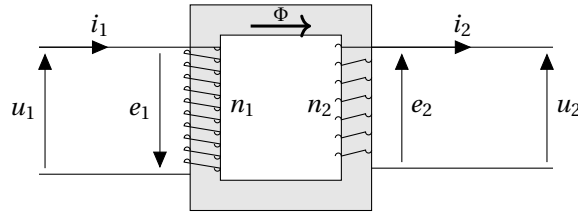


FIGURE 3.2 – Schéma simplifié du transformateur monophasé de tension.

L'enroulement qui est relié à la source d'alimentation est appelé enroulement primaire, les grandeurs associées seront indicées par le chiffre 1. L'autre enroulement, relié à la charge, est appelé enroulement secondaire, les grandeurs associées seront indicées par le chiffre 2. Lorsque la tension au secondaire est plus élevée qu'au primaire, on parle d'**élévateur de tension** (à la sortie d'une centrale par exemple). Dans le cas contraire, on parle d'**abaisseur de tension** (transformateur de quartier par exemple). Il existe aussi des transformateurs où la tension est identique au primaire et au secondaire : un tel transformateur est appelé **transformateur d'isolement** et permet d'isoler la masse de la terre : on évite ainsi des électrocutions en milieu humide (salle de bain par exemple).

Pour constituer un transformateur, prendre deux bobines dont le nombre de spires est connu (par exemple 500 spires P60.20 et 250 spires P60.19) et les insérer dans un circuit magnétique fermé (éléments P60.30 et P60.16 feuilletés) comme représenté sur la figure 3.2.

1.2.2 Modèle du transformateur parfait

✎ [Précis Électrotechnique] p.12, [Duffait CAPES] p.114, [BUP 709] p.1263

On utilisera la convention récepteur pour le primaire (u_1, i_1) et la convention générateur pour le secondaire (u_2, i_2). Les forces électromotrices d'induction e_1 et e_2 sont définies dans le sens des courants respectifs.

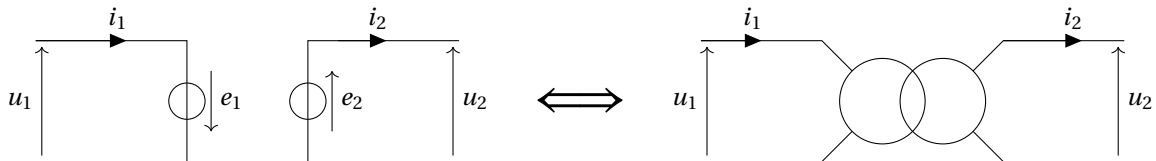


FIGURE 3.3 – Schématisation du transformateur parfait.

Dans un transformateur parfait, on suppose que :

- le circuit magnétique est linéaire, homogène et isotrope, et la perméabilité relative du matériau μ_r est infinie ;
- il n'existe aucune ligne de champ magnétique en dehors du circuit magnétique, donc aucune perte de flux ;
- la résistance des enroulements est nulle.

On note Φ le flux du champ magnétique, n_1 et n_2 le nombre de spires respectivement au primaire et au secondaire. La loi de Faraday donne :

$$e_1 = -n_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{et} \quad e_2 = n_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

Or $u_1 = -e_1$ et $u_2 = e_2$ donc :

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{n_2}{n_1} = m$$

Où on a défini le rapport de transformation $m = n_2/n_1$. Le théorème d'Ampère appliqué sur une ligne de champ au sein du matériau ferromagnétique s'écrit :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = \int \vec{H} \cdot d\vec{l}$$

Donc, comme $H = 0$ (car $\mu_r \rightarrow +\infty$) :

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{m}$$

La puissance reçue par le transformateur au primaire est $u_1 i_1$ et celle délivrée au secondaire est $u_2 i_2$. Or :

$$u_2 i_2 = m u_1 (1/m) i_1 = u_1 i_1$$

La puissance est intégralement transmise.

1.2.3 Étude à vide et en court-circuit, rapport de transformation

🔧 [Duffait CAPES] p.118

On utilisera tout au long du TP un alternostat qui permet de délivrer des tensions entre 0 et 240 V à 50 Hz, associées à des courants importants.

- ⚠ Les alternostats utilisés créent de fortes surintensités au démarrage pouvant faire disjoncter l'alimentation de la salle de TP. Veillez à respecter le protocole ci-dessous à chaque démarrage !

Avant d'allumer l'alternostat P57.6, tourner la molette sur 5%, ne rien brancher à ses bornes puis le mettre en route. Mettre la molette au minimum et brancher le boîtier prise/cordons de sécurités P57.14. On peut maintenant utiliser l'alternostat.

- ⚠ Redescendre la molette à 0 % avant d'intervenir sur un circuit alimenté par l'alternostat : les tensions sont importantes et la limite en courant est élevée !

On effectue un premier test du transformateur à vide : il n'y a que le voltmètre branché au secondaire.

Câbler le circuit 3.4 de gauche. On utilisera le transformateur constitué précédemment. Pour différentes tensions au primaire (que l'on fait varier grâce à la molette de l'alternostat), mesurer la tension au secondaire (utiliser des voltmètres True RMS en mode alternatif). Tracer u_2 en fonction de u_1 et comparez la pente de la droite à $m = n_2/n_1$.

On effectue un second test du transformateur, en court-circuit cette fois : le transformateur débite directement sur l'ampèremètre au secondaire.

Câbler le circuit 3.4 de droite. Pour différentes tensions au primaire, mesurer les intensités au primaire et au secondaire (utiliser des ampèremètres en mode alternatif). Attention à ne pas dépasser l'intensité maximale supportée par les bobines. Tracer i_2 en fonction de i_1 et comparez la pente de la droite à $1/m = n_1/n_2$.

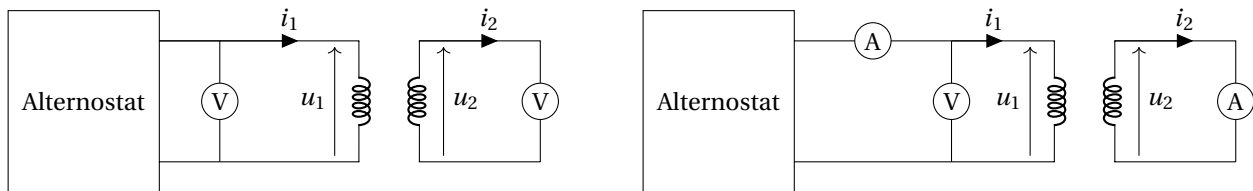


FIGURE 3.4 – Étude du transformateur à vide (à gauche) et en court-circuit (à droite).

1.3 Étude détaillée du transformateur et bilan énergétique

🔧 [Précis Électrotechnique] p.66-81, [Duffait CAPES] p.115-120

1.3.1 Limites du modèle du transformateur parfait

🔧 [BUP 709] p.1266, [Mérat Électrotech], p.151

Nous avons fait plusieurs hypothèses pour définir le modèle du transformateur parfait, qui ne sont pas toujours vérifiées lors de l'utilisation pratique d'un transformateur.

1. Pour un milieu magnétique de perméabilité μ_r , le théorème d'Ampère s'écrit :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = l \frac{\Phi}{\mu_0 \mu_r S} \equiv \mathcal{R} \Phi$$

On a noté l la longueur du circuit magnétique, S sa section et Φ le flux au sein du circuit magnétique. Cette relation définit la **reluctance** \mathcal{R} du circuit magnétique, c'est-à-dire sa capacité à s'opposer à sa pénétration par un champ magnétique.

Si on impose u_1 , le flux Φ se trouve imposé et on peut écrire :

$$i_1 = m i_2 + i_L$$

Ce qui peut s'interpréter comme une loi des nœuds où un dipôle est traversé par l'intensité i_L . Ce dipôle est une pure inductance de valeur $L = \frac{n_1^2}{\mathcal{R}}$. Le courant i_L est appelé courant magnétisant.

2. On nomme pertes fer et on note \mathcal{P}_F les pertes d'énergie sous forme de chaleur dans le matériau ferromagnétique à cause des phénomènes d'hystérésis et des courants de Foucault : ces pertes ne sont pas négligeables. On peut représenter ces pertes par une résistance équivalente R_F telle que $\mathcal{P}_F = e_1^2 / R_F$.
3. Le couplage entre le primaire et le secondaire n'est pas parfait : une partie du flux qui traverse le primaire ne traverse pas le secondaire et inversement : ces fuites sont prises en compte par l'ajout de deux inductances L_1 et L_2 sur le schéma 3.5. Ces inductances ne correspondent pas aux inductances des bobines et ne peuvent être mesurées directement.
4. Les résistances des enroulements ne sont pas négligeables : on prend en compte les résistances des enroulements primaire et secondaire R_1 et R_2 : ces résistances peuvent être mesurées à l'ohmmètre. Les pertes dues à la présence de ces résistances sont nommées pertes cuivre.

Le schéma équivalent du transformateur réel est ainsi présenté en figure 3.5.

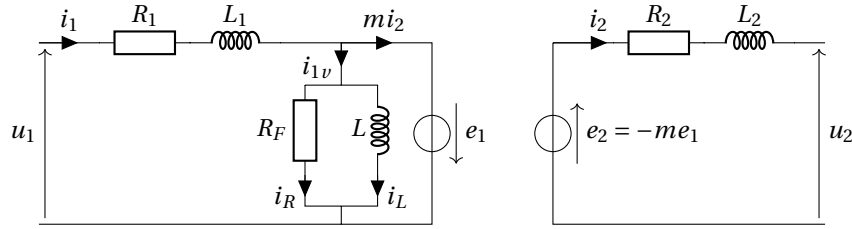


FIGURE 3.5 – Modélisation linéaire du transformateur réel.

On notera dans la suite $Z_1 = R_1 + jL_1\omega$, $Z_2 = R_2 + jL_2\omega$ et $Z_F = \frac{1}{1/R_F + 1/(jL\omega)}$.

1.3.2 Retour sur la mesure du rapport de transformation

Étude à vide On place au secondaire un voltmètre de grande impédance, on a alors $i_2 = 0$. Ainsi, $u_2 = e_2$ et la loi des noeuds donne $i_1 = i_{1v}$. Un pont diviseur de tension donne :

$$u_2 = m \frac{Z_F}{Z_F + Z_1} u_1$$

L'étude à vide qui précède donne donc $\frac{m}{1 + \frac{Z_1}{Z_F}}$ et non m : le rapport de transformation est légèrement sous-estimé.

Étude en court-circuit On place un ampèremètre au secondaire de très faible impédance. On peut alors supposer que $u_2 = 0$ ¹. La loi des noeuds donne :

$$m i_2 + i_{1v} = i_1$$

Or $i_{1v} = \frac{e_2 / m}{Z_F}$ et $e_2 = Z_2 i_2$ donc :

$$m \left(1 + \frac{Z_2}{m^2 Z_F} \right) i_2 = i_1$$

L'étude en court-circuit qui précède donne donc $m \left(1 + \frac{Z_2}{m^2 Z_F} \right)$ et non m : le rapport de transformation est légèrement surestimé.

1. On peut utiliser $u_2 = Z_A i_2$ (Z_A désignant l'impédance de l'ampèremètre), sans changer le principe du calcul.

1.3.3 Méthodes des pertes séparées

L'étude à vide du transformateur permet de déterminer les **pertes fer** dues aux courants de Foucault dans le matériau ferromagnétique qui dépendent de la **tension au primaire** U_1 . L'étude en court-circuit du transformateur permet de déterminer les **pertes cuivre** dues à l'effet Joule dans les bobinages qui dépendent de l'**intensité au primaire** I_1 . Ces déterminations sont appelées **méthodes des pertes séparées** : dans l'essai à vide, les courants sont faibles et les pertes cuivres sont négligeables, dans l'essai en charge, la tension est faible et les pertes fer sont négligeables². On peut montrer que le rendement du transformateur est maximum si $\mathcal{P}_F = \mathcal{P}_{Cu}$.

1.3.4 Étude à vide et pertes fer

On calcule l'importance des pertes fer en réalisant une étude à vide détaillée du transformateur d'étude P66.18. En toute rigueur, la puissance dissipée par ces pertes fer est $\mathcal{P}_F = e_1 i_{1v}$. Par ailleurs, on place au secondaire un voltmètre de grande impédance, donc $i_2 = 0$. Ainsi, $u_2 = e_2$ et la loi des noeuds donne $i_1 = i_{1v}$. Par ailleurs, i_{1v} est assez faible, donc $u_1 \approx e_1$. Ainsi, on pourra supposer que $\mathcal{P}_F = u_1 i_{1v}$. Le schéma équivalent du transformateur est alors exposé figure 3.6 à gauche.

Pour mesurer la puissance électrique consommée par un dipôle, on utilisera un wattmètre qui fournit la puissance moyenne \mathcal{P} . C'est indispensable de disposer de cet appareil si tension et intensité sont déphasées. Pour plus d'informations sur le fonctionnement et l'utilisation de cet appareil, on pourra lire [Duffait CAPES] p.108.

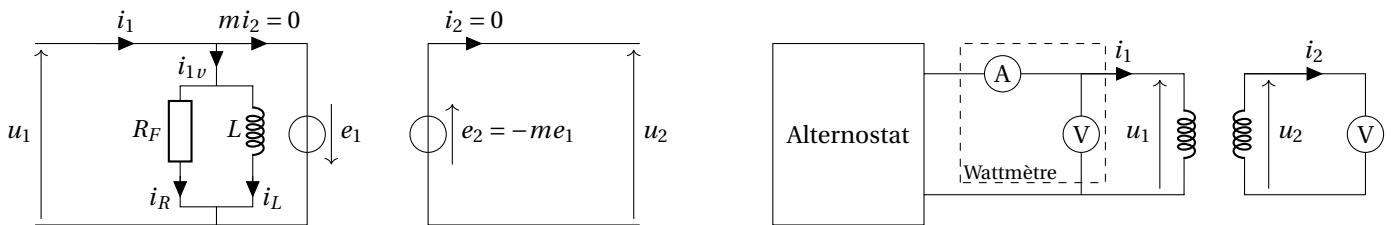


FIGURE 3.6 – Approximation du transformateur lors de l'étude à vide (à gauche) et circuit pour l'étude à vide (à droite).

Câbler le montage présenté en figure 3.6 à droite en prenant garde au branchement du wattmètre P50.17. On utilisera le transformateur d'étude P66.18. Relever avec le wattmètre U_1 , I_1 , \mathcal{P}_1 pour différentes tensions d'entrée U_1 entre 0 et 220 V.

D'une part :

$$\mathcal{P}_1 = \frac{1}{2} \Re(u_1 i_1^*) = \Re\left(\frac{1}{Z_F}\right) U_1^2 = \frac{1}{R_F} U_1^2$$

D'autre part :

$$I_1 = \left| \frac{1}{Z_F} \right| U_1 = \sqrt{\frac{1}{R_F^2} + \frac{1}{L^2 \omega^2}} U_1$$

Représenter \mathcal{P}_1 en fonction de U_1^2 puis I_1 en fonction de U_1 . Réaliser un ajustement linéaire dans les deux cas, en déduire R_F puis $L\omega$.

1.3.5 Étude en court-circuit et pertes cuivre

Lorsque le courant d'utilisation i_1 devient élevé par rapport au courant à vide i_{1v} , on peut négliger ce dernier. Dans ce cas, on utilise le modèle simplifié dit de Kapp, représenté en figure 3.7. En exprimant en notation complexe $u_1 = (R_1 + jL_1\omega) m i_2 - e_1$ et $u_2 = -m e_1 - (R_2 + jL_2\omega) i_2$, on obtient :

$$u_2 = e_S - Z_S i_2$$

Le modèle du transformateur devient un générateur de Thévenin, de force électromotrice $e_S = m u_1$, d'impédance interne $Z_S = R_S + jL_S\omega$, où $R_S = R_2 + m^2 R_1$ et $L_S = L_2 + m^2 L_1$.

Pour évaluer les pertes cuivre, on se place en court-circuit soit $u_2 = 0$. Dans ce cas, les courants i_1 et i_2 sont importants, on utilise le modèle de Kapp. En court-circuit, $e_2 = Z_2 i_2$ donc :

$$u_1 = Z_1 i_1 - e_1 = Z_1 i_1 + \frac{e_2}{m} = Z_1 i_1 + \frac{Z_2 i_2}{m} = \left(Z_1 + \frac{Z_2}{m^2} \right) i_1$$

2. Attention, ça n'est pas tout à fait le cas si on étudie un transformateur "fait maison" où les pertes fer sont assez importantes.

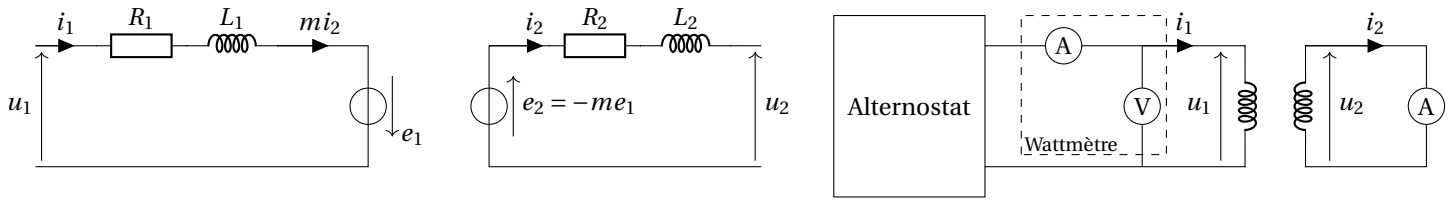


FIGURE 3.7 – Approximation du transformateur en court-circuit (modèle de Kapp, à gauche) et circuit pour l'étude en court-circuit (à droite).

Câbler le montage présenté en figure 3.7 à droite en prenant garde au branchement du wattmètre. Relever U_1 , I_1 , \mathcal{P}_1 pour différents courants d'entrée I_1 entre 0 et 2 A.

D'une part :

$$\mathcal{P}_1 = \frac{1}{2} \Re(u_1 i_1^*) = \Re \left(Z_1 - \frac{Z_2}{m^2} \right) I_1^2 = \left(R_1 + \frac{R_2}{m^2} \right) I_1^2$$

D'autre part :

$$U_1 = |Z_1| I_1 = \sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2}{m^2} \right)^2 + \omega^2 \left(L_1 + \frac{L_2}{m^2} \right)^2} I_1$$

Représenter \mathcal{P}_1 en fonction de I_1^2 puis U_1 en fonction de I_1 . En déduire $L_1 + \frac{L_2}{m^2}$ et $R_1 + \frac{R_2}{m^2}$. Mesurer directement à l'ohmmètre les résistances du primaire et du secondaire R_1 et R_2 et comparer Z_1 à Z_F , vérifier que $Z_1 \ll Z_F$.

1.3.6 Étude en charge et rendement

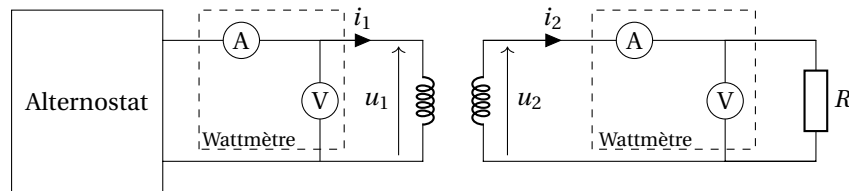


FIGURE 3.8 – Étude du transformateur en charge.

Câbler le montage présenté en figure 3.8. Pour la résistance de charge R , on utilisera un rhéostat de puissance P61.9 de 100 Ω et on prendra garde à ne pas dépasser la limite en courant indiquée. On pourra commencer avec $R \approx 20 \Omega$. Pour différentes tensions d'entrée, relever U_1 , I_1 , \mathcal{P}_1 , U_2 , I_2 , \mathcal{P}_2 . Représenter U_2 en fonction de U_1 , I_2 en fonction de I_1 et \mathcal{P}_2 en fonction de \mathcal{P}_1 pour obtenir le rapport des tensions, le rapport des courants et le rendement. Répéter l'opération pour quelques valeurs de résistances de charge différentes entre 5 Ω et 50 Ω et tracer le rapport des tensions, le rapport des courants et le rendement en fonction de la résistance de charge pour trouver les valeurs nominales de fonctionnement.

Les pertes fer sont égales à $\mathcal{P}_F = e_1^2 / R_F \approx U_1^2 / R_F$ et les pertes cuivres à $\mathcal{P}_{Cu} = (R_2 + m^2 R_1) I_2^2$.

En fonction des mesures de U_1 et de I_2 , évaluer l'importance des pertes fer et cuivre et vérifier que l'on retrouve bien $\mathcal{P}_1 = \mathcal{P}_2 + \mathcal{P}_F + \mathcal{P}_{Cu}$.

On voit que les lois des tensions et des courants apparaissent comme deux lois limites qui ne sont pas simultanément vérifiées : la loi des courants est d'autant mieux vérifiée que le courant est élevé (que la résistance de charge est faible) et que le courant à vide est donc faible devant le courant "utile". La loi des tensions est d'autant mieux vérifiée que le courant est faible (que la résistance de charge est élevée) et que l'on peut négliger l'impédance Z_S devant l'impédance de charge R .

Pour un bon transformateur, dans les conditions nominales d'utilisation, ces deux lois sont relativement bien vérifiées (le rendement est alors proche de 1).

1.4 Autres applications

✎ [Duffait CAPES] p.122-124

1.4.1 Pince ampèremétrique

Une pince ampèremétrique est un appareil de mesure qui permet de mesurer le courant dans un circuit sans avoir à ouvrir le circuit. La pince se comporte comme un transformateur de courant dont le primaire est le fil où l'on veut mesurer le courant et le secondaire une bobine enroulée sur un circuit magnétique torique entourant le fil. Ce montage est très élévateur en tension et le secondaire est par conséquent placé en court-circuit sur un ampèremètre, très souvent intégré dans l'appareil.

Avec la pince ampèremétrique P50.16, mesurer le courant circulant dans un des fils alimentant l'alternostat. Pour cela, il faut que le fil passe entre les mâchoires de la pince.

1.4.2 Chauffage par induction (en seconde lecture)

Pour montrer le principe, on peut construire un transformateur très élévateur de courant avec 1000 spires au primaire et une seule au secondaire. Le courant très élevé circulant dans la spire en forme de goulotte peut provoquer la fusion de l'étain placé dedans.

ATTENTION : Ce transformateur est très abaisseur de tension donc le risque d'électrisation en touchant la spire est inexistant. En revanche, le risque de brûlure est grand !

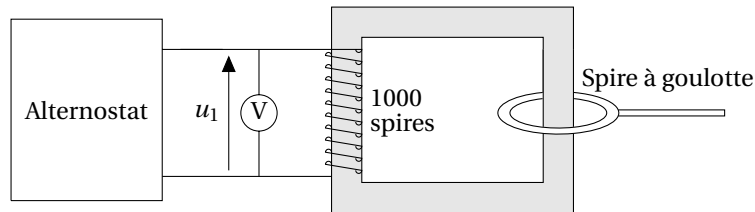


FIGURE 3.9 – Chauffage par induction.

Il est possible d'observer la fusion d'un fil d'étain dans la goulotte P64.1 (attention, celle-ci est percée à un endroit!). Ce principe est très utilisé, en particulier pour la soudure à l'arc et dans la métallurgie pour les fours à arc.

2 Redressement et lissage

2.1 Intérêt

✎ [Mérat Électrotech] p.274, [Cap-prépa PCSI] p.386

Le but du redressement et du lissage est d'obtenir une tension continue à partir d'une tension alternative sinusoïdale généralement fournie par le réseau de distribution. Ce problème a de nombreuses applications puisque quasiment tous les composants électroniques sont alimentés par des tensions continues. Il est également fréquemment utilisé en électronique de puissance, entre deux réseaux électriques différents (à l'entrée du tunnel sous la Manche par exemple) ou pour l'utilisation de machines à courant continu (locomotives, machines-outil, etc.).

On distingue généralement deux phases dans ce processus :

- Le redressement qui fournit à partir de la tension alternative une tension de signe constant, généralement égale à la valeur absolue de la tension alternative. Le redressement est basé sur les propriétés dissymétriques de certains composants comme les diodes ou les thyristors.
- Le lissage qui fournit une tension continue à partir de la tension redressée.

2.2 Redressement monoalternance

✎ [Cap-prépa PCSI] p.387, [Duffait CAPES] p.132

Considérons le montage présenté en figure 3.10, avec $e(t) = E \cos(\omega t)$. La loi des mailles s'écrit $u_D = e - Ri$. On distingue deux possibilités :

- Si la diode est bloquée, alors $i = 0$ et $u_D \leq 0$. La loi des mailles donne donc $u_D = e$ et la loi d'Ohm $u_R = 0$. Cela est valable tant que $u_D \leq 0$ donc la diode est bloquée si $e \leq 0$.
- À l'inverse, si la diode est passante, $i \geq 0$ et $u_D = 0$. La loi des mailles donne $u_R = Ri = e$. Par ailleurs, $i \geq 0$ donc $e \geq 0$.

La figure 3.10, à droite, représente l'évolution de u_R et de e au cours du temps.

REMARQUE : Si la tension d'alimentation est trop faible, la tension de seuil n'est plus forcément négligeable. La diode est passante si $e > u_s$ et bloquée si $e \leq u_s$. Quand elle est passante, $u_D = u_s$ donc $u_R = e - u_s$.

Câbler le montage présenté en figure 3.10, en utilisant une diode 1N4007 P29.4, un rhéostat de 1000Ω P61.1 et l'alternostat P57.6. Alimenter avec une tension inférieure à 20 V et observer les tensions e et u_R à l'oscilloscope. Constaté l'effet du seuil lorsque la tension d'alimentation est faible : la tension u_R est inférieure à la tension d'alimentation e .

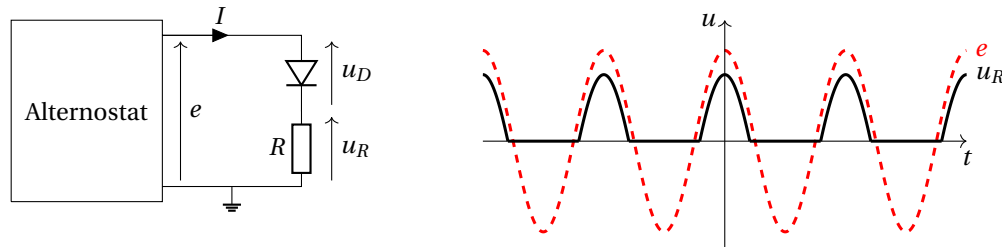


FIGURE 3.10 – Redressement monoalternance.

2.3 Redressement double alternance

✎ [Cap-prépa PCSI] p.389, [Duffait CAPES] p.133, [Duffait Élec] p.292, [Mérat Électrotech] p.275

On considère le montage de la figure 3.11, nommé pont de Graetz. Il comporte quatre diodes identiques permettant de réaliser un redressement double alternance.

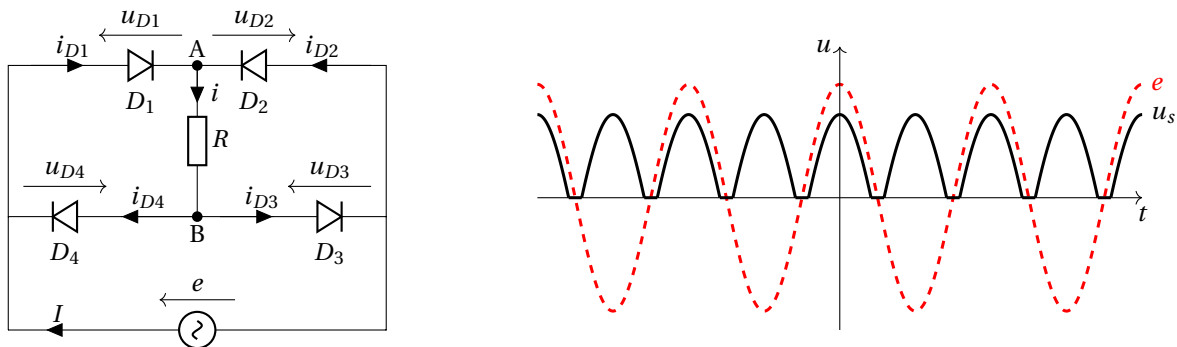


FIGURE 3.11 – Redressement par pont de Graetz.

Principe du pont de Graetz Traitons d'abord le cas $e > 0$. Comme le circuit n'est composé que de diodes (supposées idéales) et de résistances $I > 0$. Les intensités traversant les diodes sont positives ou nulles. i_{D1} est donc positive strictement : D_1 est passante et $u_{D1} = 0$. Par ailleurs $u_{D1} - u_{D2} = e > 0$ donc $u_{D2} \leq 0$: D_2 est bloquée. Puis $i_{D3} = I > 0$ donc D_3 est passante. Enfin $u_{D4} < 0$ donc D_4 est bloquée. On procède de même lorsque $e < 0$. Les circuits équivalents et le comportement des diodes en fonction du signe de e sont présentés en figure 3.12.

Le courant circulant dans R a toujours le même sens. Comme $u_R = Ri$, la tension aux bornes de R est de signe constant et égale à la valeur absolue de $e(t)$. Si on prend en compte le seuil des diodes, les deux diodes passantes retranchent chacune u_s à la tension aux bornes de la charge, celle-ci vaut alors $|e| - 2u_s$ où u_s désigne la tension de seuil des diodes.

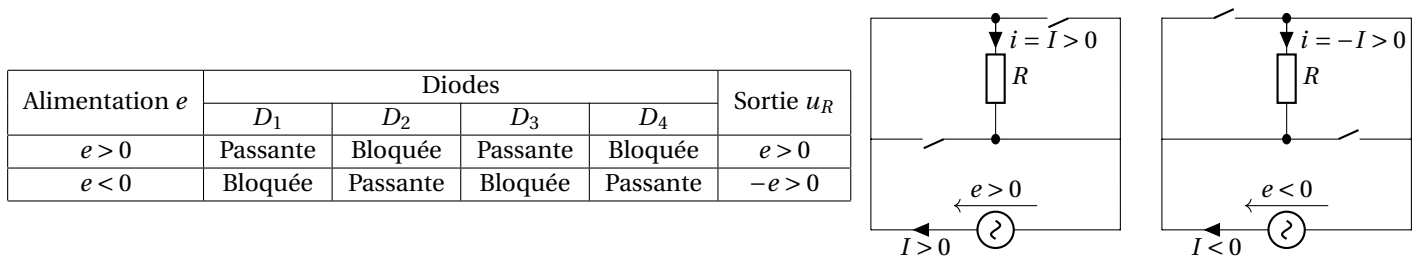


FIGURE 3.12 – Redressement par pont de Graetz : analyse du circuit.

Prendre 4 diodes 1N4007 P29.4 et les tester au multimètre (multimètre en mode diode-mètre, on obtient 0,6 V dans un sens et overload dans l'autre). Câbler le montage présenté en figure 3.11, l'alimenter par l'alternostat (attention au démarrage!). On choisira comme charge R un rhéostat de 1000 Ω P61.1 pour commencer. Observer **à l'aide des sondes différentielles P37.12 (sinon on court-circuite l'alternostat !)** les tensions e et u_R à l'oscilloscope. Constaté l'effet du seuil lorsque la tension d'alimentation est faible.

REMARQUE : Pour mettre en évidence le fonctionnement du pont de Graetz, il est possible de l'alimenter par un signal très basse fréquence délivré par un GBF (10 V, 0,5 Hz) et de remplacer les diodes par des DEL. On pourra par exemple câbler le montage 4 p.275 de [Mérat Électrotech].

2.4 Lissage

✚ [Cap-prépa PCSI] p.389, [Duffait CAPES] p.133, [Duffait Élec] p.292, [Mérat Électrotech] p.275

Nous avons obtenu un signal de moyenne strictement positif. L'objectif est maintenant d'obtenir une tension continue, il faut donc supprimer l'ondulation des signaux redressés. Une possibilité est d'ajouter un condensateur en sortie du redresseur, comme sur la figure 3.13.

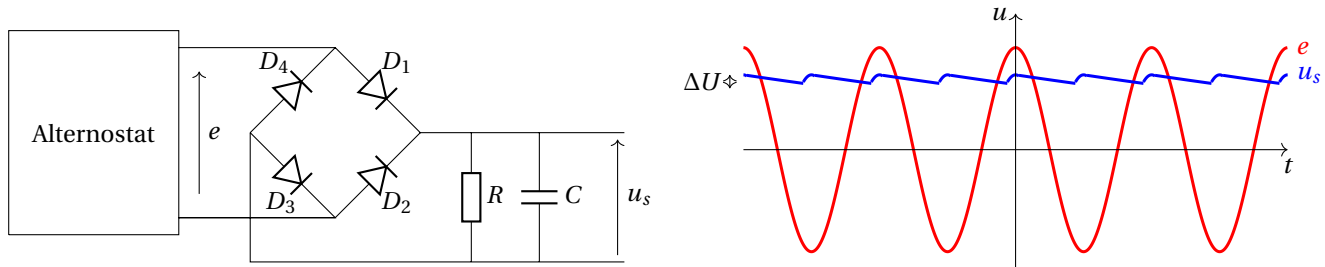


FIGURE 3.13 – Redressement par pont de Graetz et lissage par cellule RC.

On peut distinguer quatre phases :

- Dans un premier temps, D_1 et D_3 sont passantes, D_2 et D_4 sont bloquées, la tensions u_s suit l'évolution de e .
- La tension e décroît rapidement et le condensateur, freinant l'évolution de u , l'empêche de suivre la décroissance de e . La diode D_1 se bloque elle aussi et le circuit RC se retrouve isolé : la décroissance de la tension u_s est due à la décharge du condensateur C dans la résistance R .
- Au moment où $e < -u$ avec $-e > 0$, D_2 et D_4 deviennent passantes, D_1 et D_3 bloquées, u suit l'évolution de $-e$.
- Lorsque e croît rapidement, le condensateur empêche de nouveau les variations brutales de tension.

Si le produit RC est très grand, la décroissance de u est négligeable et la tension de sortie est continue et égale à l'amplitude de la tension sinusoïdale E .

Câbler le montage présenté en figure 3.13 à gauche, l'alimenter par l'alternostat (attention au démarrage!). On choisira comme charge R un rhéostat de 1000 Ω P61.1 et les boîtes de condensateur P58.21 (30 μF par exemple). **ATTENTION au sens de branchement des capacités chimiques, commencer avec une faible tension !** Observer **à l'aide des sondes P37.12** les tensions e et u_s à l'oscilloscope. Mesurer avec un voltmètre True RMS en mode alternatif l'ondulation en sortie ΔU pour différentes résistances R mesurées à l'ohmmètre (sortir le rhéostat du circuit) et tracer $\Delta U/E$ en fonction de $1/R$.

L'ondulation, dans la limite où RC n'est pas trop grand, est :

$$\Delta U = \frac{\pi E}{RC\omega}$$

Mesurer au wattmètre la puissance en entrée et en sortie en fonction de la résistance de charge R . En déduire le rendement de la conversion.

Évolutions possibles (en seconde lecture) On a obtenu jusqu'à maintenant une tension continue avec une ondulation réduite. Cependant, la tension peut varier si l'amplitude de la tension sinusoïdale varie, et le taux d'ondulation peut varier si la charge varie. On peut réaliser des montages pour stabiliser la tension continue, on pourra par exemple lire [Duffait Elec] p.295.

2.5 Lissage par une bobine (en seconde lecture)

Il est possible de diminuer l'ondulation du courant débité par un montage redresseur en plaçant une bobine de lissage en série avec la charge. On peut par exemple alimenter un moteur à courant continu directement en sortie du pont de Graetz.

Alimenter le moteur à courant continu P0.5 ou le petit moteur P95.16 (ne pas dépasser 10 V) directement en sortie du pont de Graetz. Contrôler le courant entrant dans le moteur de façon à éviter qu'il dépasse le courant maximal admissible.

La rotation est régulière car la fréquence du secteur est élevée.

3 Hacheur (en seconde lecture)

3.1 Intérêt et principe

✎ [Cap-prépa PSI] p.531-546

Le but d'un montage à hacheur est de réaliser un transfert de puissance d'une source électrique délivrant une grandeur continue vers une charge devant être alimentée par une grandeur également continue mais de valeur plus basse. Cela ne peut pas être fait à l'aide de transformateurs électriques car ceux-ci reposent sur l'induction et nécessitent donc des tensions variables dans le temps.

Supposons que nous disposions d'une batterie délivrant la tension $E = 12$ V et que l'on souhaite alimenter une ampoule de résistance R_a admettant une tension maximale de $U = 3$ V. Nous devons abaisser la tension continue. Une façon simple de procéder consiste à réaliser un pont diviseur de tension en plaçant un rhéostat de résistance R en série dans le montage. La tension aux bornes de l'ampoule sera :

$$U = \frac{R_a}{R_a + R} E$$

On peut ajuster R de telle façon à obtenir la valeur de U désirée. Le rendement η d'un tel dispositif est le rapport de la puissance fournie à l'ampoule \mathcal{P}_a et la puissance délivrée par la source \mathcal{P}_s :

$$\eta = \frac{\mathcal{P}_a}{\mathcal{P}_s} = \frac{Ui}{Ei} = \frac{U}{E}$$

On obtient un rendement très médiocre, environ 25 % dans l'exemple ci-dessus. La puissance restante est dissipée par effet Joule.

On préfère alors remplacer le rhéostat par un interrupteur dont la fermeture et l'ouverture sont commandées électroniquement. En général, l'interrupteur commandé sera alimenté périodiquement : il sera fermé pendant une durée αT et ouvert pendant $(1 - \alpha) T$. Grâce à l'interrupteur commandé, la résistance est parcourue par du courant durant seulement une fraction α du temps. α est nommé rapport cyclique et détermine la puissance moyenne délivrée à la charge. La figure 3.14 présente le montage et l'évolution de la tension aux bornes de la charge. Le rendement théorique de ce dispositif est de 1.

Les variations brutales d'intensité et de tension peuvent être gênantes et on doit dans ce cas recourir à un lissage de la tension.

- On peut réaliser un lissage par condensateur, comme présenté sur la figure 3.15 à gauche. Lorsque l'interrupteur est ouvert, le condensateur se charge avec une durée typique $1/rC$. Lorsque l'interrupteur est fermé, le condensateur se décharge avec un temps typique $\frac{1}{C} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{R} \right)$. Après sa mise en route, le hacheur atteint rapidement un fonctionnement appelé régime commuté où la tension oscille entre deux valeurs U_{\max} (atteint au moment de l'ouverture de l'interrupteur) et U_{\min} (atteint au moment de la fermeture de l'interrupteur) qui dépendent de r , R , C , α et T .

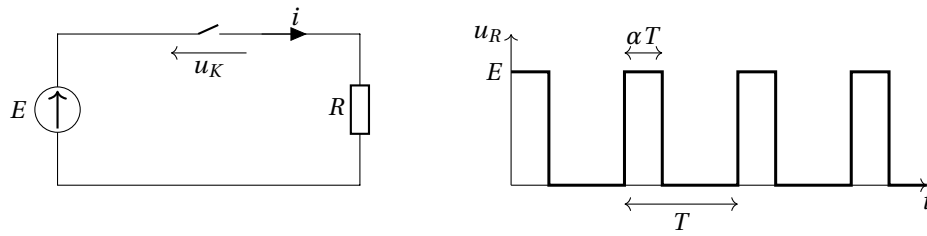


FIGURE 3.14 – Montage à interrupteur commandé. La période de commutation de l'interrupteur est T , le rapport cyclique est α .

- On peut réaliser un lissage par bobine, comme présenté sur la figure 3.15 à droite. Lorsque l'interrupteur est fermé, la diode de roue libre est bloquée car $E > 0$ et le circuit RL est simplement alimenté par une tension constante. Lorsque l'interrupteur est ouvert, le circuit RL est isolé et l'intensité décroît exponentiellement sur un temps typique R/L . La tension aux bornes de la charge est également composée d'arches d'exponentielles.

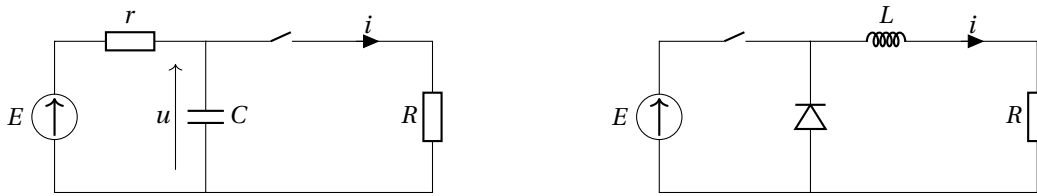


FIGURE 3.15 – À gauche, condensateur de lissage. À droite, bobine de lissage et diode de roue libre.

3.2 Étude expérimentale

➤ [Quaranta IV] à « Hacheurs »

L'interrupteur commandé que l'on utilisera est un transistor MOSFET utilisé en régime de commutation. On le commande par un GBF délivrant un signal crêteau de rapport cyclique α variable.

On va réaliser un lissage par une bobine d'inductance L et de résistance interne r . Si on approxime les arches d'exponentielles par des segments de droite, on peut montrer que la tension moyenne aux bornes de la résistance R est :

$$\langle U \rangle = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} = \frac{R}{r+R} [\alpha(E + u_s) - u_s] \approx \frac{R}{r+R} \alpha E \text{ si } u_s \ll E$$

Et que l'ondulation est :

$$\Delta U = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2} = \frac{R}{r+R} \frac{\alpha(1-\alpha)}{2f\tau} (E + u_s) \approx \frac{R}{r+R} \frac{(1-\alpha)}{2f\tau} \langle U \rangle \text{ si } u_s \ll E$$

u_s désigne la tension de seuil de la diode de roue libre, f la fréquence de commutation et $\tau = L/R$ le temps typique de décroissance.

Câbler le circuit présenté en figure 3.16. On utilisera un transistor BUK455 (salle d'électronique ou P42.56), une diode 1N4007, l'alimentation de puissance P53.2 délivrant une tension de 10 V environ, et, pour le dipôle RL , une bobine de 11 mH P60.20 et rhéostat de 10 Ω P61.4. Le GBF délivre un signal crêteau 0-10V de rapport cyclique (Duty cycle) variable et de fréquence f voisine de 1 kHz. Observer à l'oscilloscope le signal aux bornes de R : constater l'évolution de la moyenne et de l'ondulation du signal en fonction du rapport cyclique α et de la fréquence f (autour de 1 kHz).

Mesurer la tension moyenne aux bornes de la charge (multimètre en continu) et vérifier qu'elle est suivie d'une évolution affine par rapport au rapport cyclique α . Mesurer le taux d'ondulation du signal (multimètre True RMS) et vérifier sa dépendance en $1/f$. Mesurer la puissance dissipée dans la charge au wattmètre et celle délivrée par la source. Évaluer le rendement du dispositif.

On peut alimenter directement un moteur à courant continu que l'on peut modéliser comme un dipôle RL . Le rapport cyclique contrôle ainsi la vitesse du moteur à courant continu.

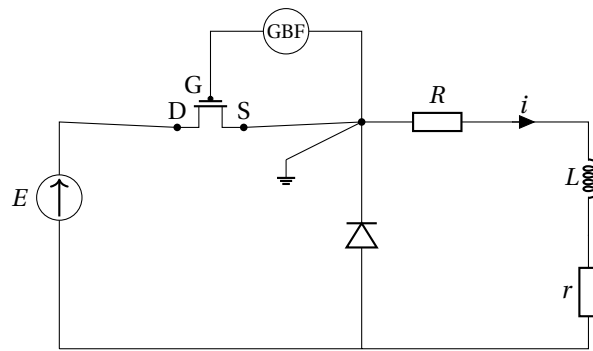


FIGURE 3.16 – Étude expérimentale d'un hacheur avec lissage par bobine.

Remplacer le dipôle RL par le moteur P95.16 et observer que la vitesse de rotation évolue en fonction du rapport cyclique de la tension de commande.

REMARQUE : Un autre composant couramment utilisé en électronique de puissance est le thyristor, qui peut être utilisé en interrupteur commandé. Son fonctionnement et son intérêt sont décrits dans [Duffait Élec] p.290. On peut par exemple utiliser des thyristors pour réaliser des redressements commandés, on pourra lire [Duffait Élec] p.304-307. Les dispositifs P29.14 et P29.27 pourront vous être utile.

Bibliographie

- ✎ [H-prépa Électronique II] : J.-M. BRÉBEC et. al., *H-prépa Électronique II PSI*, Hachette (1997)
- ✎ [Précis Électrotechnique] : P. BRENDERS, *Électrotechnique et conversion de puissance PSI*, Les nouveaux précis Bréal (2005)
- ✎ [Quaranta IV] : J.-M. DONNINI et L. QUARANTA, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome IV : Électricité et applications*, Pierron (2004)
- ✎ [BUP 864] : A. CAILLATE, *Défense et illustration du moteur Stirling*, BUP 864 p.663 et suivantes (2004)
- ✎ [Pérez Thermo] : J.-P. PÉREZ, A.M. ROMULUS, *Thermodynamique*, Dunod, (2001)

1 Principe de la conversion de puissance électromécanique : les rails de Laplace

✎ [Quaranta IV] à « Laplace », [H-prépa Électronique II] p.58-67, [Précis Électrotechnique] p.122-126

La conversion de puissance électromécanique est basée sur les principes de l'induction. Une expérience simple permettant de l'illustrer est le dispositif des rails de Laplace.

1.1 En fonctionnement générateur

Le schéma des rails de Laplace en fonctionnement générateur est présenté à gauche sur la figure 4.1.

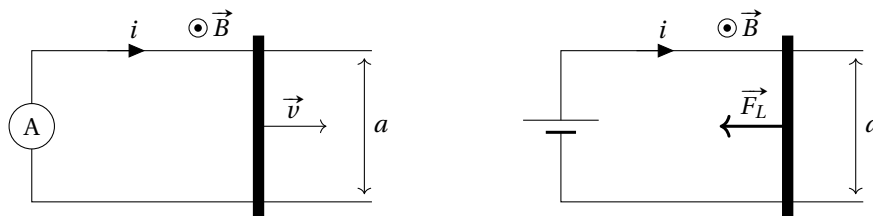


FIGURE 4.1 – Expérience des rails de Laplace en fonctionnement générateur (à gauche) et en fonctionnement moteur (à droite).

Le circuit est constitué de deux rails conducteurs parallèles séparés d'une distance a , reliés à une extrémité par un ampèremètre et à l'autre par une tige mobile. Il est plongé dans un champ magnétique uniforme $\vec{B} = B \vec{e}_z$.

En déplaçant la tige vers la droite à une vitesse $\vec{v} = v \vec{e}_x$ constante, on induit une force électromotrice aux bornes de la tige due à la variation du flux magnétique Φ :

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = -vaB$$

D'où une intensité dans le circuit :

$$i = \frac{vaB}{R}$$

où R est la résistance du circuit.

À l'inverse, en déplaçant la tige vers la gauche ($\vec{v} = -v \vec{e}_x$), l'intensité dans le circuit devient négative.

Relier les rails de Laplace P65.5 à un microampèremètre Fluke 187 P69.25. Placer un aimant en U P63 entre les rails, de façon à créer un champ magnétique vertical ascendant, comme représenté sur le schéma 4.1. En général, le champ est dirigé de la branche rouge de l'aimant (le Nord) vers sa branche blanche (le Sud). Déposer une tige métallique P65 dans l'entrefer de l'aimant pour relier les deux rails.

Déplacer la tige rapidement le long des rails vers la droite, en appuyant légèrement pour maintenir le contact électrique. Observer l'apparition d'une intensité positive assez faible (de l'ordre du μA). On peut aussi observer l'apparition de la force électromotrice en mesurant la tension entre les deux rails.

Déplacer la tige dans l'autre sens, l'intensité devient négative.

1.2 En fonctionnement moteur

On peut illustrer la réversibilité de la conversion électromécanique en utilisant les rails de Laplace en fonctionnement moteur. Pour cela, il suffit de relier les deux rails à un générateur, comme représenté sur la figure 4.1 (à droite). L'intensité i qui parcourt le circuit engendre une force de Laplace sur la tige :

$$\vec{F}_L = \int_{\text{tige}} i d\vec{l} \wedge \vec{B} = -iaB \vec{e}_x$$

Remplacer le multimètre par un générateur de tension continue (P53.2 par exemple).

Appliquer une tension de quelques volts au circuit (régler la limitation en courant au maximum), et observer le déplacement de la tige. Si elle ne bouge pas, on pourra humidifier légèrement les rails avec de l'eau pour faciliter le contact électrique avec la tige (penser à éteindre le générateur avant !).

Enfin, on peut noter que la conversion électromécanique a un rendement théorique de 100% en fonctionnement moteur et générateur, contrairement aux moteurs thermiques qui sont limités par le rendement de Carnot.

2 La machine à courant continu (MCC)

🔗 [Quaranta IV] à « Moteurs à courant continu », [H-prépa Électronique II] p.75-97, [Précis Électrotechnique] p.127-139

2.1 Principe de fonctionnement

Nous commençons par quelques rappels sur le principe de la machine à courant continu, mais pour plus de détails nous vous conseillons la lecture des références citées.

2.1.1 Description de la machine à courant continu

La machine à courant continu est schématisée en figure 4.2.

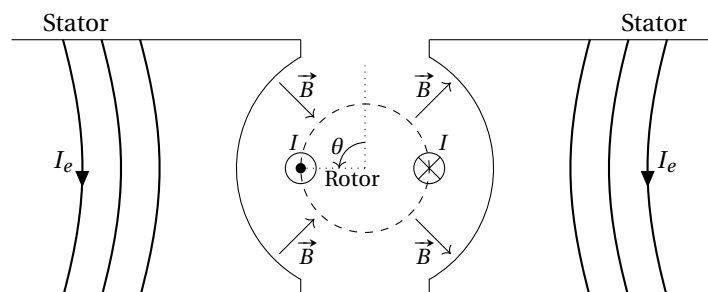


FIGURE 4.2 – Schéma de principe d'une machine à courant continu.

Elle est principalement composée de 2 parties :

- Un stator (partie fixe) qui joue le rôle d'inducteur. Il produit un champ magnétique radial \vec{B} de norme constante qui va permettre la conversion de puissance. Le champ est généralement créé à partir d'électroaimants parcourus par un courant d'excitation I_e , mais on peut également utiliser des aimants permanents pour certains petits moteurs.
- Un rotor (partie mobile) qui joue le rôle d'induit. Le circuit est composé d'un ensemble de lames conductrices parallèles qui baignent dans le champ magnétique du stator.

La MCC est réversible, elle peut fonctionner aussi bien en génératrice qu'en moteur :

- En fonctionnement moteur, le rotor est alimenté par une tension continue U . L'intensité I qui le parcourt va donner naissance à des forces de Laplace à cause du champ magnétique du stator. Il en résulte un couple moteur \vec{C} qui entraîne le rotor en rotation.
- En fonctionnement générateur, le rotor est entraîné à une vitesse angulaire ω dans le champ magnétique du stator. Il est alors le siège d'une force électromotrice E , c'est un générateur de tension.

2.1.2 Nécessité du collecteur

Considérons un moteur dont l'inducteur est composé de 2 pôles magnétiques et avec un induit composé d'une seule spire repérée par son angle θ , comme représenté sur la figure 4.2. Le champ magnétique radial B_r au niveau de la spire est fonction de θ . Il s'inverse au passage de la ligne neutre en $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 180^\circ$.

En fonctionnement générateur, la force électromotrice induite dans la spire E_{spire} est proportionnelle à B_r . Elle s'inverse alors également en $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 180^\circ$, comme présenté en figure 4.3.

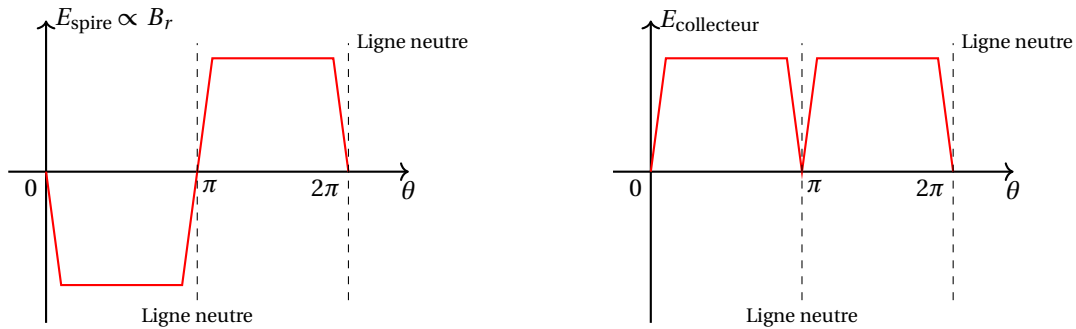


FIGURE 4.3 – Évolution de la force électromotrice induite dans la spire E_{spire} (à gauche) et de la tension en sortie du collecteur $E_{\text{collecteur}}$ (à droite) en fonction de l'angle θ .

Pour obtenir une tension continue, il faut ajouter un redresseur mécanique, appelée collecteur, constitué de bagues sur lesquels frottent des balais et représenté en figure 4.4. Ainsi, à chaque fois que la spire franchit la ligne neutre, le contact entre les balais et les bagues s'inverse, ce qui génère en sortie une tension $E_{\text{collecteur}}$ quasi-constante.

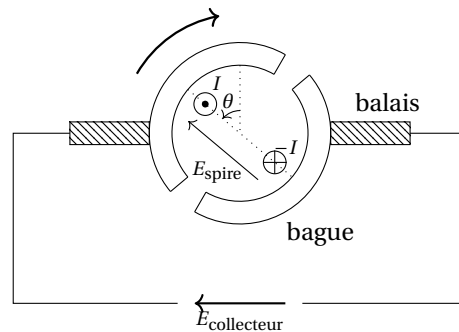


FIGURE 4.4 – Principe du collecteur.

De même, en fonctionnement moteur, les forces de Laplace qui s'exercent sur la spire changent de sens en $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 180^\circ$ si l'intensité I qui la traverse est constante. Le collecteur permet alors d'inverser le sens du courant d'alimentation à chaque passage de la ligne neutre, de façon à obtenir en sortie un couple moyen non-nul.

Nous allons illustrer l'intérêt du collecteur en fonctionnement générateur avec le dispositif P95.7. L'inducteur est constitué d'un circuit magnétique et d'une bobine, que l'on alimente par les deux bornes du boîtier bleu. L'induit est un ensemble de spires, baignant dans le champ magnétique généré par l'inducteur, on peut le mettre en rotation à l'aide de la manivelle. On mesure la tension générée à l'aide de deux balais, que l'on peut mettre en contact avec différentes parties de l'axe en rotation. On distingue trois petits cylindres dorés sur cet axe :

- le premier (le plus proche de la manivelle) est relié à la première borne de l'induit,
- le second est relié à la seconde borne de l'induit,
- le troisième (le plus éloigné de la manivelle) est relié pour moitié à la première borne de l'induit et pour moitié à la seconde, il joue le rôle du collecteur.

Alimenter le boîtier bleu du dispositif P95.7 sous une tension continue de 1 V à l'aide d'un générateur (P53.2 par exemple) pour générer le champ magnétique. Relier les deux bornes des balais à un oscilloscope en mode Défilement, réglé sur un petit calibre car les tensions mesurées seront faibles.

Mettre en contact l'un des balais avec le premier cylindre doré, et l'autre avec le second cylindre pour mesurer la tension en sortie de l'induit en rotation. Tourner la manivelle, et observer que la tension induite change constamment de signe. Mettre en contact les deux balais avec le troisième cylindre doré pour inverser les bornes de l'induit à chaque demi-tour. Tourner la manivelle, et observer que la tension produite est toujours de même signe.

2.1.3 Équations de fonctionnement

En fonctionnement moteur Pour un moteur idéal dont l'induit n'est constitué que d'une seule spire traversée par un flux magnétique Φ_m et parcourue par une intensité I_m , le couple électromagnétique est $C_{EM} = \Phi_m I_m$. Dans le cas d'une machine réelle, le bobinage est plus complexe. On peut alors exprimer le couple électromagnétique tel que $C_{EM} = k\Phi_m I_m$, avec k une constante caractéristique de la géométrie de la machine.

En régime stationnaire, le couple moteur en sortie s'exprime :

$$C = C_{EM} - C_r = k\Phi_m I_m - C_r$$

avec C_r le couple résistif dû aux différents frottements.

La rotation du rotor à la vitesse angulaire ω entraîne l'apparition d'une force contre-électromotrice $E_m = k\Phi_m \omega$ qui s'oppose au courant I_m . Pour maintenir la rotation, il faut alimenter l'induit du moteur avec une tension :

$$U_m = E_m + r_m I_m = k\Phi_m \omega + r_m I_m$$

où r_m est sa résistance interne.

En fonctionnement générateur La tension générée en sortie de la génératrice par la rotation à la vitesse ω s'exprime :

$$U_g = E_g - r_g I_g = k\Phi_g \omega - r_g I_g$$

avec $E_g = k\Phi_g \omega$ la force électromotrice, réduite à cause de l'effet Joule dans l'induit de résistance r_g .

Le couple mécanique à exercer est alors la somme du couple électromoteur et du couple résistif :

$$C = C_{EM} + C_r = k\Phi_g I_g + C_r$$

À retenir Les grandeurs électriques et mécaniques de l'induit sont liées en régime stationnaire par les systèmes d'équations :

$$\text{Moteur} \left\{ \begin{array}{l} U_m = k\Phi_m \omega + r_m I_m \\ C = k\Phi_m I_m - C_r \end{array} \right. \quad \text{Générateur} \left\{ \begin{array}{l} U_g = k\Phi_g \omega - r_g I_g \\ C = k\Phi_g I_g + C_r \end{array} \right.$$

2.2 Étude du moteur à courant continu

2.2.1 Description du banc

Nous allons utiliser le banc moteur-générateur à courant continu P0.5. Il est constitué d'une partie moteur (à gauche) et d'une partie génératrice (à droite), dont les inducteurs et induits peuvent être alimentés indépendamment. Le couple exercé sur le rotor est mesuré par un couplemètre (boîtier bleu). La mesure de la vitesse est réalisée par une génératrice tachymétrique à l'extrémité droite du banc, on relie ses bornes à l'entrée du boîtier blanc pour lire la fréquence de rotation. Il est aussi possible d'utiliser directement les sorties analogiques des capteurs, mais cela nécessite un étalonnage préalable.

Il existe plusieurs méthodes pour alimenter l'inducteur et l'induit d'un moteur à courant continu : excitation séparée (chacun est alimenté indépendamment), excitation parallèle (ils sont alimentés en parallèle) ou excitation série (ils sont alimentés en série). Durant tout ce TP, nous nous placerons dans le cas d'une excitation séparée.

2.2.2 Étude électrique à vide

Dans un premier temps, nous allons réaliser une étude à vide du moteur, c'est-à-dire en laissant le rotor tourner librement sans le freiner avec la génératrice.

Commencer par alimenter l'inducteur du moteur sous sa tension nominale $U_e = 110 \text{ V}$, c'est-à-dire celle où son rendement est maximum. On utilisera une alimentation Langlois P0.44 réglée en DC avec le disjoncteur relevé, et on intercalera préalablement un ampèremètre en série et un voltmètre en parallèle pour mesurer I_e et U_e .

Alimenter l'induit avec une autre alimentation Langlois P0.44 et insérer un rhéostat de 10Ω en série dans le circuit (P61.4 par exemple). On mesure la tension U_m aux bornes de l'induit avec un voltmètre et l'intensité I_m avec un ampèremètre.

Pour démarrer le moteur, augmenter progressivement la tension U_m . Une fois qu'il tourne, réduire la résistance du rhéostat, puis court-circuiter ses bornes avec un fil pour fournir toute la puissance au moteur.

☉ Deux mises en garde sont à respecter lors de l'utilisation d'une MCC :

- Il faut utiliser un rhéostat en série avec l'induit lors du démarrage du moteur pour éviter une surintensité. En effet, comme $\omega = 0$ au démarrage, la tension fournie au circuit est $U_m = r_m I_m$, d'où une intensité I_m qui peut être importante car r_m n'est que de quelques ohms. Une fois en marche ($\omega \neq 0$), l'intensité diminue, on court-circuite alors le rhéostat pour augmenter le rendement du moteur.
- Pour arrêter la MCC, il faut toujours couper dans un premier temps la tension de l'induit U_m , puis dans un second temps celle de l'inducteur U_e . Si on annule U_e en gardant U_m constante, $\omega \rightarrow \infty$ et le moteur risque de s'emballer.

Pour plusieurs tensions U_m inférieures à 110 V, mesurer l'intensité I_m dans l'induit et la fréquence de rotation f avec la génératrice tachymétrique (on remonte à la vitesse angulaire ω en multipliant par 2π).

Tracer U_m en fonction de ω , puis réaliser la régression linéaire $U_m = k\Phi_m\omega + r_m I_m$ pour remonter aux valeurs de $k\Phi_m$ (environ 0,55 V.s/rad) et de r_m (quelques ohms).

Le flux magnétique Φ_m est principalement fonction de l'intensité dans l'inducteur I_e , et donc de la tension U_e . Cette dépendance correspond au cycle d'hystérésis du matériau magnétique de la machine, comme tout électroaimant.

Pour différentes tensions U_e dans l'inducteur, recommencer les mesures précédentes de I_m et ω en faisant varier U_m et remonter par régression à $k\Phi_m$ dans chaque cas. Pensez à repasser par une tension U_e plus faible entre chaque série de mesure (sans l'annuler!) pour parcourir le cycle d'hystérésis du matériau dans le même sens (U_e croissant par exemple).

Tracer l'évolution de $k\Phi_m$ en fonction de U_e pour retrouver l'allure de la courbe d'aimantation du matériau magnétique.

Le flux magnétique Φ_m dépend aussi légèrement de l'intensité dans l'induit I_m , c'est le phénomène de réaction magnétique de l'induit (RMI). L'intensité dans l'induit produit un champ magnétique opposé qui réduit le flux magnétique de l'inducteur. Dans certaines machines, cet effet est compensé par l'ajout d'une bobine auxiliaire en série avec l'induit.

2.2.3 Étude mécanique en charge

Pour appliquer un couple au rotor, nous utilisons la génératrice du banc. Celle-ci n'est qu'un outil pour l'étude du moteur en charge qui nous intéresse ici, nous l'étudierons en détail dans la partie suivante.

Alimenter l'inducteur de la génératrice en parallèle de l'inducteur du moteur sous sa tension nominale $U_e = 110$ V. Alimenter l'induit du moteur avec une tension constante ($U_m = 60$ V par exemple) en utilisant un rhéostat pour le démarrage que l'on court-circuite ensuite comme précédemment. Brancher un rhéostat de 100 Ω P61.9 en série avec un ampèremètre sur l'induit de la génératrice, la MCC ralentit.

La résistance R du rhéostat permet à une intensité I_g de circuler dans l'induit de la génératrice. Lorsque R diminue, I_g augmente, ce qui freine le rotor par induction. Il faut alors fournir plus de puissance au moteur pour maintenir la tension U_m constante.

Réduire la résistance R du rhéostat, et constater qu'il faut fournir plus de puissance avec l'alimentation du moteur pour retrouver $U_m = 60$ V (vérifier que l'intensité I_g ne dépasse pas celle autorisée dans le rhéostat ou l'induit). Pour différentes valeurs de R , ajuster la puissance fournie avec l'alimentation du moteur pour retrouver $U_m = 60$ V, puis mesurer le couple C , la vitesse angulaire ω et les intensités I_m et I_e .

Tracer l'évolution de C en fonction de I_m , et réaliser la régression linéaire $C = k\Phi_m I_m - C_r$ pour retrouver $k\Phi_m$ (identique au précédent) et obtenir C_r (de l'ordre de 0,1 N.m).

Cette étude en charge a été réalisée en maintenant la tension de l'induit U_m constante. Mais il est aussi possible de réaliser une étude à vitesse de rotation ω constante ou à couple C constante, en ajustant la tension U_m de l'induit à chaque changement de résistance R .

2.2.4 Rendement du moteur

Les mesures réalisées dans la partie précédente (étude en charge à U_m constant) nous permettent également de remonter au rendement η_m du moteur, défini comme le rapport de la puissance mécanique utile P_u sur la puissance électrique fournie P_{tot} :

$$\eta_m = \frac{P_u}{P_{\text{tot}}} = \frac{C\omega}{U_m I_m + U_e I_e}$$

Tracer l'évolution du rendement η_m en fonction de la puissance utile P_u . On obtient une courbe en cloche, dont le maximum (autour de 30%) correspond au fonctionnement nominal du moteur pour une tension $U_m = 60$ V.
En déduire le couple nominal C_n , la vitesse angulaire nominale ω_n et l'intensité nominale dans l'induit $I_{m,n}$.

Il est possible d'évaluer différentes pertes du moteur en fonctionnement nominal : les pertes cuivre (effet Joule) dans l'induit $P_{Cu,induit} = r_m I_{m,n}^2$, les pertes cuivre dans l'inducteur $P_{Cu,inducteur} = r_e I_e^2$, et les pertes par frottement mécanique $P_{frottements} = C_r \omega_n$.

Le reste des pertes est d'origine magnétique (hystérésis magnétique, courants de Foucault, perte de flux).

2.3 Étude de la génératrice à courant continu

2.3.1 Étude électrique à vide

Dans cette partie, le moteur du banc n'est utilisé que comme un moyen d'entraîner le rotor de la génératrice.

Alimenter les inducteurs du moteur et de la génératrice en parallèle sous la tension nominale $U_e = 110$ V, et mesurer l'intensité I_e dans l'inducteur de la génératrice. Démarrer le moteur en alimentant son induit et en utilisant un rhéostat de démarrage, que l'on court-circuite par la suite. Laisser l'induit de la génératrice à vide (sans résistance) et mesurer sa tension U_g .

Pour différentes tensions U_m dans l'induit du moteur (inférieures à 110 V), et donc différentes vitesses angulaires ω , mesurer la tension à l'induit de la génératrice U_g .

Comme $I_g = 0$ lors d'une étude à vide, tracer U_g en fonction de ω et remonter à $k\Phi_g$ par régression linéaire (on trouve environ 0,60 V.s/rad).

2.3.2 Étude électrique et mécanique en charge

L'étude en charge proposée ici est à vitesse de rotation ω constante, contrairement à celle du moteur qui était à tension constante. On pourrait faire de façon analogue une étude avec le couple C constant.

Brancher un rhéostat de 100 Ω P61.9 sur l'induit de la génératrice, et mesurer la tension U_g à ses bornes et l'intensité I_g dans ce circuit.

Pour plusieurs valeurs de résistance R , ajuster la tension injectée dans l'induit du moteur de façon à retrouver une fréquence de rotation $f = 10$ Hz (en vérifiant que I_g ne devienne pas trop importante), puis mesurer le couple C , la tension U_g et les intensités I_g et I_e .

Tracer l'évolution de U_g en fonction de ω , et réaliser la régression linéaire $U_g = k\Phi_g \omega - r_g I_g$ pour retrouver $k\Phi_g$ (identique au précédent) et obtenir r_g (quelques ohms).

Tracer l'évolution du couple C en fonction de I_g , et réaliser la régression linéaire $C = k\Phi_g I_g + C_r$ pour retrouver $k\Phi_g$ et obtenir C_r (de l'ordre de 0,1 N.m).

2.3.3 Rendement de la génératrice

Par opposition au moteur, le rendement η_g de la génératrice est défini comme le rapport de la puissance électrique utile P_u sur la puissance totale fournie P_{tot} :

$$\eta_g = \frac{P_u}{P_{tot}} = \frac{U_g I_g}{C\omega + U_e I_e}$$

Tracer l'évolution du rendement η_g en fonction de la puissance utile P_u . On obtient une courbe en cloche, dont le maximum correspond au fonctionnement nominal de la génératrice pour $f = 10$ Hz.

En déduire le couple nominal C_n , la tension nominale dans l'induit $U_{g,n}$ et l'intensité nominale dans l'induit $I_{g,n}$.

L'évaluation des pertes est identique à celle du moteur.

La MCC présente plusieurs avantages : elle est facilement réversible (moteur-génératrice), la vitesse de rotation est contrôlée par la tension de l'induit, et elle s'adapte à différentes charges. Mais la fragilité des balais du collecteur nécessite un entretien régulier.

Elles ont été largement utilisées par le passé, en particulier pour la propulsion des locomotives électriques (premiers TGV, métro lyonnais...). On les retrouve aujourd'hui plutôt dans des applications à faible puissance (ventilateur, photocopieuse, essuie-glace...) avec des stators composés d'aimants permanents. Les moteurs à fortes puissances sont maintenant constitués de machines à courant alternatif.

3 Les machines à courant alternatif

☞ [Quaranta IV] à « Moteurs à courant alternatif », [H-prépa Électronique II] p.101-121, [Précis Électrotechnique] p.177-193

Les machines à courant alternatif, synchrones et asynchrones, fonctionnent grâce à des champs magnétiques tournants.

3.1 Production d'un champ tournant

Un champ tournant est un champ magnétique de norme constante qui tourne à vitesse angulaire ω constante.

Au niveau industriel, la plupart des champs tournants sont produits par des courants triphasés. Pour rappel, un système de tension triphasé est constitué de trois tensions sinusoïdales, de même amplitude et de même fréquence, déphasées deux à deux de 120° . Les tensions simples V_i correspondent à la différence de potentiel entre une phase et le neutre (nœud central). Les tensions composées $U_{ij} = V_i - V_j$ correspondent à la différence de potentiel entre deux phases. Le réseau EDF est à la fréquence de 50 Hz, et l'amplitude des tensions vaut $V_i = 230$ V et $U_{ij} = 400$ V.

Un champ magnétique tournant peut être produit simplement à partir de trois bobines dont les axes sont décalés de 120° . Chaque bobine est alimentée par une tension simple V_i (montage en étoile) ou par une tension composée U_{ij} (montage en triangle). Le courant étant déphasé de 120° dans chaque circuit, il en résulte un champ magnétique tournant au centre :

$$\vec{B} = \vec{B}_1 + \vec{B}_2 + \vec{B}_3 = B_0 [\cos(\omega t) \vec{e}_x + \sin(\omega t) \vec{e}_y]$$

Vous n'aurez pas accès au réseau électrique triphasé pour les oraux de l'agrégation. Cependant, il est possible de générer des tensions triphasées à l'aide d'un onduleur triphasé, alimenté sur le secteur électrique monophasé.

Réaliser le montage en triangle de la figure 4.5. Chacune des trois branches est constituée d'une bobine de 1000 spires P60.21 en série avec un tiers du rhéostat triple $3 \times 330 \Omega$ P62.2. Alimenter l'entrée de l'onduleur triphasé P0.14 sur le réseau électrique avec un câble secteur P57.20, sans l'allumer pour le moment. Relier chacune de ses sorties (U , V et W) à une extrémité du montage en triangle, et ajouter un ampèremètre dans l'une des branches pour contrôler l'intensité.

Placer les trois bobines autour du support P65.14 sur lequel on place une aiguille de boussole P63.8 au centre. Insérer un noyau ferromagnétique (P60.16 par exemple) dans chaque bobine pour amplifier le champ magnétique.

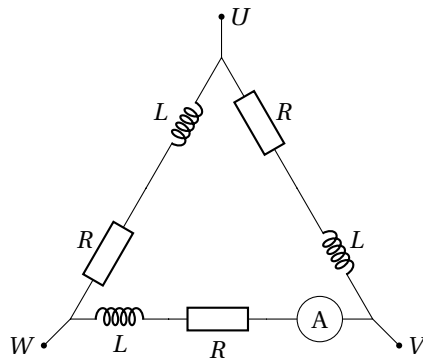


FIGURE 4.5 – Montage en triangle pour produire un champ tournant à l'aide d'un réseau triphasé.

Allumer l'onduleur et régler sa fréquence sur 5 Hz à l'aide des boutons ▲ et ▼. On règle l'amplitude à l'aide de la molette « vitesse ». Réduire progressivement la résistance du rhéostat triple pour augmenter le champ magnétique, tout en vérifiant que l'intensité dans le circuit ne dépasse pas 1 A. Mettre l'aiguille en mouvement en lui donnant une petite impulsion avec le doigt. Une fois lancée, elle continue à tourner en indiquant la direction du champ magnétique.

Nous reviendrons sur la nécessité de lancer l'aiguille dans la partie suivante.

Le sens de rotation du champ magnétique (horaire ou antihoraire) dépend de l'alimentation des bobines et de l'enroulement des spires.

Inverser les branchements de l'une des bobines, et observer que le sens de rotation de l'aiguille s'est inversé.

3.2 Principe du moteur synchrone

La machine synchrone est composée de deux parties :

- un stator qui est constitué de bobinages,
- un rotor qui possède un moment magnétique \vec{M} permanent (aimant permanent) ou induit par une source externe.

Comme la MCC, elle est réversible et peut fonctionner en moteur ou en génératrice.

Dans le cas du moteur synchrone, le stator produit un champ magnétique \vec{B} tournant à la vitesse angulaire ω . Il s'exerce alors sur le rotor un couple électromécanique :

$$\vec{C} = \vec{M} \wedge \vec{B} = MB \sin[(\Omega - \omega)t + \alpha] \vec{e}_z$$

avec Ω la vitesse angulaire du rotor et α un angle constant.

La conversion de puissance est réalisée lorsque la valeur moyenne du couple $\langle C \rangle$ est non-nul, c'est-à-dire lorsque $\Omega = \omega$. Le rotor tourne alors à la même vitesse que le champ, on parle de synchronisme.

Contrairement au moteur à courant continu, le moteur synchrone nécessite d'être lancé au démarrage. En effet, lorsque le rotor est immobile ($\Omega = 0$), le couple moyen $\langle C \rangle$ est nul. Un dispositif auxiliaire est nécessaire pour le mettre en rotation à la vitesse de synchronisme.

En régime permanent, le couple s'équilibre avec le couple résistif C_r tel que :

$$\langle C \rangle = C_r = MB \sin \alpha$$

L'angle α correspond donc à l'angle d'équilibre entre \vec{M} et \vec{B} . On remarque que si le couple résistif est trop important, soit $C_r > MB$, le régime permanent ne peut pas être atteint.

La rotation d'une aiguille dans un champ tournant illustre le principe d'un moteur synchrone : les bobines alimentées en triphasé forment le stator, et l'aiguille qui possède un moment magnétique joue le rôle du rotor. Le moteur nécessite d'être démarré par un dispositif extérieur (impulsion donnée avec le doigt), puis tourne à la même vitesse angulaire que le champ.

Recommencer l'expérience précédente, puis mesurer la fréquence de rotation de l'aiguille à l'aide d'un stroboscope (P3.5 par exemple). On retrouve la fréquence du champ tournant ω , et donc celle en sortie de l'onduleur (5 Hz environ).

Le moteur synchrone présente l'avantage de maintenir une vitesse de rotation précise, constante et indépendante de la charge (tant qu'il n'y a pas de décrochage), mais il nécessite un dispositif auxiliaire pour le démarrage. Les machines synchrones sont aujourd'hui principalement utilisées en génératrice (centrale hydroélectrique, dynamo de vélo...), on ne les utilise en moteur que pour des applications nécessitant une vitesse contrôlée précisément (voiture électrique, commande de disque dur...).

3.3 Principe du moteur asynchrone (en seconde lecture)

La machine asynchrone est composée de deux parties :

- un stator qui est constitué de bobinages,
- un rotor qui est constitué d'un bobinage fermé sur lui-même, il ne possède pas de moment magnétique \vec{M} permanent et n'est pas relié à une source externe.

La machine asynchrone est également réversible.

Dans le cas du moteur asynchrone, le stator produit un champ magnétique \vec{B} tournant à la vitesse angulaire ω . La variation du flux magnétique à travers le rotor induit une force électromotrice, d'où il résulte une intensité I . En modélisant le rotor par une bobine de N spires de surface orientée \vec{S} , d'inductance L et de résistance R , celui-ci possède un moment magnétique :

$$\vec{M} = NI \vec{S}$$

Il s'exerce sur le rotor un couple électromécanique moyen :

$$\langle \vec{C} \rangle = \langle \vec{M} \wedge \vec{B} \rangle = \frac{N^2 B^2 S^2 R (\omega - \Omega)}{2(R^2 + L^2 (\omega - \Omega)^2)} \vec{e}_z$$

avec Ω la vitesse de rotation du rotor.

Le couple est moteur lorsque $\Omega < \omega$, puis s'annule pour $\Omega = \omega$. En régime permanent, on montre que le couple s'équilibre avec le couple résistif $\langle C \rangle = C_r$ pour une vitesse Ω légèrement inférieure à ω (contrairement au moteur synchrone où $\Omega = \omega$).

On remarque que le couple est positif lorsque le rotor est immobile ($\Omega = 0$). Il n'est donc pas nécessaire de lancer le moteur asynchrone pour le démarrer (contrairement au moteur synchrone).

On peut illustrer le principe du moteur asynchrone avec un rotor à « cage d'écureuil » (circuit fermé constitué d'un ensemble de tiges parallèles en forme de cylindre) placé dans un champ tournant.

- ⊗ Contrairement à l'aiguille de boussole, la cage d'écureuil demande une forte puissance pour tourner. Pour l'atteindre, il est nécessaire de dépasser l'intensité maximale indiquée sur les bobines. L'expérience doit donc être réalisée rapidement (quelques dizaines de secondes au maximum) pour éviter de surchauffer les bobines.

Reprendre l'expérience précédente en remplaçant le support à aiguille par la cage d'écureuil P65.12. Retirer le rhéostat de chaque branche du triangle afin d'atteindre une intensité suffisante pour faire tourner la cage. Retirer également l'ampèremètre du montage car l'intensité dans chaque branche va dépasser 10 A ! Fixer les noyaux ferromagnétiques P60.16 à l'aide des bloqueurs P60.14 pour éviter qu'ils soient projetés durant l'expérience.

Une fois votre câblage vérifié, allumer l'onduleur (quelques dizaines de secondes seulement) pour faire tourner la cage d'écureuil.

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé aujourd'hui en électronique de puissance (TGV, machine industrielle...). Il n'a pas besoin d'être lancé pour démarrer, et s'adapte facilement à une variation de sa charge. En revanche, la vitesse de rotation est moins bien contrôlée. Le fonctionnement en génératrice est récent, il est employé pour certaines applications où la vitesse évolue fortement, comme des éoliennes par exemple, et il nécessite une électronique de puissance complexe.

3.4 Étude d'un moteur asynchrone (en seconde lecture)

L'étude détaillée d'un moteur asynchrone peut être réalisée sur le banc CC/asynchrone P0.22 de façon analogue à celle du moteur à courant continu.

Le banc est constitué de deux parties :

- un moteur asynchrone (à droite), que l'on alimente en triphasé (montage en triangle) à la fréquence ω , on utilise le rhéostat P0.27 pour le démarrage,
- une génératrice à courant continu (à gauche), dont l'inducteur est alimenté par une tension continue, où il est possible de relier une charge sur son induit.

La mesure du couple C et de la vitesse de rotation Ω pour différentes charges sur la génératrice, permet de tracer la caractéristique $C(\Omega)$ du moteur, et de remonter à son rendement.

L'étude de la génératrice à courant continu (caractéristique à vide, en charge, rendement) est également réalisable sur ce banc.

4 Un exemple de moteur thermique : le moteur de Stirling

✎ [Notice du moteur de Stirling P103.49], [BUP 864] p.663-687, [Pérez Thermo] p.182-183

4.1 Description du moteur de Stirling

Un moteur thermique produit de l'énergie mécanique à partir d'une différence de température entre deux sources. Le moteur de Stirling réalise cette conversion en parcourant le cycle de Stirling, composé de deux isothermes et de deux isochores.

Nous allons étudier le moteur de Stirling P103.49/2. Il est constitué d'un volume d'air isolé V qui se déplace par l'intermédiaire de deux pistons (l'un vertical et l'autre horizontal) reliés par un système de bielle-vilebrequin au disque en rotation. Un petit brûleur à éthanol, placé sous l'extrémité droite du moteur, permet de maintenir une différence de température avec la partie gauche à température ambiante. Le piston vertical (en bas) est de même diamètre que le tube en verre, son déplacement réduit le volume accessible par l'air lorsqu'il descend, et augmente le volume lorsqu'il monte. Le piston horizontal a un diamètre inférieur à celui du tube, il permet de faire circuler l'air entre la partie chaude (à droite) et la partie froide (à gauche).

Le cycle théorique du moteur est représenté en figure 4.6, il est constitué de quatre phases :

1. détente isotherme : le piston horizontal est immobile à gauche, ce qui maintient l'air à droite à la température chaude $T = T_2$, et le piston vertical monte (V augmente de V_1 à V_2),

2. refroidissement isochore : le piston horizontal se déplace vers la droite, et chasse l'air vers la gauche qui se refroidit (T passe de T_2 à T_1), le piston vertical est immobile ($V = V_2$),
3. compression isotherme : le piston horizontal est immobile à droite ($T = T_1$), et le piston vertical descend (V passe de V_2 à V_1),
4. chauffage isochore : le piston horizontal se déplace vers la gauche (T passe de T_1 à T_2), et le piston vertical est immobile ($V = V_1$).

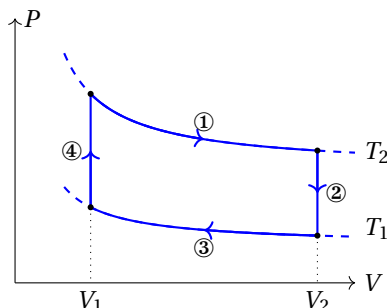


FIGURE 4.6 – Cycle théorique du moteur de Stirling.

Le dispositif P103.49/2 est équipé d'un boîtier d'interface permettant de remonter à la pression P et au volume V du gaz au cours du temps. La pression est mesurée de façon relative grâce à une jauge de contrainte, l'interface renvoie une tension U_P . Le volume est déduit de la position du piston vertical et des dimensions géométriques du moteur (V est compris entre 32 cm^3 et 44 cm^3), l'interface renvoie une tension U_V . On remonte à P et V avec les formules indiquées sur l'une des notices P103.49 (U_P et U_V sont exprimées en volts) :

$$\begin{cases} P = P_0 + \frac{U_P}{\frac{20 \cdot 10^{-6}}{44 - 32}} & \text{en Pa} \\ V = 32 + \frac{4,096}{44 - 32} U_V & \text{en cm}^3 \end{cases}$$

Le disque en rotation peut être relié à une petite génératrice à l'avant du dispositif en installant une courroie. La puissance fournie par le moteur est alors convertie pour allumer une petite ampoule (si elle est branchée) ou être transférée à une charge. Un couplemètre mécanique peut également être installé sur le disque en rotation, mais la mesure étant de très mauvaise qualité, nous ne l'utiliserons pas dans ce TP.

4.2 Étude à vide

Demander le moteur de Stirling P103.49/2 aux techniciens s'il n'est pas déjà sorti.

Retirer la courroie qui relie le disque du moteur à sa génératrice si elle est installée. Relier le boîtier d'interface au moteur avec le cordon de liaison, puis alimenter le boîtier avec le cordon secteur, la diode clignote. Relier les tensions U_P et U_V à une carte d'acquisition.

Remplir le brûleur d'éthanol, puis attendre quelques instants que le liquide monte dans la mèche par capillarité. Allumer la mèche avec un briquet P101.39 ou une allumette. Placer le brûleur sous l'extrémité droite du moteur pour former la source chaude.

Après quelques minutes de chauffage, tourner le disque de façon à placer le piston vertical dans sa position basse. Appuyer sur le bouton rouge pour initialiser le boîtier d'interface, la diode s'arrête de clignoter.

- ➊ À partir de cet instant, ne toucher plus au disque à part pour lancer le moteur. Si vous faites tourner le disque dans le sens inverse de celui indiqué par la flèche, il faudra recommencer l'initialisation en débranchant l'alimentation du boîtier.

Lancer le moteur dans le sens indiqué par la flèche avec un mouvement rapide de la main sur le disque. Si la source est assez chaude et le lancement assez rapide, le moteur démarre. Si ce n'est pas le cas, laisser chauffer plus longtemps puis recommencer l'initialisation en débranchant l'alimentation du boîtier.

Acquérir les tensions U_P et U_V sur quelques cycles sous Latis-Pro. Utiliser la Feuille de Calcul pour remonter à P et V avec les formules précédentes. Mesurer la période des cycles T_{cycle} (de l'ordre de 0,1 s), puis tracer le diagramme (P, V) du moteur.

Une fois les mesures effectuées, éteindre le brûleur et arrêter le moteur.

Le diagramme (P, V) réel du moteur est assez éloigné du cycle de Stirling théorique. On peut remonter au travail W fourni par le moteur au cours d'un cycle en mesurant l'aire balayée par son diagramme (P, V) . Latis-Pro n'ayant pas de fonction permettant de calculer une aire, on exportera les données sous Régressi.

Exporter les données de P et V dans un fichier au format txt (Menu Fichier/Exportation). Ouvrir le fichier sous Régressi. Dans l'onglet Expression, calculer le travail avec la formule : $W = \text{aire}(P, V)$.

En déduire la puissance du moteur à vide $P_{\text{vide}} = W / T_{\text{cycle}}$ (de l'ordre de 1 W).

Après quelques dizaines de minutes de fonctionnement, il est normal que le moteur ralentisse puis s'arrête. Cela est dû à la diffusion progressive de la chaleur depuis la source chaude jusqu'à la source froide. Lorsque la différence de température devient trop faible, le moteur s'arrête, et il faut alors attendre qu'il refroidisse pour le relancer. On peut placer un petit bœcher contenant de la glace sur la partie gauche du moteur pour le refroidir plus vite.

4.3 Rendement du moteur (en seconde lecture)

Le rendement η du moteur est défini comme le rapport de sa puissance en sortie P_{vide} sur la puissance fournie par la combustion de l'éthanol P_c . Nous pouvons l'estimer en ordre de grandeur. On rappelle que la combustion d'une masse m d'éthanol durant un temps τ fournit une puissance :

$$P_c = \frac{m \Delta_c H_{\text{éth}}}{\tau}$$

avec $\Delta_c H_{\text{éth}} \approx 29,8 \text{ kJ/g}$ l'enthalpie massique de combustion de l'éthanol.

Lorsque le brûleur est froid, le remplir d'éthanol, puis mesurer sa masse avec une balance de précision. Allumer le brûleur pendant un temps τ de quelques minutes, puis le peser à nouveau.

La différence de masse m permet de remonter à la puissance P_c fournie par la combustion (de l'ordre de 100 W), on estime alors le rendement du moteur $\eta = P_{\text{vide}} / P_c$.

Le rendement théorique maximal d'un moteur de Stirling est donné par le rendement de Carnot :

$$\eta_C = 1 - \frac{T_f}{T_c}$$

avec T_f et T_c les températures des sources froide et chaude. La température d'une flamme d'éthanol étant de l'ordre de 1000°C , et en considérant que la source froide est à température ambiante, on obtient un rendement de Carnot η_C proche de 1.

Le rendement obtenu en pratique est bien inférieur car la majorité de l'énergie fournie par la combustion est dissipée dans le milieu ambiant, la source chaude n'est pas non plus à la température de la flamme. Ce moteur n'a pas pour but d'avoir un bon rendement, c'est un moteur pédagogique.

4.4 Étude en charge

On réalise une étude en charge en reliant le moteur à la génératrice.

Relier le disque du moteur à la génératrice avec la courroie en caoutchouc. Placer l'interrupteur sur la position générateur, et dévisser la petite ampoule. Allumer le brûleur, faire chauffer le moteur plusieurs minutes, puis le lancer.

Lorsque le moteur tourne, brancher sur la sortie Output de la génératrice une résistance à décade P56.14 (initialement réglée sur 1 k Ω) en série avec un ampèremètre. Pour différentes résistances R , mesurer l'intensité I tout en veillant à ne pas dépasser pas 80 mA, et mesurer ω en reliant la tension correspondante à P ou V à un multimètre en mode fréquencemètre.

Représenter la puissance utile $P_u = RI^2$ fournie par le moteur en fonction de la charge R ou de la vitesse ω . On obtient une courbe en cloche, dont le maximum correspond au fonctionnement nominal du moteur.

Au niveau industriel, le moteur de Stirling est utilisé dans de nombreux systèmes : satellite, groupe électrogène... Il présente l'avantage d'être relativement silencieux et non-polluant car le gaz évolue en système fermé (contrairement au moteur Diesel). En revanche, du fait de la grande inertie thermique des éléments, il résiste mal aux changements de couple et n'est donc pas adapté à la conception de véhicules.

Bibliographie

- ✍ [Asch] : G. ASCH et al. *Les capteurs en instrumentation industrielle*, Dunod (2010)
- ✍ [Duffait Elec] : R. DUFFAIT et J.-P. LIÈVRE, *Expériences d'électronique à l'agrégation de sciences physiques*, Bréal (2010)
- ✍ [Quaranta IV] : J.-M. DONNINI et L. QUARANTA, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome IV : Électricité et applications*, Pierron (2004)
- ✍ [R400] : Y. PARMENTIER et F. KRATZ, *Capteurs : définition, principe de détection*, Techniques de l'ingénieur n°R400
- ✍ [R401] : Y. PARMENTIER et F. KRATZ, *Capteurs : principes de constitution*, Techniques de l'ingénieur n°R401
- ✍ [R1860] : J.-L. LE GOËR et J. AVRIL, *Capteurs à jauges extensométriques*, Techniques de l'ingénieur n°R1860
- ✍ [Dartus] : D. DARTUS et D. BELLET, *Élasticité linéaire*, Cépaduès (1995)
- ✍ [R1812] : S. DURAND, *Mesures d'accélération*, Techniques de l'ingénieur n°R1812
- ✍ [BUP 920] : B. VELAY, *Modélisation d'un accéléromètre MEMS*, BUP 920 p.3 et suivantes (2010)
- ✍ [R1809] : P. LEBLOIS, *Mesures tachymétriques*, Techniques de l'ingénieur n°R1809

1 Principes fondamentaux

✍ [Asch] p.1-98, [R400], [R401], [Asch] p.327 pour l'étude du potentiomètre.

Cette partie vise à introduire les notions et termes nécessaires à l'étude spécifique des capteurs. Certaines de ces caractéristiques seront illustrées sur l'exemple d'un capteur potentiométrique d'angle. On utilisera pour les manipulations la plaquette "Asservissement d'un moteur en position" P95 . 16 sur laquelle nous n'étudierons que le capteur potentiométrique.

1.1 Mesure et capteurs

L'expérimentation repose sur la **mesure** de grandeurs physiques, c'est-à-dire l'opération consistant à donner une valeur numérique à cette grandeur, dans le but d'établir ou de vérifier quantitativement les lois physiques. La grandeur faisant l'objet de la mesure est désignée comme le **mesurande**.

Pour réaliser un traitement électronique du signal, il est nécessaire de produire à partir du mesurande une grandeur électrique le représentant le plus fidèlement possible. Le **capteur** est le dispositif qui permet d'obtenir cette représentation : il traduit la valeur m du mesurande en une grandeur électrique $s(m)$. s est nommée **réponse du capteur**, m est la **grandeur d'entrée**. La forme $s(m)$ résulte des principes physiques qui régissent le fonctionnement du capteur.

Le principe du potentiomètre résistif est assez simple : il est constitué d'une résistance fixe sur laquelle peut se déplacer un curseur. Ce dernier est solidaire mécaniquement de la pièce dont on veut traduire le déplacement. La valeur de la résistance R entre le curseur et une des extrémités fixes est fonction de la position du curseur, donc de la pièce dont on veut traduire électriquement la position. On distingue plusieurs types de potentiomètres : linéaires, circulaires, hélicoïdaux, etc. (voir [Asch] p.329).

Le capteur que nous considérons traduit ici une position angulaire (le mesurande) en une valeur de résistance.

Mesurer la valeur de la résistance du potentiomètre du dispositif P95 . 16 (entre les bornes verte et jaune) à l'ohmmètre.
Vérifier qualitativement que la résistance dépend de la position angulaire de la tige sur le cadran.

1.2 Capteurs actifs et capteurs passifs

Un capteur actif extrait une petite partie de l'énergie propre au mesurande (énergie thermique, mécanique, de rayonnement) et la convertit en une grandeur électrique. Les thermocouples (voir TP de thermodynamique), les capteurs piézoélectriques (qui seront étudiés dans la suite de ce TP) et certains capteurs optiques (photopile, voir TP d'optique) en sont des exemples.

Un capteur passif est un capteur dont l'impédance dépend de la valeur du mesurande. La variation d'impédance peut être due à l'action du mesurande sur ses propriétés géométriques, ou sur les caractéristiques électriques des matériaux. On pourra citer comme exemple de capteurs passifs :

- les photodiodes et photorésistances (voir TP Optique)
- les sondes à résistance de platine, les thermistances (voir TP Thermodynamique)

Nous étudierons dans la suite de ce TP les jauges de contrainte, les accéléromètres et quelques exemples de capteurs capacitifs et inductifs.

Dans le cas du potentiomètre angulaire, à chaque position de l'élément mobile correspond une valeur de résistance, et la mesure de celle-ci permet de connaître la position angulaire de l'aiguille : le potentiomètre angulaire est un **capteur passif** où le mesurande agit sur la résistance par le biais des propriétés géométriques du capteur.

1.3 Conditionnement

La plupart des dispositifs ne sont aptes qu'à traiter des signaux sous forme de tension électrique. Pour mesurer l'impédance d'un capteur passif et ses variations, on utilise un conditionneur afin de la convertir en une tension dont l'amplitude ou la fréquence sont déterminées par la sortie du capteur. Les types de conditionneur les plus fréquemment utilisés sont :

- le montage potentiométrique : le capteur est associé à une source et à une autre impédance (qui n'est pas forcément du même type) en série. La valeur de l'impédance du capteur s'obtient par un pont diviseur ;
- le pont d'impédance dont l'équilibre permet la détermination de l'impédance du capteur (ou dont le déséquilibre quantifie les variations de l'impédance de ce dernier) ;
- le circuit oscillant dont la fréquence est fixée par l'impédance du capteur.

Certains capteurs sont dits intégrés : le capteur proprement dit (actif ou passif) est intégré avec l'électronique associée sur un substrat de silicium. Ceci permet d'une part la miniaturisation et d'autre part la fabrication en grande série, avec une meilleure fiabilité, à coût réduit.

Dans le cas du potentiomètre angulaire, nous utiliserons un montage potentiométrique pour la mesure d'angle : le potentiomètre résistif est associée à une source de courant continu.

Alimenter les deux extrémités du potentiomètre (bornes +15 V/-15 V) avec une alimentation +15/-15 V Jeulin P54.12, et mesurer la valeur de la tension (entre les bornes verte et jaune) au multimètre. Vérifier qualitativement que celle-ci dépend de la position angulaire de la tige.

1.4 Étalonnage

L'**étalonnage** d'un capteur est l'ensemble des opérations qui permettent d'explicitement numériquement la relation entre les valeurs du mesurande et celles à la sortie du capteur, compte tenu de tous les paramètres additionnels susceptibles de modifier la réponse du capteur. Ces paramètres peuvent être :

- liés au mesurande : sens de variation du mesurande (effet d'**hystérésis**), vitesse de variation du mesurande (**temps de réponse**) ;
- liés à des grandeurs physiques indépendantes du mesurande : température, humidité, etc.

Lorsque le capteur n'est pas soumis à des grandeurs d'influence. On réalise un étalonnage simple. La valeur du mesurande peut alors être déterminée :

- par la comparaison avec un étalon (longueurs ou masses étalons, températures de changement d'état) dont la valeur est connue, idéalement avec une grande précision. On parle dans ce cas d'**étalonnage absolu**.
- par la mesure à l'aide d'un capteur déjà étalonné. On parle dans ce cas d'**étalonnage par comparaison**.

On peut également évaluer la réponse du capteur aux grandeurs d'influence, on réalise pour cela plusieurs étalonnages simples en faisant varier les grandeurs d'influence. On parle dans ce cas d'**étalonnage multiple**.

On étalonne le capteur potentiométrique à l'aide d'un rapporteur qui nous fournira la référence : c'est un étalonnage absolu. La température (possible grandeur d'influence) sera supposée maintenue constante.

Pour différentes valeurs d'angle de la tige sur le cadran, mesurer la valeur de la tension aux bornes du potentiomètre. Faire des mesures assez resserrées autour de 0° et 360°, et tous les 20° ailleurs.

REMARQUE : on pourrait grandement réduire l'incertitude de la mesure sur l'angle par un meilleur pointage sur le rapporteur.

Sensibilité Pour des raisons de facilité d'exploitation, on s'efforce de réaliser le capteur de sortie afin qu'il existe une relation linéaire entre les variations Δs de la grandeur de sortie et les variations Δm du mesurande :

$$\Delta s = S \Delta m$$

S est nommée **sensibilité du capteur**. Si on évalue la sensibilité de l'ensemble capteur-conditionneur, la tension de sortie peut dépendre de la tension d'entrée.

Déduire de la courbe d'étalonnage précédente la sensibilité de l'ensemble potentiomètre-conditionneur : c'est le coefficient directeur de la droite d'étalonnage.

Limites d'utilisation d'un capteur On distingue plusieurs limites d'utilisation d'un capteur :

- le **domaine nominal d'emploi** : ses limites sont les valeurs extrêmes que peuvent atteindre le mesurande sans modification du fonctionnement, ni des caractéristiques du capteur;
- le **domaine de non-détérioration** : dans ce domaine, les caractéristiques métrologiques du capteur peuvent être modifiées, mais le capteur retrouve ses caractéristiques initiales une fois revenu dans le domaine nominal d'utilisation;
- le **domaine de non-destruction** : le capteur peut encore être utilisé, mais ses caractéristiques sont modifiées de façon irréversible. Une réutilisation nécessite alors un nouvel étalonnage.

1.5 Rapidité et temps de réponse

La **rapidité** d'un capteur caractérise sa capacité à suivre les variations du mesurande au cours du temps. Pour la définir quantitativement, on utilise le plus souvent le **temps de réponse**.

Pour avoir un bon contact entre le curseur et la résistance, et ainsi une valeur représentative de la position angulaire, le constructeur fixe une limite à la vitesse de déplacement du curseur, de l'ordre du m/s. Cela correspond à une vitesse de rotation élevée, que nous ne pouvons pas atteindre ici.

1.6 Erreurs de mesure

Les erreurs de mesure peuvent avoir plusieurs origines :

- une erreur sur la valeur d'une grandeur de référence (erreur sur la longueur ou la masse d'un étalon, mélange eau-glace impur pour une mesure de température de changement d'état par exemple);
- une erreur sur l'étalonnage, devenu invalide à la suite du vieillissement du capteur par exemple;
- une erreur de rapidité (variation trop rapide du mesurande);
- une erreur de discrétion du capteur (sonde thermométrique de trop grande capacité calorifique, masse du capteur non négligeable modifiant les oscillations d'une poutre);
- un écart à la linéarité du conditionnement (pont de Wheastone par exemple, voir plus loin);
- un effet d'hystérésis : la valeur lue dépend du sens de parcours;
- le bruit de fond, des inductions parasites, la fluctuation des tensions d'alimentation;
- la variation de grandeurs d'influence (température, hygrométrie).

Pour réduire ces erreurs, il faut s'assurer de protéger la chaîne de mesures des différents parasites (température stabilisée, régulation des tensions d'alimentation, blindage, filtrage des parasites) et d'utiliser des modes opératoires permettant une meilleure mesure : méthodes différentielles (voir partie 4.1), détection synchrone, etc.

Un capteur est dit **fidèle** si les erreurs accidentelles sont faibles : les résultats des mesures sont groupés autour de leur valeur moyenne. Un capteur est dit **juste** si les erreurs systématiques sont réduites : la valeur moyenne des mesures est proche de la valeur vraie. Un capteur est dit **précis** s'il est à la fois fidèle et juste.

On définit enfin la **finesse** : c'est la qualité d'un capteur de ne pas modifier la valeur du mesurande par sa présence. On verra notamment l'importance de cette notion lors du TP sur la thermométrie.

1.7 Applications possibles

On peut illustrer des applications du capteur potentiométrique sur :

- ▷ l'asservissement du moteur en position (voir TP n°7 d'électronique);
- ▷ l'étude du pendule grand angle (voir TP n°1 Divers) : la mesure de l'angle est réalisée au moyen d'un potentiomètre;
- ▷ l'étude des pendules couplés (voir TP n°2 Divers) : la mesure des angles est aussi réalisée au moyen de potentiomètres;
- ▷ l'étalonnage d'un capteur tachymétrique.

2 Exemples de capteurs de déplacement

2.1 Capteurs capacitifs

⚡ [Asch] p.365, [Quaranta IV] à "Condensateurs"

2.1.1 Étude d'un condensateur modèle

Un condensateur est un ensemble de conducteurs (les armatures) séparés par un isolant diélectrique, permettant d'accumuler des charges électriques sur ceux-ci si une différence de potentiel leur est imposée. La façon la plus simple d'en construire un est donc de placer deux plaques métalliques en regard. Dans ce cas, la capacité de ce système est :

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{e}$$

où S désigne la surface des plaques métalliques, e l'écartement entre elles, et ϵ_r la permittivité diélectrique relative du matériau. Cette formule est valable à condition de négliger les effets de bords, c'est-à-dire si $S \gg e^2$.

Utiliser le condensateur d'Aepinus P68.12. Pour minimiser les capacités parasites, éloigner les fils le plus possible du condensateur, et les fixer avec du ruban adhésif au plan de travail. Mesurer à l'aide d'un RLC-mètre (Voltcraft LCR4080 P69.33), réglé en capacimètre à 1 kHz, la capacité du condensateur d'Aepinus pour différentes valeurs d'écartement e mesurées au pied à coulisse. Tracer C en fonction de $1/e$.

Les fils induisent des capacités parasites, les attacher permet d'assurer que leur valeur est constante : c'est l'ordonnée à l'origine de la courbe. On attend une pente de valeur $\epsilon_0 \epsilon_r S$, avec $S = \pi D^2/4$. Mesurer D et en déduire la permittivité relative de l'air (on attend $\epsilon_r = 1,00$).

Dépendance de la capacité avec le milieu diélectrique

Serrer une plaque de verre P68 entre les armatures et mesurer la nouvelle valeur de capacité. Superposer plusieurs plaques de verre pour faire varier l'épaisseur et recommencer la mesure. Mesurer l'épaisseur des plaques de verre au pied à coulisse. De la même manière que précédemment, tracer C en fonction de $1/e$ et en déduire la permittivité diélectrique relative du verre (à 1 kHz).

2.1.2 Application à un détecteur de niveau d'eau

Le but de cette manipulation est d'étudier un capteur capacitif modèle. On fabrique un condensateur en posant deux feuilles d'aluminium de part et d'autre d'une éprouvette. En remplissant l'éprouvette avec de l'eau, le circuit électrique est modifié, comme indiqué en figure 5.1.

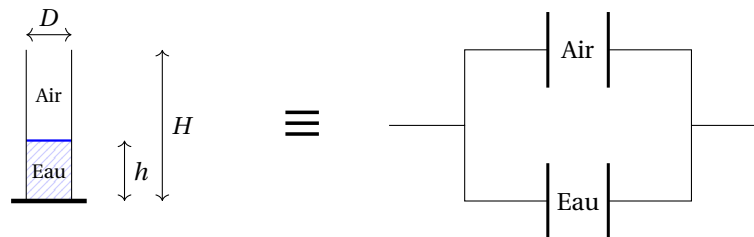


FIGURE 5.1 – Principe du capteur de niveau d'eau et de son équivalent électrique.

La capacité totale du système est donc :

$$C = C_{\text{air}} + C_{\text{eau}} \propto \epsilon_{r,\text{eau}} h + \epsilon_{r,\text{air}} (H - h)$$

Le capteur que nous avons ici traduit donc la hauteur d'eau (mesurande) en une valeur de capacité. C'est donc un capteur passif.

- Manipuler l'éprouvette P68.14/2 avec précaution pour éviter de déchirer le papier aluminium collé sur sa surface.

Mesurer la capacité de l'éprouvette vide P68.14/2, puis de l'éprouvette pleine, au RLC-mètre P69.33.

Étudions maintenant une façon de réaliser le conditionnement de ce capteur. Pour obtenir une tension traduisant la valeur de la capacité, on peut utiliser un circuit qui délivrera une tension continue proportionnelle à la capacité. On peut également constituer un multivibrateur astable (voir TP électronique) dont la fréquence sera proportionnelle à la capacité, ou réaliser un pont d'impédances. Plusieurs exemples de conditionnement des capteurs capacitifs sont exposés dans [Asch], p.365. Nous proposons le conditionnement présenté en figure 5.2.

On a :

$$v_1 = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} v_e = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} v_e$$

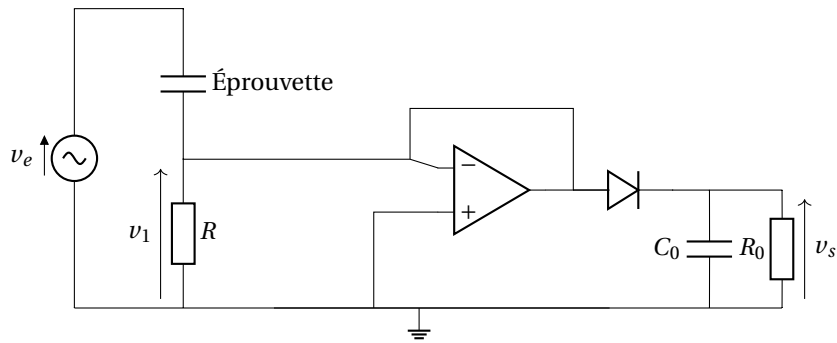


FIGURE 5.2 – Conditionnement du capteur de niveau d'eau.

Si $RC\omega \ll 1$, alors $v_1 = jRC\omega v_e$. Ensuite, on place un suiveur, et un détecteur de crête (diode suivi d'une filtre RC parallèle) permet d'obtenir l'amplitude de la tension alternative. Le signal continu est donc proportionnel à la capacité d'entrée, donc à la hauteur d'eau.

Choix des composants

- Pour les valeurs de R et de ω , un compromis est à trouver : il faut avoir $RC\omega \ll 1$ pour assurer la linéarité du conditionnement, mais $RC\omega$ doit être suffisant pour obtenir un signal d'amplitude significatif. On choisira $R = 200 \text{ k}\Omega$ et $f = 1 \text{ kHz}$.
- Le produit $R_0 C_0$ doit être choisi grand devant la période du signal. Par contre, ce temps conditionne également le temps de réponse de l'ensemble de la chaîne. On prendra $R_0 = 100 \text{ k}\Omega$ et $C_0 = 1 \text{ }\mu\text{F}$.

Câbler le circuit présenté en figure 5.2. Choisir une tension sinusoïdale d'amplitude $V_{pp} = 20 \text{ V}$ et de fréquence 1 kHz , et comme valeurs de composants celles présentées ci-dessus. Pour différentes hauteurs d'eau h dans l'éprouvette, mesurer la tension v_s en sortie au multimètre. Vérifier la linéarité du capteur et calculer sa sensibilité.

ATTENTION : Les problèmes les plus fréquents sont des faux contacts entre les fils de connexion et le papier aluminium.

On réalise ici un étalonnage absolu, en se basant sur un étalon de longueur défini (les graduations de l'éprouvette ici). Il est difficile d'évaluer la rapidité du capteur, qui dépend plus des caractéristiques du conditionnement que du capteur lui-même.

Pour illustrer une application de ce capteur, on peut ajouter en sortie un comparateur, suivi d'une LED P29.25 (voir figure 5.3). Si la tension en sortie de l'AO est $+V_{sat}$ (i.e. $v_s < v_{ref}$), elle s'allume, si c'est $-V_{sat}$ (i.e. $v_s > v_{ref}$), elle s'éteint. On détecte donc avec ce voyant lumineux le passage d'un seuil. On pourrait assez simplement imaginer déclencher la mise en route ou l'arrêt d'une pompe avec ce type de système et un interrupteur commandé.

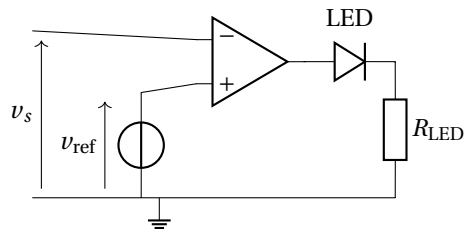


FIGURE 5.3 – Détection du dépassement du niveau d'eau.

Câbler le circuit présenté figure 5.3 à la suite du conditionneur. On pourra choisir $v_{ref} = 3 \text{ V}$ et $R_{LED} = 1 \text{ k}\Omega$. Vérifier son bon fonctionnement : la LED s'éteint lorsque le niveau d'eau dépasse la moitié (environ).

2.2 Étude d'un capteur inductif

✍ [Asch] p.340

Nous avons à disposition un capteur de position inductif à courants de Foucault. L'élément essentiel de ce capteur est une bobine parcourue par un courant de haute fréquence. Cette bobine crée dans son environnement un champ magnétique variable : un objet conducteur placé dans cette zone est donc le siège de courants de Foucault. On peut comprendre le fonctionnement de

ce type de capteur en modélisant la cible par un circuit (R, L) couplé par induction mutuelle à la bobine du capteur. L'inductance est modifiée et on mesure cette impédance. L'étude de ce problème est réalisée dans [Asch] p.389¹.

La cible utilisée doit être un bon conducteur, ici nous utiliserons de l'aluminium. L'objet doit être suffisamment épais pour que l'on puisse négliger l'épaisseur de peau. Pour l'aluminium, l'épaisseur doit être supérieure à 300 μm environ.

Le capteur vu dans son ensemble est un capteur actif : une tension représentative de l'écart au capteur est délivrée. Pour le capteur P96.65 que nous utilisons, la plage nominale d'emploi est une distance entre 0 et 2 mm. Le conditionnement n'est pas indiqué par le constructeur. Selon [Asch], il s'agit d'un pont constitué d'une inductance de référence et de l'inductance variable.

Le protocole que nous proposons permet d'étalonner le capteur, de définir ainsi son domaine de linéarité et la sensibilité correspondante. Pour mesurer précisément la distance séparant le capteur de la cible, on utilise une platine de translation Thorlabs dotée d'une vis micrométrique. Cette platine ainsi que les différents éléments nécessaires à l'expérience sont regroupés dans une boîte P96.68. Pour éviter des petits déplacements pouvant modifier de façon importante les mesures, tous les éléments seront vissés : vous pouvez demander un set de clé Allen aux techniciens.

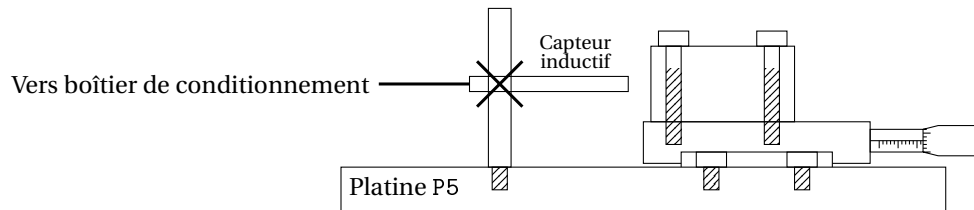


FIGURE 5.4 – Schéma de l'étalonnage du capteur inductif.

Réaliser le dispositif schématisé en figure 5.4. Visser la platine de translation P96.68 sur une plaquette d'essais optique P5.0 (deux petites vis). Visser le cube en aluminium (deux grandes vis) sur la platine de translation. Visser ensuite une tige sur la plaquette, et y fixer le capteur inductif P96.65 à l'aide d'une noix. Il faut s'assurer que le capteur inductif est perpendiculaire au cube. Vérifier enfin que tous les éléments sont bien fixés. Pour différentes distances mesurées avec la vis micrométrique, mesurer la tension en sortie du boîtier. Faire des mesures entre 0 et 2 mm en aller-retour (on vérifie ainsi que le dispositif n'a pas bougé). Déterminer le domaine de linéarité du capteur et en déduire sa sensibilité. On attend environ 3 V/mm.

Beaucoup de capteurs inductifs sont basés sur la traduction électrique du déplacement d'un des éléments d'un circuit magnétique. Le déplacement va induire une modification du flux dans un enroulement. Le déplacement peut être mis en évidence par la modification du coefficient d'induction d'une bobine. Le principe est celui de l'électroaimant à entrefer variable étudié dans le TP sur la production de champs magnétique. Il existe d'autres capteurs inductifs du même type comme les bobines à noyau plongeur, où un noyau magnétique est enfoncé d'une longueur variable dans un bobinage, le coefficient d'autoinduction dépend de l'enfoncement du noyau. On trouvera plusieurs exemples de réalisations dans [Asch], p.345.

3 Accéléromètre

3.1 Principes généraux et prise en main

✎ [Asch] p.517, [BUP 920] p.3, [R1812]

Un accéléromètre est un dispositif permettant la mesure d'une accélération. Cependant, peu d'accéléromètres sont basés sur une mesure directe de l'accélération² : la plupart utilisent la mesure d'une force (accéléromètre piézoélectrique³), ou de la déformation d'un corps d'épreuve. C'est le cas pour l'accéléromètre que l'on va étudier ici.

L'accéléromètre P96.67 que l'on utilise est un module accéléromètre MEMS (MicroElectroMechanical System) ADXL330. C'est un accéléromètre à peigne capacitifs 3-axes : on peut réaliser simultanément la mesure de l'accélération dans les trois directions de l'espace. C'est un capteur intégré : le capteur ainsi que l'électronique associée sont réalisés sur une tranche de silicium.

Le principe de cet accéléromètre est bien expliqué dans [BUP 920] : le déplacement de microstructures, consécutif à l'accélération, est mesuré *via* un capteur capacitif. Le conditionnement de ce capteur est intégré dans un circuit miniaturisé.

1. L'étude était également l'objet de l'épreuve du concours Centrale-Supélec PSI 2007, dont on peut trouver l'énoncé et le corrigé sur internet.

2. On peut citer le gravimètre absolu ballistique, qui pose sur la mesure de la position d'une masse en chute libre sous vide, qui est utilisé en géophysique. Il faut cependant garder à l'esprit que la plupart des gravimètres utilisés pour le génie civil, la prospection pétrolière, etc. sont des gravimètres relatifs, moins encombrants et moins chers bien que moins précis.

3. On en trouve dans la collection au P96.61.

Alimenter l'accéléromètre P96.67 avec une tension continue de 5V. Contrôler la tension aux bornes de X, Y puis Z par rapport à la masse lorsque l'on déplace l'accéléromètre brutalement.

ATTENTION : la tension de sortie est proportionnelle à la tension d'alimentation. Lors de vos mesures futures, pensez à maintenir cette tension constante et à la contrôler régulièrement au multimètre.

Pour obtenir la direction de mesure, on utilise l'accélération de la pesanteur. Mesurer la tension entre Z et la masse. Si on retourne l'accéléromètre, la tension passe de 1 à 1,6 V environ alors qu'elle change peu suivant X et Y. On peut procéder de même pour trouver les deux autres axes.

Z est l'axe perpendiculaire à l'accéléromètre, X est dans le sens de la longueur et Y dans le sens de la largeur.

3.2 Étalonnage statique relatif

Nous proposons ici un premier étalonnage assez simple de l'accéléromètre, basé sur la connaissance de l'accélération de la pesanteur $g = 9.81 \text{ m.s}^{-1}$, qui va nous permettre de vérifier la linéarité du capteur. Le principe de l'accéléromètre fait qu'il peut être étalonné en statique.

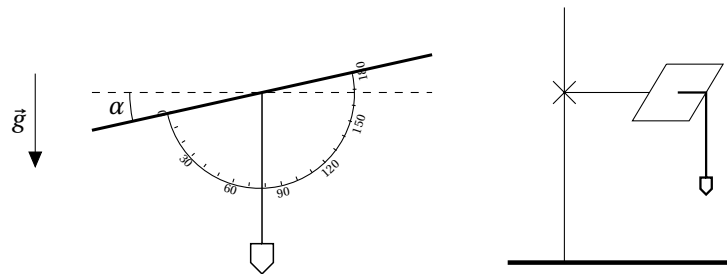


FIGURE 5.5 – Vue de face (à gauche) et de côté (à droite) de l'expérience d'étalonnage statique de l'accéléromètre.

À l'aide d'un statif et de noix, placer un petit écran d'optique horizontalement (voir figure 5.5). Y scotcher un rapporteur et un fil à plomb P96.19 de telle façon à ce que le fil indique l'angle d'inclinaison de l'écran. Contrôler la valeur d'angle indiquée si l'écran est horizontal ou vertical.

Scotcher l'accéléromètre à plat sur l'écran. Pour différentes valeurs d'angle α (de 10° en 10°), mesurer la tension u_{acc} selon l'axe Z au multimètre. Faire la moyenne des angles opposés. Retrouver l'incertitude sur la tension dans la notice du multimètre et évaluer l'incertitude sur la mesure de l'angle. Représenter u_{acc} en fonction de l'accélération $a = g \cos \alpha$: la pente est la sensibilité du capteur.

Pour une tension d'alimentation de 5 V, on attend une sensibilité de l'ordre $0.026 \text{ V}/(\text{m.s}^{-2})$.

REMARQUE : on peut profiter de ce protocole pour étalonner en même temps la composante X de l'accéléromètre.

3.3 Étalonnage dynamique et bande passante (en seconde lecture)

Le but de l'étalonnage proposé est de réaliser un étalonnage absolu et d'obtenir la bande passante de l'accéléromètre en utilisant un pot vibrant. Le pot vibrant est un filtre passe-bande avec une réponse en accélération constante entre quelques dizaines et quelques centaines de Hz.

Étalonnage dynamique On propose un second étalonnage de l'accéléromètre. On utilise le capteur inductif étudié et étalonné dans la partie 2.2 pour obtenir l'amplitude de vibration du pot vibrant : on fixera sur le pot une plaque en aluminium (il est important que le métal soit le même que celui utilisé pour l'étalonnage si on veut par la suite obtenir un étalonnage absolu de l'accéléromètre).

Visser la plaque d'aluminium P96.65 sur le vibreur P99.13. On pourra utiliser des adaptateurs (demander au techniciens) si le pas de vis n'est pas adapté. Scotcher l'accéléromètre sur la plaque.

Commander le vibreur par un GBF (tension sinusoïdale d'amplitude 2 V et de fréquence $f = 20 \text{ Hz}$ pour commencer). Mettre en route l'amplificateur : tourner la molette de façon à le mettre sous tension, redescendre au gain le plus bas, et appuyer sur Reset. Choisir un gain entre 1 et 2.

Approcher le capteur inductif de la plaque. Observer les signaux en sortie de l'accéléromètre et du capteur inductif et vérifier qu'ils soient bien sinusoïdaux.

Mesurer au multimètre en mode AC la tension aux bornes du capteur inductif u_{ind} et de l'accéléromètre u_{acc} pour différentes tensions de commande entre 100 mV et 2 V.

On déduit l'amplitude des oscillations de la tension aux bornes du capteur inductif $\Delta x = \Delta u_{\text{ind}} / k$, $k = 3 \cdot 10^{-3}$ V/m désignant le coefficient d'étalonnage du capteur inductif. L'accélération mesurée est donc $a_m = 4\pi^2 f^2 \Delta u_{\text{ind}} / k$. Tracer u_{acc} en fonction de a_m .

Bande passante On utilise le même protocole pour déterminer la bande passante de l'accéléromètre : on trace le diagramme de Bode du capteur. On utilise le capteur inductif pour s'affranchir de la bande passante du pot vibrant.

Mesurer au multimètre en mode AC la tension aux bornes du capteur inductif u_{ind} et de l'accéléromètre u_{acc} pour différentes fréquences entre 20 Hz et 250 Hz (tension de commande de 2 V). Faire plus de points à basse fréquence.

Tracer a_{acc} / a_m où $a_m = 4\pi^2 f^2 u_{\text{ind}} / k$ en fonction de la fréquence. Ajuster le gain par un passe-bas d'ordre 1 : on attend un comportement passe-bas avec une fréquence de coupure autour de 50 Hz.

Méthode optique On peut également mesurer l'amplitude de vibration par un dispositif optique, présenté en figure 5.6. En scotchant un miroir sur l'accéléromètre et en envoyant un faisceau laser en incidence oblique, la largeur l_f de la tache laser est le double de l'amplitude de vibration d . On peut mesurer la largeur de la tache de façon plus précise avec le dispositif Caliens.

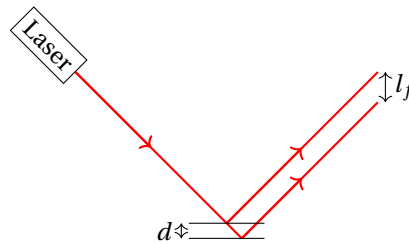


FIGURE 5.6 – Méthode optique de mesure de l'amplitude d'accélération.

3.4 Application : détermination du module d'Young d'une poutre

On utilise l'accéléromètre pour mesurer le module d'Young d'une poutre encastree. La poutre doit être assez rigide pour éviter que la présence de l'accéléromètre n'influe trop sur sa fréquence propre de vibration. On attend :

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{EI}{\rho S} \frac{1.875^2}{L^2}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Ea^3b}{12\rho ab} \frac{1.875^2}{L^2}}$$

a désigne l'épaisseur, b la largeur et L la longueur. Donc :

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Ea^2}{12\rho} \frac{1.875^2}{L^2}}$$

Scotcher l'accéléromètre au bout d'une poutre de laiton P78.17 (large d'environ 1 centimètre, épaisse de 2 mm). Encastree la poutre entre la table et des plaques de bois solidement maintenues à l'aide de serre-joints (demander aux techniciens). Coller l'accéléromètre proche du point d'ancrage pour éviter qu'il n'influe sur la fréquence de vibration. Pour différentes longueurs, mesurer la fréquence de vibration. Tracer f en fonction de L^2 et en déduire E .

On attend environ $E \approx 30$ GPa. On peut comparer à la valeur obtenue en mesurant la déflexion (statique) de la lame pour différentes masses fixées à son extrémité.

REMARQUE : on peut également utiliser un aimant fixée à la barre et une bobine placée à proximité pour mesurer la fréquence à partir de la tension aux bornes de la bobine.

4 Capteurs de force

4.1 Jauge de contrainte

4.1.1 Présentation

✚ [Asch] p.410, [R1860], [Dartus] p.121

Une jauge d'extensométrie, appelée usuellement jauge de contrainte, est constituée d'un conducteur électrique fixé sur un support appelé corps d'épreuve, dont la forme est représentée en figure 5.7. Au repos, la longueur entre A et B vaut l_0 et la résistance R_0 . Comme la jauge est collée sur le substrat, elle subit la même déformation. La longueur entre A et B, ainsi que l'épaisseur s'en trouve alors modifiée. La mesure de la résistance permet alors de quantifier la déformation du corps d'épreuve. Le calcul est réalisé dans [Dartus] p.121. Des détails sur la fabrication et le fonctionnement des jauges de contrainte peuvent également être consultés dans [Asch] p.411.

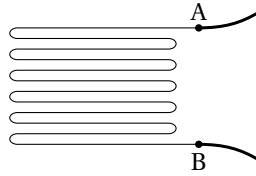


FIGURE 5.7 – Schéma de principe d'une jauge de contrainte.

Conditionnement de la jauge La mesure des variations de la résistance de la jauge de contrainte est usuellement réalisée par un pont de Wheastone. À noter qu'un montage potentiométrique est également utilisable bien que moins précis.

Limitations possibles

- Les effets thermiques agissent théoriquement de la même façon sur les quatres branches du pont de résistances, mais peuvent devenir indésirables si on veut atteindre une certaine précision : des circuits de compensation existent et sont exposés dans [R1860], p.15.
- La limitation en fréquence de ce type de capteur ne dépend en général que de l'inertie du corps d'épreuve, ou du conditionnement de la jauge.

4.1.2 Étude de la jauge de contrainte

✚ [Notice de la jauge]

Montage proposé Le corps d'épreuve sur lequel sont fixées les jauges est une lame de scie, dont on caractérise la flexion. Les jauges d'extensométrie sont en constantan (alliage de cuivre à 55 % et de nickel à 45 %) et leur résistance nominale est de 350 Ω environ. Elles ont l'avantage de présenter une très bonne linéarité entre leur déformation et la variation de résistance.

Les deux jauges sont collées près de l'encastrement, l'une au-dessus de la lame (déformation de traction) et l'autre en-dessous (compression). Les résistances varient donc en sens opposé. Le premier étage du conditionnement est un pont de résistance, schématisé en figure 5.8, à droite. Le montage est étudié dans [Asch] p.430.

À l'équilibre, $v_s = 0$. Cela correspond à $R_1 R_3 = R_2 R_4$. Pour des variations faibles autour de l'équilibre, on a :

$$v_s = \frac{V_e}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right)$$

Si R_2 et R_3 sont maintenues constantes, et que $\frac{\Delta R_4}{R_4} = -\frac{\Delta R_1}{R_1}$, alors :

$$v_s = \frac{V_e}{2} \frac{\Delta R_1}{R_1}$$

Le second étage est un amplificateur différentiel, car la tension v_s résultant de la déformation est faible (de l'ordre du mV) et le dernier étage est un filtre passe-bas de l'ordre du Hz de façon à éliminer les parasites (surtout à 50 Hz).

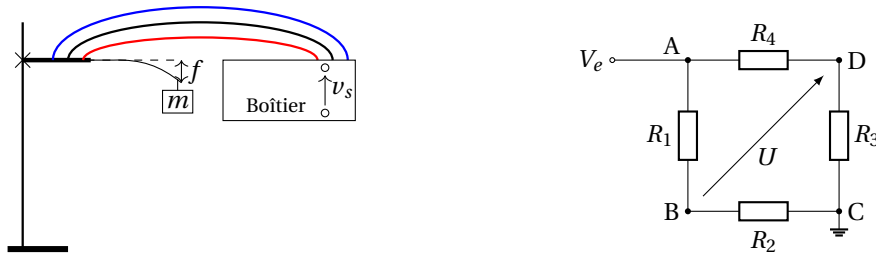


FIGURE 5.8 – À gauche, schéma de l'expérience d'étalonnage de la jauge de contrainte. À droite, montage en pont de Wheatstone : R_2 et R_3 sont deux résistances, R_1 et R_4 les deux jauges de contrainte.

ATTENTION : le dispositif est fragile donc il faut le manipuler avec précaution. S'assurer également que le boîtier et la lame de scie sont bien appairés (voir numéros sur le côté). On préférera la lame de scie n°1, plus pratique à étalonner.

Constituer le montage d'étalonnage schématisé en figure 5.8 à gauche. Utiliser le boîtier jauge de contrainte et la lame de scie correspondante P78.3. Relier les bornes derrière le boîtier aux jauges d'extensométrie en respectant bien les couleurs (rouge, bleu et noir). Bien régler l'horizontalité de la lame et alimenter le boîtier.

Étalonner la jauge de contrainte en accrochant à l'extrémité de la lame des masses croissantes P98 entre 0 et 150 g (environ tous les 10 g), en mesurant la tension continue v_s en sortie du filtre passe-bas au multimètre. À l'aide d'une feuille de papier millimétré collée sur un écran d'optique, relever également la valeur de la déflexion de la lame de scie f (voir figure 5.8 à gauche).

Peser les masses à l'aide d'une balance de précision P97.

Tracer v_s en fonction de m . Constater la linéarité jusqu'à 120 g environ et en déduire la sensibilité correspondante. Tracer ensuite la tension de sortie en fonction de la déflexion.

On attend :

$$u_s = \frac{3k}{4} G V_e \frac{lh}{L^3} f$$

Les différentes valeurs sont indiquées dans la notice du dispositif. Pour la jauge n°1 : $k = 2,135$ désigne le facteur de jauge, $G = 437$ désigne le gain de l'amplificateur différentiel, $l = 12,3 \pm 0,2$ mm, $e = 0,62 \pm 0,01$ mm, et $L = 145,2 \pm 0,2$ sont les paramètres géométriques de la lame de scie. V_e est la tension d'alimentation du pont, égale à 5 V (et non mesurable ici).

REMARQUE : Le temps de réponse est ici dû au filtre passe-bas en sortie de l'amplificateur opérationnel.

4.1.3 Réalisation du pont de Wheatstone (en seconde lecture)

Nous allons maintenant câbler le conditionnement réalisé dans le boîtier P78.3.

Les alimentations usuelles présentent l'inconvénient de produire un bruit important à 50 Hz. Pour résoudre ce problème, on peut utiliser des alimentations usuelles, puis filtrer (c'est le cas du boîtier tout fait que l'on vient d'étudier), ou utiliser pour alimenter le circuit les batteries P54.21.

ATTENTION : les batteries peuvent délivrer de forts courants (de l'ordre de la dizaine d'ampères, mais sans danger pour l'utilisateur car la tension est faible) et ne possèdent aucune protection contre les court-circuits. Bien vérifier le câblage et ne les connecter au circuit qu'en dernier. Vous pouvez tester le montage avec une alimentation continue usuelle pour commencer (à masse flottante).

Réaliser le pont de Wheatstone présenté en figure 5.9 à gauche. On choisira pour R_2 et R_3 deux boîtes à décades. Les fixer autour de 345 Ω . Alimenter le pont et mesurer la tension v_s au millivoltmètre (par exemple Fluke 187/287). En l'absence de déflexion de la lame, régler les boîtes à décades de façon à annuler la tension v_s .

Ajouter en sortie du pont U un amplificateur inverseur (figure 5.9 à droite). On choisira $R = 10$ k Ω et $R' = 1$ M Ω . On peut régler légèrement l'offset de façon à annuler la tension de sortie en l'absence de masse.

Il est maintenant possible de faire la même étude : étalonnage, linéarité et sensibilité, facteur de jauge. Lorsque le pont est alimenté par la batterie, le bruit à haute fréquence est considérablement diminué (en particulier à 50 Hz) et il n'est plus nécessaire d'ajouter un filtre passe-bas pour éliminer les parasites. On peut alors étudier les oscillations de la poutre encastrée dont les spécifications (grandeurs géométriques, module de Young) sont données dans la notice.

Le temps de réponse du système n'est plus dû au conditionnement, mais à l'inertie mécanique des différents éléments. Il est difficile ici de le déterminer.

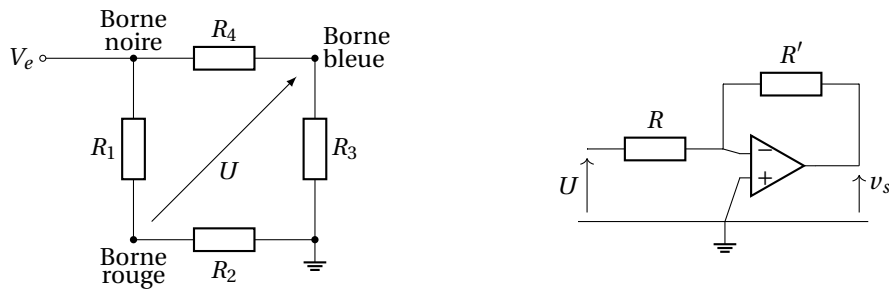


FIGURE 5.9 – À gauche, câblage du pont de Wheastone. À droite, amplificateur inverseur (vous pouvez aussi câbler un non-inverseur).

4.2 Capteur piézoélectrique (en seconde lecture)

✎ [Duffait Élec] p.101, [Asch] p.462

Un capteur piézoélectrique est disponible dans la collection au P95.30. Un tel capteur met en jeu l'effet piézoélectrique direct, c'est-à-dire l'apparition d'une différence de potentiel aux bornes de certains cristaux anisotropes si ceux-ci sont soumis à une contrainte. Ce capteur est donc un capteur actif : aucune source extérieure d'énergie n'est nécessaire pour que la tension soit délivrée.

Si on branche directement le capteur sur une carte d'acquisition, on observe une décroissance exponentielle de la tension aux bornes du cristal piézoélectrique après excitation. Ce phénomène est dû à la décharge du condensateur que constitue le cristal piézoélectrique dans la résistance d'entrée de la carte d'acquisition. Pour étudier ce capteur, il faut donc utiliser un dispositif ayant une très grande impédance d'entrée. On pourra se reporter au montage de [Duffait Élec], p.101.

5 Autres capteurs

Nous n'avons abordé que certains capteurs, mais il en existe d'autres dans la collection.

- ▷ Il existe un capteur de force dont le domaine d'emploi est entre 0 et 10 N : on obtient une tension proportionnelle à la force exercée. Il est disponible dans la collection au P97.25. Les spécifications de ce capteur peuvent être consultées dans la notice.
- ▷ On peut utiliser une petite machine à courant continu pour réaliser des mesures tachymétriques. On peut par exemple étalonner celle qui est utilisée dans le banc MCC P0.5. On peut utiliser un potentiomètre ou un dispositif de hacheur optique pour réaliser son étalonnage. De nombreux détails peuvent être consultés dans [Asch], p.442.
- ▷ Il existe un capteur de position magnétostrictif au P96.31.
- ▷ Une sonde à effet Hall peut être utilisée pour évaluer la proximité d'un aimant.
- ▷ Dans le TP de mécanique des fluides, nous étudierons deux types d'anémomètres : le tube de Pitot et l'anémomètre à fil chaud.

Bibliographie

- ✍ [Garing OEM] : C. GARING, *Ondes électromagnétiques dans le vide et les milieux conducteurs*, Ellipses (1998)
- ✍ [Taillet Opt] : R. TAILLET, *Optique physique*, De Boeck (2006)
- ✍ [Taillet Dico] : R. TAILLET, L. VILLAIN, P. FEBVRE, *Dictionnaire de physique*, De Boeck (2013)

Introduction

Ce TP a vocation à présenter le banc hyperfréquence. La première partie constitue une description concise des différents éléments qui le composent et présente les instruments et méthodes de mesure associés. La deuxième partie détaille les protocoles des principales expériences pouvant être réalisées avec le banc.

Ondes électromagnétiques dans un guide

- ✍ [Garing OEM] exercice 3.5 et [Taillet Opt] chapitres 8.1 et 8.2

Les ondes hyperfréquences (appelées aussi micro-ondes) sont des ondes électromagnétiques dont la fréquence est comprise entre 300 MHz et 300 GHz, ce qui correspond à une longueur d'onde dans le vide entre 1 m et 1 mm. Ce sont des fréquences situées entre les ondes radios et l'infrarouge. Les hyperfréquences sont utilisées par exemple pour les communications avec les satellites, pour les réseaux de téléphones portables et dans les micro-ondes également.

Une onde électromagnétique se propageant dans un guide d'onde est confinée transversalement. La relation de dispersion s'écrit alors

$$\frac{\omega^2}{c^2} = k^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2$$

où ω est la pulsation, $k = 2\pi/\lambda$ est le vecteur d'onde, a et b ($a > b$) sont les dimensions transverses du guide et n et m caractérisent un mode. La pulsation de coupure du mode (n, m) est ainsi

$$\omega_{nm}^2 = \left(\frac{n\pi c}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi c}{b}\right)^2$$

En pratique, pour le banc P89.24 on a $a \approx 2,3$ cm et $b \approx 1$ cm donc les fréquences de coupure sont

$$f_{10} = 6,5 \text{ GHz}, \quad f_{01} = 15,0 \text{ GHz}, \quad f_{11} = 16,4 \text{ GHz}, \quad f_{20} = 13,0 \text{ GHz}, \dots$$

Par conséquent, aux fréquences de travail, entre 8,5 GHz et 9,5 GHz, seul le mode $n = 1, m = 0$ peut se propager. On étudie donc uniquement le mode TE_{10} : le guide est monomode et le phénomène de dispersion inter-modale ne peut pas être illustré ici. Il y a par contre de la dispersion intra-modale puisque la vitesse de phase ω/k dépend de k .

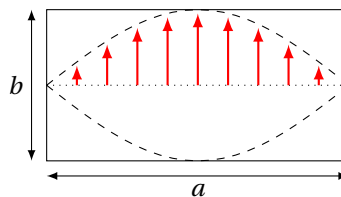


FIGURE 6.1 – Coupe transverse du champ électrique dans le mode TE_{10} , à un instant où son amplitude est maximale.

1 Présentation du banc hyperfréquence

- ✍ Notice du banc hyperfréquence ORITEL BDH R100 P89.24; et celle de l'alimentation pour oscillateur Gunn CF204A P89.22

Le banc P89.24 sera amené démonté aux oraux de l'agrégation. Il est donc nécessaire de se familiariser avec son montage. En pratique, seuls quelques blocs sont utiles.

1.1 Montage du banc hyperfréquence

Plusieurs groupes d'éléments composent le banc hyperfréquence :

- la source de champ électromagnétique : la diode Gunn et l'isolateur ;
- la ligne de propagation et les instruments de mesure : principalement l'atténuateur, le fréquencesmètre¹ et la ligne de mesure ;
- la terminaison du banc, c'est-à-dire les charges.

D'autres éléments sont disponibles mais ne seront pas utilisés dans ce TP.

Les différents éléments s'accrochent facilement grâce aux fixations rapides. Construire le banc P89.24 comme présenté en figure 6.2, avec les supports Oritel SUP 100. Les éléments sont dans l'ordre : diode Gunn Oritel OSG 100, isolateur Oritel ISO 100, atténuateur Oritel ATM 100, fréquencesmètre Oritel OND 100, ligne de mesure Oritel LAF 100, et pour charge une pièce de métal Oritel CC 100 Short, qui assure une réflexion quasi-totale et ainsi un bon confinement longitudinal. Pour fixer la charge, il faut utiliser un adaptateur pour passer du système de fixation rapide à un système vis/écrou.

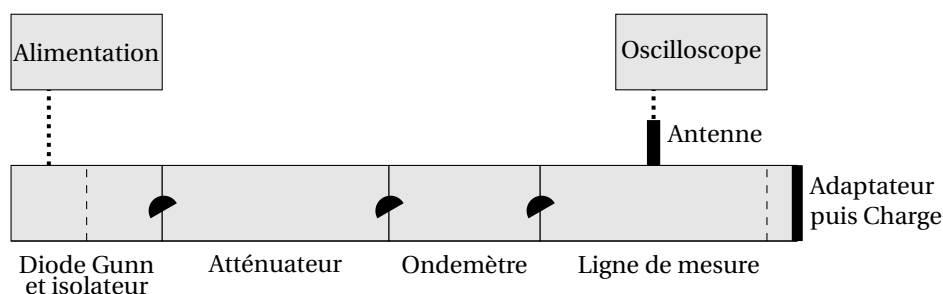


FIGURE 6.2 – Schéma pour le montage du banc hyperfréquence, vue de côté.

La source de l'onde à proprement parler est la diode Gunn. Elle dispose d'une alimentation spécifique. La liaison entre les deux se fait par un câble coaxial. Le seul rôle de l'isolateur est de protéger la diode des ondes en retour : il est indispensable de le placer juste après la diode.

Brancher la diode Gunn à son alimentation P89.22, sortie « Osc. Gunn Output ». Appliquer 10 V.

REMARQUE : En réalité, l'appellation « diode » Gunn est malheureuse puisqu'il ne s'agit pas d'une jonction de semiconducteurs P et N, ce n'est donc pas une diode. On pourra consulter la notice des émetteurs/récepteurs Nova WEC910 P89.25 pour plus de détails, ou aussi [Taillet Dico] pour la description de l'effet Gunn (à « diode gunn »).

La ligne de mesure est un bout de guide fendu en son milieu (le mode TE_{10} y a son maximum). Une antenne peut alors y être placée. Le champ électrique étant homogène dans la direction verticale, sa position a peu d'importance : la placer en butée convient.

Brancher un câble coaxial entre l'antenne de la ligne de mesure et l'oscilloscope, puis observer le signal en mode Défilement (qui a la forme d'un signal continu). À cause du confinement longitudinal par la charge terminale, on doit observer une onde stationnaire, donc une alternance de ventres et de noeuds lorsqu'on déplace l'antenne le long de l'axe du banc.

Le fréquencesmètre est une cavité cylindrique de taille réglable par la vis micrométrique associée. Lorsque la résonance de la cavité (dépendant de sa taille) correspond à la fréquence de l'onde, seule une partie de l'onde est transmise au reste du guide, en particulier à la ligne de mesure. On y détecte donc une baisse du signal. La courbe d'étalonnage permet alors de remonter à la fréquence de l'onde connaissant la profondeur de la cavité.

1. parfois appelé ondemètre

1.2 Réglage et mesure de la fréquence

🔧 Courbes d'étalonnage de l'oscillateur Gunn et du fréquencemètre

Le réglage de la fréquence se fait au moyen de la vis micrométrique de l'oscillateur Gunn. La courbe imprimée sur le banc est indicative mais ne constitue pas une mesure. La mesure de la fréquence se fait à l'aide du fréquencemètre. En pratique, on place l'antenne de la ligne de mesure sur un ventre de l'onde hyperfréquence afin d'avoir un maximum de signal. On tourne ensuite la vis micrométrique du fréquencemètre jusqu'à observer une diminution du signal sur ce ventre. Le fréquencemètre est alors accordé avec l'onde : il suffit de lire la vis micrométrique et de convertir la valeur lue en GHz grâce à la courbe d'étalonnage du fréquencemètre.

Régler l'oscillateur Gunn sur 9 GHz à l'aide de la vis micrométrique. Vérifier à l'aide du fréquencemètre que c'est effectivement la fréquence de l'onde en suivant le protocole ci-dessus. Les courbes d'étalonnage de l'oscillateur Gunn et du fréquencemètre sont disponibles en format A4 avec la notice du banc, il est préférable de s'y référer plutôt que d'utiliser les petites figures sur le banc. Une fois la mesure faite, penser à désaccorder l'ondemètre en tournant la vis micrométrique d'un ou deux tours.

1.3 Mesure de la longueur d'onde

La longueur d'onde se mesure grâce à la ligne de mesure. La pièce de métal en bout de guide confine l'onde dans la longueur, donnant naissance à une onde stationnaire. On peut alors obtenir la longueur d'onde à partir de la distance entre deux noeuds (ou ventres) consécutifs.

Sur la ligne de mesure, repérer deux noeuds (ou deux ventres) successifs. La distance entre les deux correspond à la moitié de la longueur d'onde. On attend une longueur d'onde autour de 5 cm. Comparer cette longueur d'onde à celle prédite par la relation de dispersion :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{\omega^2}{c^2} - \frac{\pi^2}{a^2}}}$$

REMARQUE : Pour améliorer la précision de la mesure, on peut chercher à voir trois ou quatre noeuds consécutifs. En pratique cependant, la ligne de mesure est petite et l'onde n'est pas vraiment sinusoïdale, ce qui rend l'observation de plusieurs noeuds difficile.

1.4 Mesure de l'amplitude du champ

🔧 Courbes d'étalonnage de l'atténuateur

L'amplitude du champ ne s'obtient pas facilement car on ne connaît pas la réponse de l'antenne en fonction du champ. On se contentera (et c'est suffisant dans toute la suite du TP) de mesurer un rapport d'amplitude, c'est-à-dire l'amplitude d'un champ par rapport à une amplitude quelconque choisie arbitrairement comme référence. Pour cela, il faut utiliser un autre élément du banc : l'atténuateur. Celui-ci dispose d'une vis micrométrique et d'une courbe d'étalonnage.

Sur la ligne de mesure, placer l'antenne sur un noeud. Régler la vis micrométrique de l'atténuateur sur une valeur d'atténuation faible, par exemple 3,5 mm. On note cette valeur A_1 . Elle vaut 0,5 dB d'après la courbe d'étalonnage. Noter la valeur de la tension de l'antenne lue sur l'oscilloscope, cela constitue la tension de référence. Déplacer alors l'antenne, par exemple sur un ventre. Tourner la vis micrométrique de l'atténuateur jusqu'à obtenir à l'oscilloscope la même tension que la tension de référence. Relever la nouvelle indication de l'atténuateur et en déduire l'atténuation en décibels A_2 .

Le champ au ventre est alors $10^{(A_2-A_1)/20}$ fois le champ au noeud, par définition d'une atténuation en décibels.

2 Expériences avec le banc hyperfréquence

Les manipulations précédentes ont permis de se familiariser avec le guide d'onde. On propose dans cette deuxième partie plusieurs expériences. On commence par la vérification de la relation de dispersion, qui permet de remonter à la célérité c des ondes électromagnétiques dans l'air. La mesure du taux d'onde stationnaire est utilisée ensuite pour déterminer les coefficients de réflexion des charges terminales. La vérification de la loi de Malus est aussi importante.

2.1 Vérification de la relation de dispersion

La relation de dispersion pour le seul mode excité TE₁₀ est

$$\frac{\omega^2}{c^2} = k^2 + \left(\frac{\pi}{a}\right)^2$$

Pour différentes fréquences entre 8,5 GHz et 9,5 GHz, relever la fréquence f au fréquencemètre et la longueur d'onde λ avec la ligne de mesure. Tracer ensuite f^2 en fonction de $1/\lambda^2$. On doit obtenir une droite de pente c^2 et d'ordonnée à l'origine $c^2/(4a^2)$. Mesurer au pied à coulisse la dimension du guide a pour valider les paramètres d'ajustement.

2.2 Mesure du taux d'onde stationnaire

Le taux d'onde stationnaire (TOS, ou rapport d'onde stationnaire ROS) quantifie la "stationnarité" d'une onde en caractérisant l'impédance terminale du guide (voir la notice du banc hyperfréquence P89.24). Il se définit par

$$\text{TOS} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}$$

où E_{\max} est l'amplitude à un ventre et E_{\min} celle à un noeud. Il est donc supérieur ou égal à 1. Pour une onde stationnaire « parfaite », avec des noeuds d'amplitude nulle, le TOS est infini. Pour une onde parfaitement progressive, pour laquelle il n'y a ni ventre ni noeud, le TOS vaut 1. Évidemment cela est fixé par l'impédance terminale, plus particulièrement par son coefficient de réflexion en amplitude r . On a la relation suivante (démontrée dans la notice du banc hyperfréquence) :

$$\text{TOS} = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$$

On propose d'étudier trois impédances : l'extrémité libre, le cornet, et la pièce plate de métal. Qualitativement, on s'attend à avoir un TOS élevé pour la pièce de métal, un TOS intermédiaire pour l'extrémité libre, et un TOS proche de 1 pour le cornet, qui réalise par sa forme la meilleure adaptation d'impédance entre le guide et le milieu extérieur.

À fréquence fixée (9 GHz), placer au bout du guide l'une des trois impédances (attention au sens du cornet). Régler préalablement l'atténuateur sur 3,5 mm par exemple, cela correspond à une atténuation A_1 . Placer l'antenne de la ligne de mesure sur un noeud et mesurer la tension. Se placer ensuite sur un ventre, et tourner la vis micrométrique de l'atténuateur jusqu'à obtenir à nouveau la tension précédente. Noter cette nouvelle atténuation A_2 .

Le TOS est alors

$$\text{TOS} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = 10^{(A_2 - A_1)/20}$$

Et la norme du coefficient de réflexion est

$$|r| = \frac{\text{TOS} - 1}{\text{TOS} + 1}$$

Comparer les TOS des trois impédances suivantes : extrémité libre, cornet et pièce de métal, et vérifier que leurs comparaisons suivent bien le bon sens :

$$\text{TOS}(\text{métal}) > \text{TOS}(\text{libre}) > \text{TOS}(\text{cornet})$$

On attend environ $\text{TOS}(\text{métal}) \approx 12$, $\text{TOS}(\text{libre}) \approx 3$ et $\text{TOS}(\text{cornet}) \approx 1.5$.

2.3 Diagramme de rayonnement

On cherche à illustrer de manière générale l'effet du déconfinement de l'onde à la sortie d'un guide. Un diagramme de rayonnement permet de quantifier sa directivité. On compare ici le cornet et l'extrémité libre.

Ne rien mettre au bout du guide. Placer le détecteur « 3cm » P90.19 à environ 25 cm de la sortie du guide comme indiqué en figure 6.3. Mesurer avec un voltmètre le signal du détecteur dans l'axe. En veillant à bien conserver toujours la même distance entre le détecteur et la sortie, mesurer la tension pour différents angles α . Placer ensuite le cornet au bout du guide et faire les mêmes mesures.

On vérifie ici quantitativement que le cornet fournit une onde plus directive que lorsqu'il n'y a rien en sortie. Cela est dû au fait que le cornet assure une bonne adaptation d'impédance entre le guide et le laboratoire.

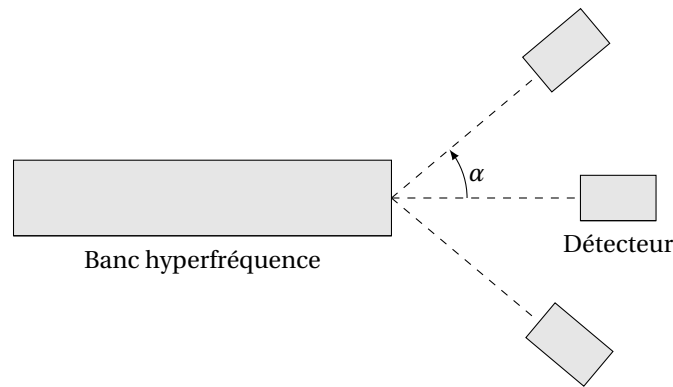


FIGURE 6.3 – Configuration du détecteur pour la mesure du diagramme de rayonnement, vue de haut.

2.4 Loi de Malus avec le banc hyperfréquence (en seconde lecture)

Les ondes hyperfréquences étant des ondes électromagnétiques, elles vérifient la loi de Malus. Il peut donc être intéressant de vérifier cette loi avec le banc hyperfréquence. Le seul mode qui peut se propager dans le banc est TE_{10} , le champ électrique est donc vertical : il n'y a pas besoin de polariseur. De même, le détecteur P90.19 a une antenne et possède donc une direction privilégiée : il joue le rôle d'analyseur.

Utiliser un cornet au bout du guide pour maximiser le signal sur le récepteur P90.19, placé à environ 25 cm de la sortie du guide. Le détecteur P90.19 doit tourner autour de l'axe du banc hyperfréquence. On le fixe pour cela sur une potence avec une pince quatre doigts et une noix. Prendre un rapporteur papier troué en son centre, le placer autour de la pince et le fixer (par exemple avec du scotch) à la potence pour qu'il ne tourne pas lorsqu'on tourne la pince. Prendre un petit fil de cuivre, l'enrouler puis le fixer (par exemple avec du scotch) autour de la tige pour pointer sur le rapporteur. Mesurer tous les 15° (en positif et en négatif) la projection du champ sur l'antenne du détecteur : pour cela, prendre une tension de référence aux bornes du détecteur puis utiliser l'atténuateur pour se ramener à cette tension à chaque angle. L'atténuation donne le champ par rapport à un champ de référence qu'il n'est pas nécessaire de connaître. Réperer les champs minimum et maximum, vérifier qu'ils sont obtenus pour des directions orthogonales. Prendre la position du minimum comme zéro pour les angles. Tracer ensuite la grandeur habituelle pour la vérification de la loi de Malus :

$$\frac{S(\theta) - S(90^\circ)}{S(0^\circ) - S(90^\circ)} = f(\cos^2(\theta)) \quad \text{avec} \quad S = \frac{E^2(\theta) + E^2(-\theta)}{2}$$

où $E^2 = 10^{(A_2 - A_1)/10}$ est le carré de la projection du champ sur la direction de l'antenne du détecteur. On doit obtenir une droite de pente 1.

REMARQUE : Si la réponse du détecteur était quadratique, on pourrait prendre la tension V aux bornes du détecteur et utiliser

$$S = \frac{V(\theta) + V(-\theta)}{2}$$

Puisqu'on ne connaît pas cette réponse, il faut utiliser l'atténuateur pour s'en affranchir.

2.5 Cavité Fabry-Pérot dans le domaine hyperfréquence (en seconde lecture)

Cette expérience consiste à réaliser un interféromètre de Fabry-Pérot dans le domaine hyperfréquence. Pour cela, on va utiliser le banc moteur P89.16. L'idée est de mettre en regard deux plaques de plexiglas parallèles, et d'envoyer une onde hyperfréquence sur ce dispositif. L'une des plaques est alors mise en mouvement par le banc moteur tandis que l'autre reste fixe. En sortie de l'interféromètre, un détecteur enregistre sur Latis-Pro le signal. On obtient une alternance de maxima et de minima (la finesse est très mauvaise). La distance entre deux maxima permet de remonter à la longueur d'onde puis à la célérité de la lumière dans le vide grâce à la fréquence de l'onde.

Fixer un cornet au bout du banc hyperfréquence. Mesurer préalablement la fréquence de l'onde à l'aide du fréquence-mètre. En sortie du banc, placer une plaque de plexiglas P88 le plus orthogonalement possible à l'axe du banc (à une dizaine de centimètres de la sortie), par exemple en utilisant une potence, des pinces et des noix. Fixer ensuite une deuxième plaque P88 sur le banc moteur (la placer pour cela sur un bras P89.16), le plus parallèlement possible à la première plaque. Placer le détecteur P90.19 après la fin de course du banc moteur, le connecter à Latis Pro. Démarrer le banc moteur dans le bon sens puis démarrer une acquisition. La distance entre deux maxima (obtenue par conversion avec la vitesse du banc moteur, notée dessus) est $\lambda/2$. Ici on peut raisonnablement mesurer la distance entre 4 ou 5 maxima pour améliorer la précision de la mesure.

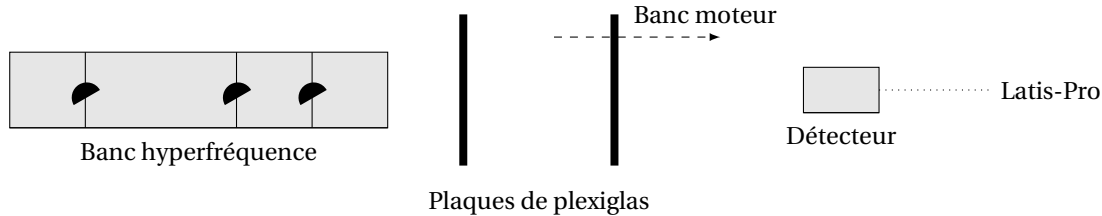


FIGURE 6.4 – Schéma pour la cavité Fabry-Pérot, vue de côté.

Connaissant λ , et puisque l'onde se propage dans l'air avec la relation de dispersion $\lambda = c/f$, on peut remonter à c et comparer à la célérité de la lumière dans le vide.

3 Loi de Malus dans le domaine hyperfréquence avec un ensemble émetteur-récepteur

🔗 Notice des émetteurs/récepteurs Nova WEC910 P89.25

On peut plus facilement montrer que la loi de Malus est vérifiée dans le domaine hyperfréquence en utilisant l'ensemble émetteur/récepteur Nova Physics P89.25.

Monter l'émetteur et le récepteur P89.25 sur des pieds d'optiques. Les mettre à la même hauteur. Brancher avec un câble coaxial l'émetteur au boîtier Nova. Brancher le câble du récepteur sur la prise Jack du boîtier. Ensuite, brancher un voltmètre Fluke 187 sur la sortie « Visualisation du signal reçu ». Pousser l'interrupteur « Créneau/Continu » vers le bas. Enfin, brancher le boîtier au secteur. L'émetteur et le récepteur étant à 0° , toucher le potentiomètre de gain pour améliorer le signal reçu, sans saturer la sortie. Balayer ensuite les angles θ du récepteur pour trouver le minimum de signal, côté positif et négatif. L'angle moitié entre ces deux minima donne le zéro des angles. Relever alors la tension $V(\theta)$ tous les 15° , en positif et en négatif. Tracer ensuite la grandeur habituelle pour la vérification de la loi de Malus :

$$\frac{S(\theta) - S(90^\circ)}{S(0^\circ) - S(90^\circ)} = f(\cos^2(\theta)) \quad \text{avec} \quad S = \frac{V(\theta) + V(-\theta)}{2}$$

où V est la tension aux bornes du détecteur. Ce dernier est en effet quadratique en champ d'après la notice des émetteurs/récepteurs Nova WEC910 P89.25. On doit obtenir une droite de pente 1.

Le fait de soustraire $S(90^\circ)$ permet de s'affranchir du bruit ambiant. Le fait d'utiliser $V(\theta) + V(-\theta)$ repousse à l'ordre 2 l'erreur due au mauvais repérage du zéro des angles. Enfin, la normalisation par $S(0^\circ) - S(90^\circ)$ fait disparaître les constantes de conversion des instruments, ce qui permet d'obtenir une pente 1.

Le lien avec la loi de Malus n'est pas immédiat ici puisqu'il n'y a pas de couple polariseur/analyseur. Le polariseur est en fait inutile puisque l'onde en sortie de l'émetteur est déjà polarisée rectilignement. Quant à l'analyseur, on pourrait laisser le détecteur fixe et placer devant lui une grille métallique P90.20 avec un pas de l'ordre du centimètre (ou P89.25), que l'on ferait tourner autour de l'axe joignant le récepteur et l'émetteur. En pratique le résultat est meilleur en bougeant le détecteur directement, qui joue alors lui-même le rôle d'analyseur.

Bibliographie

- ✎ [FLTCLD] : M. FRUCHART, P. LIDON, E. THIBIERGE, M. CHAMPION, A. LE DIFFON, *Physique expérimentale : optique, mécanique des fluides, ondes et thermodynamique*, De Boeck (2016)
- ✎ [Quaranta III] : D. AUBERT, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome III : L'électronique*, Pierron (2004)
- ✎ [Garing Magnétisme] : C. GARING, *Magnétisme : statique, induction et milieux*, Ellipses (1995)
- ✎ [BUP 822] : A. DEIBER, L. MARKIEWICZ, O. KEMPF et F. PAVIET, *Phénomène d'induction associé au mouvement d'un aimant dans un tube de cuivre*, BUP 822 p.487 et suivantes (2000)
- ✎ [Kittel] : C. KITTEL, *Physique de l'état solide*, Dunod (2007)

1 Conduction thermique dans les métaux

✎ [FLTCLD] p.384

1.1 Présentation

La diffusion thermique est le transfert de chaleur des parties chaudes vers les parties froides d'un matériau, sans transport de matière. Dans les métaux, cette conduction est assurée par les électrons de la bande de conduction et par les phonons et est limitée par les interactions électrons-phonons. Une des caractéristiques des métaux est de posséder une conductivité thermique élevée. On note μ la masse volumique du métal, c sa capacité thermique massique et λ sa conductivité thermique. Dans une barre où les parois latérales ne permettent pas de transfert thermique, l'équation de la chaleur régissant l'évolution de la température $T(x, t)$ est :

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \kappa \frac{\partial^2 T}{\partial x^2}$$

avec le coefficient de diffusion thermique $\kappa = \frac{\lambda}{\mu c}$.

1.1.1 Dispositif expérimental

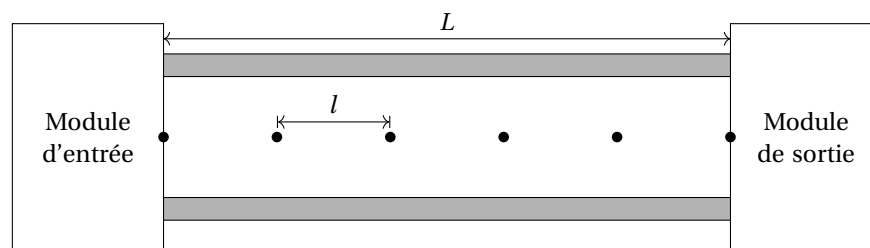


FIGURE 7.1 – Schéma du dispositif permettant l'étude de la conduction thermique dans une barre métallique.

On peut imposer la température aux modules d'entrée et de sortie en plaçant un récipient de grande conductivité thermique, maintenu à température constante (un mélange eau-glace agité par exemple : le dispositif P0. 2 permet cela). On peut également imposer le flux thermique au moyen d'une résistance chauffante ou d'un module Peltier.

Le dispositif P0. 73, schématisé en figure 7.1, est une barre de cuivre de longueur $L = 25$ cm. Six capteurs espacés de $l = 5$ cm sont placés le long de la barre. Les deux capteurs aux extrémités sont en contact avec les modules d'entrée et de sortie. Le forçage thermique est imposé à un côté par un module Peltier. Ce module, par effet thermo-électrique, impose un flux de chaleur qui peut être positif ou négatif selon le signe du courant. Les capteurs de température sont des capteurs LM35DZ, fonctionnant à partir d'un transistor et ayant une réponse linéaire en température. Ils ont un facteur de conversion de 10,0 mV/K et une précision de 0,5 °C (voir notice).

1.2 Régime sinusoïdal forcé

L'étude d'une barre métallique en régime sinusoïdal forcé permanent permet la mesure de la conductivité thermique. Dans le dispositif expérimental que nous avons à disposition, on impose un flux thermique à la pulsation ω : $\Phi(t) = \Phi_0 \sin(\omega t)$.

Si l'on résout l'équation de la chaleur dans le cas d'une barre semi-infinie avec un flux imposé en $x = 0$, la température est une onde exponentiellement amortie de la forme :

$$T(x, t) = T_0 + \Delta T \exp\left(-\frac{x}{\delta}\right) \sin\left(\omega t - \frac{x}{\delta}\right)$$

où $\delta = \sqrt{2\kappa/\omega}$.

On néglige ici la présence d'une condition aux limites en $x = L$. Pour que cette hypothèse soit valide, il faut que l'onde thermique n'atteigne pas l'extrémité de la barre, c'est-à-dire que la longueur de pénétration doit être petite devant la longueur de la barre. On souhaite tout de même utiliser tous les capteurs, on fera le compromis $5\delta \approx L$.

Mettre en place le dispositif (barre de cuivre P0.73) : brancher les six capteurs sur une carte d'acquisition SYSAM, alimenter les ventilateurs (12 V continu) et les capteurs (15 V continu). Le potentiel de référence pour les signaux issus des capteurs est la masse de l'alimentation de ceux-ci.

ATTENTION : Bien alimenter les ventilateurs avant toute manipulation, pour ne pas griller le module Peltier!

Alimenter le module Peltier par un amplificateur de puissance Kepco P53.9 piloté par un GBF (entrée sur Input, sortie entre Common et Output). Régler le GBF sur $V_{pp} = 3$ V, sans offset, à une fréquence de 10 mHz. Vérifier à l'ampèremètre en mode continu (car la période est grande) que le courant ne dépasse jamais 4 A sur une période.

Suivre en temps réel l'évolution de la température sur le dernier capteur à l'oscilloscope. Attendre que le signal se stabilise (environ 30 minutes). Faire l'acquisition des signaux des différents capteurs sur Latis-Pro pendant quelques périodes (typiquement 20 minutes).

On peut ajuster la tension aux bornes du capteur n° i par :

$$U_i(t) = A_{i0} + A_{i1} \cos(\omega t + \phi_{i1})$$

avec trois paramètres libres A_{i0} , A_{i1} et ϕ_{i1} . Cet ajustement n'est pas optimal car de la puissance est dissipée par effet Joule dans le module Peltier. De ce fait, le flux imposé est somme d'une fonction en I et d'une fonction en I^2 (oscillant à 2ω). On peut donc ajuster les courbes expérimentales par :

$$U_i(t) = A_{i0} + A_{i1} \cos(\omega t + \phi_{i1}) + A_{i2} \cos(2\omega t + \phi_{i2})$$

Réaliser l'ajustement du signal de chacun des capteurs par la fonction précédente sur Latis-Pro (Modèle Utilisateur). Tracer ensuite $\ln(A_{i1})$ et ϕ_{i1} en fonction de la position du capteur $x_i = il$: on obtient deux fonctions affines de pente $-1/\delta$. En déduire le coefficient de diffusion $\kappa = \delta^2 \pi f$.

On attend pour le cuivre $\kappa = 1,14 \times 10^{-4} \text{ m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$.

Vous pouvez si vous avez le temps réaliser deux mesures à des fréquences différentes (5 mHz et 20 mHz par exemple) pour tracer $\pi\delta^2$ en fonction de $1/f$. Il faut environ 30 minutes après chaque changement de fréquence pour atteindre de nouveau un état stationnaire (puis 30 minutes d'acquisition).

1.3 Régime transitoire (en seconde lecture)

Cette expérience est plus délicate que l'étude du régime sinusoïdal forcé. Expérimentalement, le régime transitoire est long (environ 1h30) et il faut attendre le retour à l'équilibre thermique en cas d'échec (1h). On pourra lire un protocole dans [FLTCLD], p.391-396.

1.4 Comparaison avec d'autres métaux

🔗 Notice du conductisque à cristaux liquides (Jeulin) P102. 28

Il existe des dispositifs identiques au précédent avec une barre d'aluminium P0.74 et une barre en laiton (alliage de cuivre et de zinc) P0.75. On peut mettre en place le même protocole que précédemment pour l'étude du régime sinusoïdal forcé.

On peut aussi utiliser un conductisque à cristaux liquides P102. 28 pour rapidement mettre en évidence les différences de coefficient de diffusion thermique. Grâce à la structure microscopique des cristaux liquides, ceux-ci sont biréfringents. Placés entre un polariseur et un analyseur, on observe une teinte. La couleur observée dépend de la phase dans laquelle se trouve le cristal liquide et donc de la température. Ainsi, on observe la propagation d'un front de température le long des tiges métalliques.

Tremper l'extrémité du conductisque P102.28 dans l'eau bouillante. Chronométrer le temps τ pour que le milieu du conductisque passe au vert (par exemple) pour chacun des métaux.

Sachant que le coefficient de diffusion est $D \propto \frac{1}{\tau}$, on peut en déduire l'ordre de grandeur du rapport des coefficients de diffusion thermique. On attend par exemple $D_{\text{Al}}/D_{\text{Cu}} \approx 1,5$.

2 Propriétés électriques

2.1 Conduction électrique dans un métal et dépendance en température

2.1.1 Présentation

✍ [FLTCLD] p.398

Les métaux sont de bons conducteurs électriques grâce aux propriétés de leur bande de conduction. L'expérience proposée vise à quantifier la dépendance en température de la conductivité électrique du cuivre, à l'aide d'une bobine de fil de cuivre. Cette expérience peut évidemment être réalisée avec tout type de métal, à condition d'avoir le dispositif expérimental adapté.

Un fil de section S , de longueur L et de résistivité ρ se comporte comme un conducteur ohmique de résistance

$$R = \rho \frac{L}{S} = \frac{L}{\sigma S}$$

où σ désigne la conductivité électrique du métal. Dans la gamme de température ambiante, la résistivité d'un métal est une fonction affine de la température :

$$\rho(\Theta) = \alpha\Theta + \rho_0$$

α et ρ_0 sont deux paramètres dépendant du métal et Θ désigne la température en °C¹.

2.1.2 Mesures 4 fils

La résistance d'un fil de cuivre, même long, est assez faible. Pour mesurer de telles résistances, généralement inférieures à 1 Ω , un montage particulier est nécessaire.

Pour mesurer une résistance, il faut imposer une tension u aux bornes de celle-ci, puis mesurer le courant i qui la traverse. C'est le principe des ohmmètres commerciaux : la loi d'Ohm donne alors $R = u/i$. La mesure de faibles résistances suit le même principe. Toutefois, un ohmmètre classique mesure la résistance entre ses deux bornes : cela signifie que toute la résistance du circuit est mesurée, fils et soudures incluses, que l'on note r sur la figure 7.2. Dans la majorité des cas, ces résistances sont négligeables devant les résistances des composants étudiées. En revanche, quand il s'agit de mesurer une faible résistance, il est nécessaire de s'affranchir des résistances parasites qui peuvent fausser la mesure.

Pour cela, nous utilisons un montage dit à quatre fils, schématisé en figure 7.2 à droite. La mesure indépendante de u et de i par l'utilisation de quatre fils permet de mesurer la résistance aux bornes de R en s'affranchissant d'éventuelles résistances parasites présentes dans le montage. En effet, le générateur impose un courant i à travers la résistance. Ce courant n'est pas perturbé par le voltmètre car celui-ci a une résistance très grande devant la résistance à mesurer. Celui-ci donne la tension aux bornes de R et le rapport u/i donne donc la valeur de la résistance recherchée.

2.1.3 Protocole expérimental

Le fil que nous utilisons a une longueur $L = 1710 \pm 5$ cm et un diamètre $d = 0,80 \pm 0,01$ mm. Le fil est enroulé, on parlera donc de bobine de fil. Pour faire varier la température du cuivre, on immerge la bobine de fil de cuivre dans l'eau. Comme la mesure de R est réalisée en courant continu, il n'y a pas d'effets inductifs.

Chauffer de l'eau avec une bouilloire P101.28 et verser l'eau chaude dans un bécher, placé sur un agitateur magnétique P101.31. Immerger la bobine P56.27 jusqu'aux jonctions électriques (qui doivent rester sèches). Mesurer la température, avec un thermocouple P102.16, branché sur l'appareil P102.27 (attention à la polarité). Pour plusieurs températures, pendant que l'eau refroidit, mesurer la résistance R de la bobine de cuivre. Vous pouvez utiliser un multimètre quatre fils de précision P69.35 (les deux fils correspondant à l'une des extrémités sur LOW et les deux autres sur HIGH).

On attend des valeurs de résistance autour de 0,5 Ω . En déduire la résistivité $\rho = RS/L$. Tracer ρ en fonction de Θ et ajuster par une droite affine $\rho(\Theta) = \alpha\Theta + \rho_0$ (avec Θ en °C). Vous pouvez comparer les valeurs de α et ρ_0 avec les valeurs tabulées $\alpha = 6.76 \times 10^{-11}$ $\Omega \cdot \text{m} \cdot \text{K}^{-1}$ et $\rho_0 = 1.543 \times 10^{-8}$ $\Omega \cdot \text{m}$.

1. On aurait pu prendre la température en K, cela change simplement la valeur de ρ_0 . On exprime la température en °C pour comparer les mesures aux valeurs tabulées présentées dans [FLTCLD].

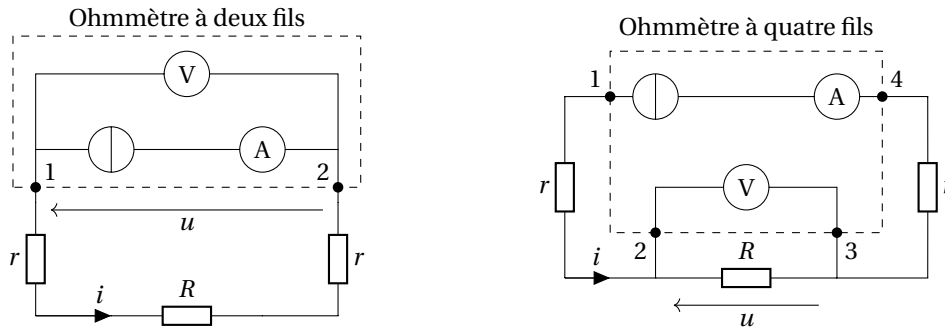


FIGURE 7.2 – À gauche, principe d'un ohmmètre à deux fils : le rapport u/i correspond à la résistance $R + 2r$. À droite, principe d'un ohmmètre à quatre fils : le rapport u/i correspond à la résistance R seule.

2.1.4 Loi de Wiedemann-Franz

✎ [Kittel] p.147

À partir de la mesure de la conductivité thermique du cuivre réalisée au début de ce TP et de celle de la conductivité thermique, il est possible expérimentalement de mettre en évidence la loi de Wiedemann-Franz qui stipule que la quantité $\lambda\rho/T$, où λ désigne la conductivité thermique, est indépendante du métal considéré et est égale à une constante nommée nombre de Lorenz et notée \mathcal{L} :

$$\mathcal{L}^{\text{théo}} = \frac{\pi^2}{3} \left(\frac{k_B}{e} \right)^2 \approx 2,44 \times 10^{-8} \text{ W}.\Omega.\text{K}^{-2}$$

k_B désignant la constante de Boltzmann et e la charge de l'électron. Cette loi traduit le fait que dans un métal, les phénomènes de conduction électrique et de conduction thermique sont principalement dus au gaz électronique. Vous pouvez vérifier expérimentalement cette loi grâce au calcul de λ issu de la mesure expérimentale de κ faite au début de ce TP.

En réalité, on ne retrouve pas exactement la valeur théorique issue du modèle de Sommerfeld (électrons libres) : la valeur tabulée pour le cuivre est $\mathcal{L}^{\text{tab}} = 2,1 \times 10^{-8} \text{ W}.\Omega.\text{K}^{-2}$.

2.2 Résistance d'un semi-conducteur intrinsèque

✎ [Quaranta III] à « Semi-conducteur », [Kittel] p.190

Un semi-conducteur est dit intrinsèque s'il est à l'état pur, non dopé. Dans ce cas, un électron de la bande de conduction est un trou dans la bande de valence. Le nombre d'électrons n et le nombre de trous p vaut, à l'équilibre statistique :

$$n = p \propto T^{3/2} \exp\left(-\frac{\varepsilon_g}{k_B T}\right)$$

ε_g désigne l'énergie de gap, k_B la constante de Boltzmann et T la température en K. La résistance est directement liée à cette concentration et vaut :

$$R(T) = R_0 \exp\left[\frac{\varepsilon_g}{2k_B} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right]$$

R_0 désigne une résistance caractéristique : c'est la résistance du semi-conducteur à T_0 . Pour vérifier cette loi, on va chauffer une thermistance CTN (coefficient de température négatif) et obtenir l'évolution de la résistance en fonction de la température. On utilise le dispositif P102.5 constitué d'un bloc de cuivre chauffé par une résistance chauffante, comme représenté en figure 7.3. Au sein du bloc de cuivre est encastré un thermocouple et la thermistance CTN.

Incorporer la thermistance CTN P102.5 et un thermocouple P102.16 dans le bloc de cuivre P102.5/3. Brancher le thermocouple sur l'appareil P102.27 (attention à la polarité). À température ambiante, mesurer la résistance de la CTN au multimètre (Fluke 187 P69.25 par exemple) et la température au thermocouple.

Alimenter la résistance chauffante en 5 V continu (par exemple avec l'alimentation P53.20). Le bloc chauffe : relever régulièrement la température T et la résistance R .

Tracer R en fonction de la température T puis $\ln R$ en fonction de $1/T$. On attend dans ce cas une évolution affine, avec une pente égale à $\varepsilon_g/(2k_B)$. On attend une valeur $\varepsilon_g \approx 0,76 \text{ eV}$.

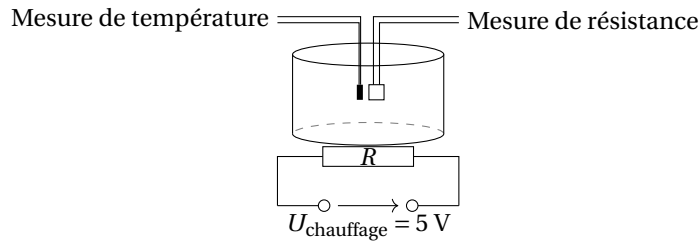


FIGURE 7.3 – Schéma de l'expérience de mesure de la résistance d'une thermistance CTN.

2.3 Étude de la chute d'un aimant dans un tube conducteur

2.3.1 Présentation

✦ [Garing Magnétisme] p.163, [BUP 822], p.487

Le but de cette partie est d'étudier le phénomène d'induction électromagnétique et de comparer la conductivité électrique de l'aluminium à celle du cuivre.

L'expérience montre que le temps de chute d'un petit aimant est beaucoup plus important dans un tube conducteur que dans un tube non conducteur (PVC par exemple) de même géométrie. En effet, lors de sa chute, le flux du champ magnétique à travers une section du tube varie, ce qui induit une force électromotrice d'induction. Les courants ainsi générés dans le tube conducteur créent un champ magnétique qui agit sur l'aimant. D'après la loi de Lenz, ces courants vont s'opposer à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire le mouvement de l'aimant : la chute de l'aimant est freinée.

Lorsque l'aimant est assimilé à un moment magnétique ponctuel, on peut montrer que la force subie par ce dernier est proportionnelle à la vitesse (force de type frottement fluide), et que la vitesse limite v_l est :

$$v_l = \frac{1024mg}{15\mu_0^2\sigma\mathcal{M}^2} \left[\frac{1}{R_{\text{int}}^3} - \frac{1}{R_{\text{ext}}^3} \right]^{-1} \approx \frac{1024mga^4}{45\mu_0^2\sigma e\mathcal{M}^2}$$

Cette vitesse est atteinte au bout d'un temps typique $\tau = v_l/g$.

- R_{int} désigne le rayon intérieur du tube, R_{ext} son rayon extérieur;
- $a = (R_{\text{int}} + R_{\text{ext}})/2$ désigne le rayon moyen du tube, $e = R_{\text{ext}} - R_{\text{int}}$ son épaisseur;
- m désigne la masse de l'aimant, \mathcal{M} son moment magnétique;
- g désigne l'accélération de la pesanteur;
- μ_0 désigne la perméabilité magnétique du vide;
- σ désigne la conductivité du métal.

La vitesse limite est voisine de 10 cm/s : la valeur de τ est donc de 0,01 s, durée pendant laquelle l'aimant parcourt environ 1 mm.

2.3.2 Première manipulation : comparaison des conductivités du cuivre et de l'aluminium

De nombreux paramètres interviennent dans cette formule : en particulier il n'est pas facile de déterminer le moment magnétique \mathcal{M} de l'aimant (voir plus loin). Pour s'en affranchir, on va effectuer une mesure relative en comparant la vitesse atteinte dans le cas du tube de cuivre, et dans le cas du tube d'aluminium.

Pour mesurer la vitesse de l'aimant, on utilise deux bobines reliées à un oscilloscope. Le passage de l'aimant dans la bobine s'accompagne d'un double pic de tension à ses bornes (voir figure 7.4, à droite). La tension s'annule lorsque l'aimant passe au centre de la bobine. Vu l'impédance de l'oscilloscope, on peut considérer qu'aucun courant ne circule dans la bobine et que celle-ci ne freine donc pas l'aimant.

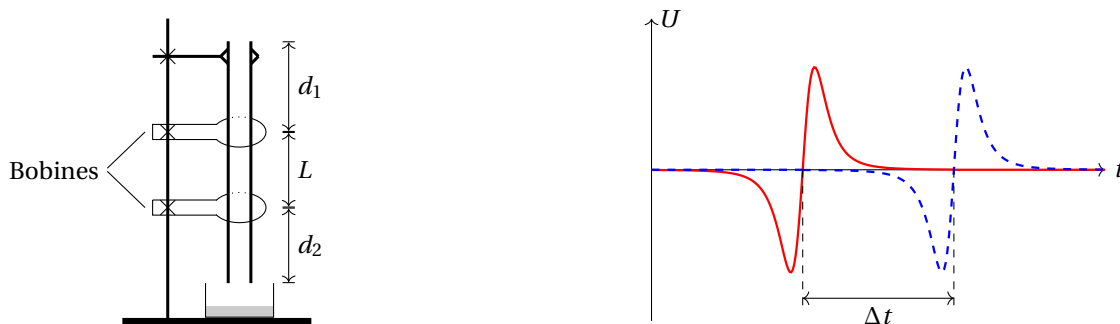


FIGURE 7.4 – À gauche, schéma de l'expérience. À droite, allure des signaux aux bornes des bobines de détection.

Constituer le montage schématisé en figure 7.4, à gauche. On commencera avec le tube de cuivre P65.16 le plus gros (diamètre extérieur 16 mm).

- Avec une pince, suspendre par le haut le tube de cuivre (l'aimant est assez puissant pour être attiré par la pince).
- Placer deux bobines de fluxmètre P50.8 de 400 spires autour du tube. Les distances d_1 et d_2 sur la figure 7.4 doivent être suffisantes pour que les effets de bords ne se fassent pas sentir (on prendra typiquement $d_1 = d_2 \approx 15$ cm. Mesurer la distance entre les deux bobines).
- Contrôler la verticalité du tube avec un niveau.
- Placer un récipient avec de la mousse en bas du tube pour récupérer l'aimant : ceux-ci sont fragiles.

Brancher les deux bobines sur l'oscilloscope et observer en mode Défilement le signal. Faire chuter un petit aimant Neodyme P63 (diamètre 1 cm, hauteur 5 mm) : mesurer la durée entre les annulations des deux signaux (voir figure 7.4 à droite). En déduire la vitesse de chute. Répéter la mesure quelques fois pour évaluer la dispersion.

On observe que la trajectoire dans le tube est hélicoïdale et irrégulière.

Répéter la mesure pour deux petits aimants en Neodyme collés : répéter les mesures et comparer dans les deux cas la reproductibilité des mesures.

Avec deux aimants, la trajectoire est plus linéaire. Cependant, on s'éloigne un peu plus du modèle de l'aimant ponctuel utilisé dans [Garing Magnétisme].

Répéter l'opération avec le tube d'aluminium P65.16.

On attend :

$$\frac{\nu_{\text{Cu}}}{\nu_{\text{Al}}} = \frac{\sigma_{\text{Al}} e_{\text{Al}} a_{\text{Cu}}^4}{\sigma_{\text{Cu}} e_{\text{Cu}} a_{\text{Al}}^4}$$

Donc :

$$\frac{\sigma_{\text{Al}}}{\sigma_{\text{Cu}}} = \frac{\nu_{\text{Cu}} e_{\text{Cu}} a_{\text{Al}}^4}{\nu_{\text{Al}} e_{\text{Al}} a_{\text{Cu}}^4}$$

Le fait d'utiliser un aimant non ponctuel induit un préfacteur géométrique. Celui-ci varie peu entre le tube de cuivre et le tube d'aluminium car ils sont presque de même taille.

Mesurer R_{ext} et e pour les deux tubes au pied à coulisse P96.13 (le jour de l'oral, préférer si possible un pied à coulisse numérique).

Évaluer les incertitudes sur ν , e , et a : comparer à la valeur attendue : $\sigma_{\text{Al}}/\sigma_{\text{Cu}} = 0,632$.

On peut qualitativement montrer deux effets :

- Si le tube est rainuré (coupé dans le sens de la longueur), les courants de Foucault circulent moins facilement est la chute est plus rapide : on peut le voir avec le tube de cuivre rainuré P65.16.
- Si on trempe le tube dans l'azote liquide, la conductivité augmente et dans ce cas, la chute de l'aimant est très ralentie (prendre le tube avec des gants de protection!).

2.3.3 Analyse plus détaillée (en seconde lecture)

Flux magnétique à travers la bobine de détection : estimation du moment magnétique de l'aimant La tension aux bornes de la bobine est égale à l'opposée de la force électromotrice induite en convention récepteur. Le flux du champ magnétique créé par l'aimant au travers de la bobine de détection peut se calculer par intégration numérique. Avant de procéder à cette intégration, il faut enlever la composante continue du signal.

Utiliser le petit tube de cuivre (diamètre extérieur 12 mm) : l'aimant est alors mieux guidé et son moment magnétique est vertical. Acquérir le signal aux bornes des bobines sur Latis-Pro (on pourra choisir une période d'échantillonnage de 1 ms), et faire tomber l'aimant. Enlever la composante continue ($U1=EA1-Moy(EA1)$ avec la feuille de calcul), puis intégrer ($\Phi1=Integ(U1)$). Réaliser éventuellement un lissage avant intégration ($U1L=Lissage(U1;20)$). Repérer la position t_0 et l'amplitude Φ_{max} au maximum de Φ .

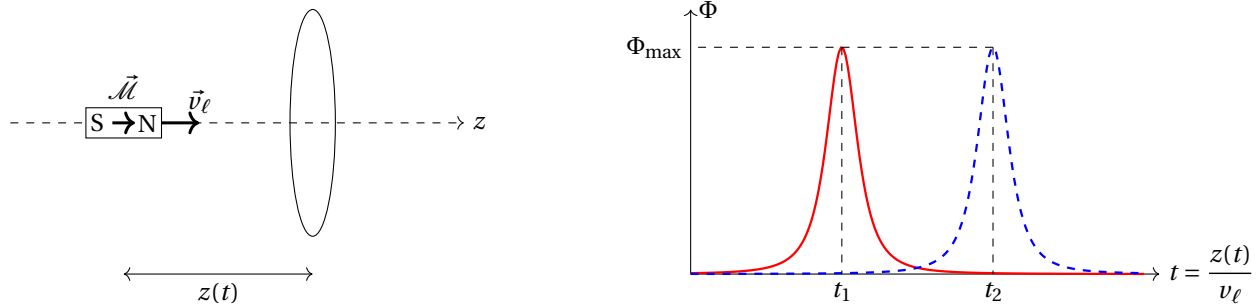


FIGURE 7.5 – À gauche, aimant traversant une spire. À droite, flux du champ magnétique dans la spire.

Le flux dans le tube est nul lorsque l'aimant est loin de la bobine que ce soit avant ou après le passage. Le flux est maximal lorsque l'aimant se trouve au centre de la bobine. Le flux de l'aimant dans la bobine de rayon R est (ATTENTION : La formule du flux donnée dans [BUP 822], p.492-493 est fautive, considérer la formule donnée dans [Garing Magnétisme] p.143.) :

$$\Phi_{théo} = \frac{\mu_0 N \mathcal{M} R^2}{2(R^2 + z^2)^{3/2}} \equiv \frac{\Phi_{max}}{\left(1 + \frac{z^2}{R^2}\right)^{3/2}}$$

- R désigne le rayon de la bobine. Pour les fluxmètres P50.8, la surface totale est de 4000 cm^2 , donc la surface d'une spire est de 10 cm^2 : $R = 1,78 \text{ cm}$.
- N désigne le nombre de spires de la bobine de détection.
- z désigne la position de l'aimant sur l'axe de la bobine. Pour la première bobine, $z = v_\ell (t - t_1)$, où v_ℓ est la vitesse limite de chute et t_1 le moment où l'aimant passe au centre de la bobine.

Mesurer la distance L entre les deux bobines, et déterminer à partir de la position des deux maxima de flux la vitesse limite de chute de l'aimant $v_\ell = L/(t_2 - t_1)$. Définir ainsi $z(t)$ dans la feuille de calcul et comparer le flux calculé numériquement Φ_{exp} à la formule théorique $\Phi_{théo}$.

En déduire enfin le moment magnétique de l'aimant :

$$\mathcal{M} = \frac{2\Phi_{max}R}{\mu_0 N}$$

On attend une valeur voisine de $0,76 \text{ A.m}^2$.

Comparaison avec la valeur théorique

Peser l'aimant. Son champ influe la valeur affichée, il faut le placer loin du plateau. Utiliser un support assez haut (ne pas oublier de tarer la balance).

On peut maintenant comparer la valeur de vitesse obtenue à la valeur attendue (on connaît désormais m , \mathcal{M} , R_{int} et R_{ext}).

Avec le protocole utilisé à la partie 2.3.2, mesurer pour les trois tubes de cuivre la vitesse limite de chute. Mesurer au pied à coulisse leur rayon extérieur et leur épaisseur. Comparer à la valeur attendue.

$$v_\ell = \frac{1024mg}{15\mu_0^2\sigma\mathcal{M}^2} \left[\frac{1}{R_{\text{int}}^3} - \frac{1}{R_{\text{ext}}^3} \right]$$

L'écart au modèle est en dehors des barres d'erreurs. Celui-ci est dû au rayon de l'aimant, loin d'être négligeable devant le diamètre du tube. On peut obtenir numériquement le champ créé par l'aimant pour corriger la formule, cela est proposé avec de bons résultats dans *A quantitative magnetic braking experiment*, C.S. McLatchy et.al. *Am. J. Phys*, Vol.61, No.12 (1993).

Autre manipulation possible Il est possible de mesurer la vitesse limite de chute de l'aimant avec le capteur magnétostrictif linéaire P96.31. On peut constater alors que la vitesse de chute de l'aimant est constante. Cependant, le signal est assez sensible à la position transversale de l'aimant et l'expérience marche mal pour les tubes larges.

3 Diffraction d'électrons par le graphite

🔗 [NoticeDiffraction], [Kittel] p.27

Le but de cette expérience est d'estimer les paramètres de maille des couches de graphène qui composent le graphite, par diffraction d'électrons sur poudre (méthode de Debye-Sherrer). Il serait possible d'observer la diffraction avec des ondes électromagnétiques, mais cela requiert des rayons X durs qui sont ionisants et très dangereux pour l'être humain. Le dispositif que nous avons à disposition ne présente pas cet inconvénient et permet une observation aisée du phénomène. Ceci est possible grâce à la nature ondulatoire des électrons, dont la longueur d'onde associée est la longueur d'onde de De Broglie $\lambda = h/p$, où h désigne la constante de Planck et p l'impulsion des électrons.

Le dispositif étudié, schématisé en figure 7.6, présente une anode et une cathode entre lesquelles les électrons produits par un filament chauffant sont accélérés, ce qui permet d'avoir un faisceau quasi-monocinétique et donc quasi-monochromatique. Si on note E_c l'énergie cinétique des électrons, U la tension accélératrice, e la charge et m la masse de l'électron, on a :

$$E_c = eU = \frac{p^2}{2m}$$

Ainsi, la longueur d'onde des électrons correspondante est :

$$\lambda = \frac{h}{\sqrt{2meU}}$$

Pour $U = 1$ kV, on a $\lambda = 39$ pm, ce qui est bien inférieur à la distance interatomique.

Le faisceau électronique est ensuite focalisé à l'aide d'une électrode spécifique, puis envoyé sur une poudre de graphite. Celle-ci diffracte la lumière dans des directions bien précises par rapport au faisceau incident, données par la loi de Bragg :

$$\lambda = 2d \sin \theta$$

d désigne la distance entre deux plans réticulaires, et θ l'angle de déviation par rapport au faisceau incident. L'objet diffractant étant une poudre, on observe une figure de diffraction composée d'anneaux. En faisant l'approximation des petits angles, le diamètre D des cercles est donné par la relation :

$$\lambda = d \frac{D}{2L}$$

D'où :

$$\frac{1}{D} = d \frac{\sqrt{2me}}{2hL} \sqrt{U}$$

Expérimentalement, on mesure donc le diamètre des cercles de diffraction pour différentes tensions accélératrices U .

⚠️ **Le tube d'électrons est très fragile et coûte cher : manipulez-le avec précaution, évitez tout choc et n'allumez l'alimentation qu'après vérification des branchements !**

On pourra réaliser l'expérience dans la salle d'optique pour mieux voir la figure de diffraction à faible tension.

Tenir le tube de diffraction P93.6 à l'horizontale et le tourner de façon à ce que les deux broches les plus éloignées du culot soient orientées vers le bas. Introduire doucement le tube jusqu'en butée dans le support pour tube P93.1.

Brancher les sorties F1 et F2 à l'arrière du support pour tube sur les sorties 6.3V/2A à l'arrière de l'alimentation P43.10. Raccorder les sorties C et X au pôle négatif de la sortie haute tension, puis la sortie A au pôle positif, et relier le pôle positif à la terre. Vérifier le bon branchement sur la notice avant de mettre en marche l'alimentation !

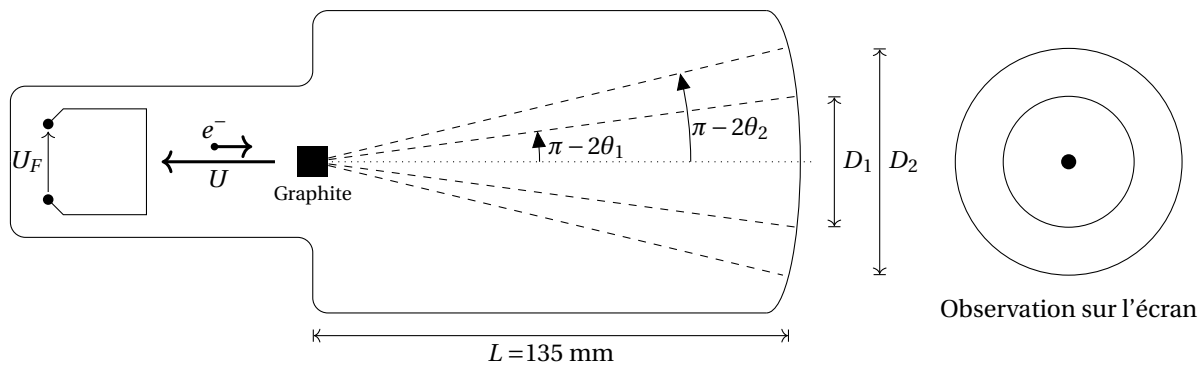


FIGURE 7.6 – Schéma du tube pour la diffraction électronique par la poudre de graphite.

Allumer l'alimentation et observer la direction du faisceau. Vérifier en approchant un aimant en U P63 que le faisceau est dévié : il s'agit bien de particules chargées.

Appliquer une tension $U \leq 5 \text{ kV}$ et observer la figure de diffraction. L'écran est bombé car l'ampoule est sous vide, ce qui rend la mesure délicate. Pour mesurer le diamètre D des cercles, on utilise alors une grille P127.2. Pour différentes tensions U prendre en photo la figure de diffraction et la grille plaquée (doucement) sur le tube de verre. Sur Image J, relever le diamètre des deux cercles (on prendra pour étalon le pas de la grille, de 1 mm *a priori*). La tension est mesurée sur l'affichage de l'alimentation, les multimètres que nous avons ne supportant pas de tension supérieure à 1 kV .

Tracer $1/D$ en fonction de $\frac{\sqrt{2meU}}{2hL}$, avec :

- $m = 9,11 \times 10^{-31} \text{ kg}$ désigne la masse de l'électron;
- $e = 1,60 \times 10^{-19} \text{ C}$ désigne la charge élémentaire;
- $h = 6,63 \times 10^{-34} \text{ J.s}$ désigne la constante de Planck;
- $L = 135 \text{ mm}$ désigne la longueur du tube.

On attend une pente égale à d . On observe deux anneaux qui correspondent aux deux premières familles de plans réticulaires du graphène dont les valeurs tabulées sont $d_1 = 213 \text{ pm}$ et $d_2 = 123 \text{ pm}$ (on a géométriquement un rapport $\sqrt{3}$ entre les deux), représentés en figure 7.7. Les autres familles de plans réticulaires donnent des anneaux trop petits et qui sont confondus avec la tâche centrale (la distance interréticulaire entre deux plans de graphène est de 671 pm).

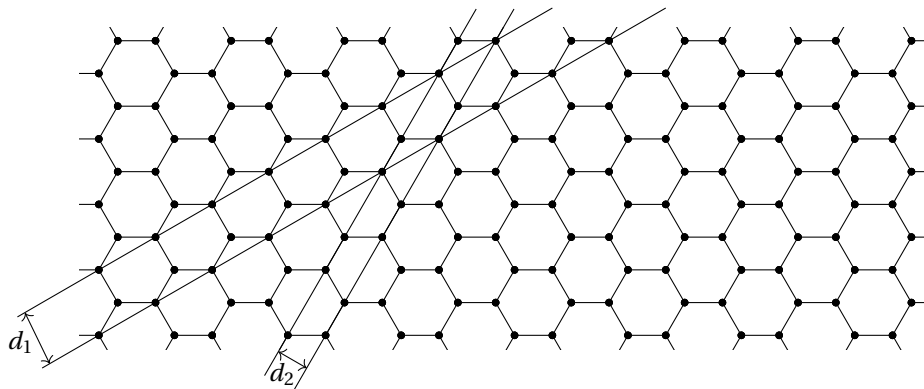


FIGURE 7.7 – Plans réticulaires sur le graphite.

Bibliographie

- [**Duffait Élec**] R. DUFFAIT et J.-P. LIÈVRE, *Expériences d'électronique à l'agrégation de sciences physiques*, Bréal (2010)
- [**Duffait CAPES**] R. DUFFAIT, *Expériences de physique - CAPES de sciences physiques*, Bréal (2011)
- [**FLTCLD**] M. FRUCHART, P. LIDON, E. THIBIERGE, M. CHAMPION, A. LE DIFFON, *Physique expérimentale : optique, mécanique des fluides, ondes et thermodynamique*, De Boeck (2016)
- [**Quaranta III**] D. AUBERT, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome III : L'électronique*, Pierron (2004)
- [**Quaranta IV**] J.-M. DONNINI et L. QUARANTA, *Dictionnaire de physique expérimentale, Tome IV : Électricité et applications*, Pierron (2004)
- [**BFR EM IV**] M. BERTIN, J.-P. FAROUX et J. RENAULT, *Électromagnétisme 4*, Dunod (1984)
- [**Cap-prépa PCSI**] J. PÉREZ et al., *Physique MPSI-PCSI-PTSI – Cap prépa*, Pearson (2009)
- [**Cap-prépa PSI**] V. RENVOIZÉ et al., *Physique PSI-PSI* – Cap prépa*, Pearson (2010)
- [**H-prépa Électronique II**] J.-M. BRÉBEC et al., *H-prépa Électronique II PSI*, Hachette (1997)
- [**Précis Électronique**] P. BRENDERS et al., *Électronique PSI*, Les nouveaux précis Bréal (2005)
- [**Précis Électrotechnique**] P. BRENDERS, *Électrotechnique et conversion de puissance PSI*, Les nouveaux précis Bréal (2005)
- [**Asch**] G. ASCH et al. *Les capteurs en instrumentation industrielle*, Dunod (2010)
- [**Dartus**] D. DARTUS et D. BELLET, *Élasticité linéaire*, Cépaduès (1995)
- [**Garing OEM**] C. GARING, *Ondes électromagnétiques dans le vide et les milieux conducteurs*, Ellipses (1998)
- [**Garing Magnétisme**] C. GARING, *Magnétisme : statique, induction et milieux*, Ellipses (1995)
- [**Kittel**] C. KITTEL, *Physique de l'état solide*, Dunod (2007)
- [**Mérat Électrotech**] R. MÉRAT et al., *Génie électrotechnique*, Nathan (1997)
- [**Pérez Thermo**] J.-P. PÉREZ, A.M. ROMULUS, *Thermodynamique*, Dunod, (2001)
- [**Taillet Dico**] R. TAILLET, L. VILLAIN, P. FEBVRE, *Dictionnaire de physique*, De Boeck (2013)
- [**Taillet Opt**] R. TAILLET, *Optique physique*, De Boeck (2006)
- [**R400**] Y. PARMENTIER et F. KRATZ, *Capteurs : définition, principe de détection*, Techniques de l'ingénieur n°R400
- [**R401**] Y. PARMENTIER et F. KRATZ, *Capteurs : principes de constitution*, Techniques de l'ingénieur n°R401
- [**R1809**] P. LEBLOIS, *Mesures tachymétriques*, Techniques de l'ingénieur n°R1809
- [**R1812**] S. DURAND, *Mesures d'accélération*, Techniques de l'ingénieur n°R1812
- [**R1860**] J.-L. LE GOËR et J. AVRIL, *Capteurs à jauges extensométriques*, Techniques de l'ingénieur n°R1860
- [**BUP 709**] A. DENIS, *Le transformateur*, BUP 709 p.1263 et suivantes (1988)
- [**BUP 822**] A. DEIBER, L. MARKIEWICZ, O. KEMPF et F. PAVIET, *Phénomène d'induction associé au mouvement d'un aimant dans un tube de cuivre*, BUP 822 p.487 et suivantes (2000)
- [**BUP 864**] A. CAILLATE, *Défense et illustration du moteur Stirling*, BUP 864 p.663 et suivantes (2004)
- [**BUP 920**] B. VELAY, *Modélisation d'un accéléromètre MEMS*, BUP 920 p.3 et suivantes (2010)

Liste du matériel

TP 1 : Production et mesure de champs magnétiques

- Aimant en fer droit, aimant en fer en U, aimant en néodyme P63
- Plaquette avec petites boussoles P63 . 5
- Teslamètre GM08 P64 . 34
- Bobines de Helmholtz P64 . 18
- Alimentation HQ Power P53 . 13
- Teslamètre Jeulin P64 . 35
- Pièces plates cylindriques pour électroaimants P66 . 10
- Électroaimant LMM 103 P66 . 30
- Alimentation FI P53 . 8
- Module en U P64 . 36
- Plaquette en germanium P64 . 30
- Alimentation pour module en U P64 . 37
- Plaquette en cuivre P64 . 32 (en seconde lecture)
- Plaquette en zinc P64 . 33 (en seconde lecture)
- Alimentation Agilent P53 . 10 (en seconde lecture)
- Multimètre 4 fils Fluke 8846 P69 . 35 (en seconde lecture)
- Boîtier intégrateur P42 . 45
- Bobine plate de 400 spires P50 . 8
- Alimentation boîtiers électroniques P42 . 39

TP 2 : Milieux magnétiques

- Électroaimant LMM 50 P66 . 29
- Alimentation HQ Power P53 . 13
- Barreau d'aluminium P63 . 3
- Barreau de bismuth P63 . 3
- Teslamètre GM08 P64 . 34
- Dispositif pour l'étude du paramagnétisme de FeCl_3 + solution de FeCl_3 P63 . 1
- Dispositif Dialev P63 . 19 (en seconde lecture)
- Amplificateur de puissance HSA 4005 P47 . 6 ou 4011 P47 . 5
- Rhéostat 33 Ω P61 . 3
- Boîtier intégrateur P42 . 45
- Alimentation boîtiers électroniques P42 . 39
- Tore de ferrite P66 . 4/4
- Tore de fer doux P66 . 4/3
- Tores de ferrite P66 . 4/1 (en seconde lecture)
- Tores de ferrite P66 . 4/5 (en seconde lecture)
- Tore d'acier dur P66 . 4/2 (en seconde lecture)
- Microscope polarisant P16 . 29
- Lames de grenat ferrimagnétique P66 . 8
- Aimant en fer ou en néodyme P63
- Bobine de 5000 spires P60 . 22
- Fermeture pour entrefer P60 . 29
- Caméra IDS P32 . 17 (en seconde lecture)
- Objectif macro P32 . 16 (en seconde lecture)

TP 3 : Conversion électrique-électrique

- Bobine de 500 spires P60 . 20
- Bobine de 250 spires P60 . 19
- Circuit magnétique P60 . 30
- Fermeture pour circuit magnétique P60 . 16
- Alternostat P57 . 6
- Câble secteur P57 . 14
- Transformateur Langlois P66 . 18
- 2 Wattmètres P50 . 17
- Rhéostat de 100 Ω P61 . 9
- Pince ampèremétrique P50 . 16
- Spire à goulotte (la plus large) P64 . 1 (en seconde lecture)
- 4 Diode de redressement 1N4007 P29 . 4
- Rhéostat de 1000 Ω P61 . 1
- Sonde différentielle P37 . 12
- Boîte de condensateur P58 . 21
- Banc pour asservissement de position P95 . 16 (en seconde lecture)
- Transistor BUK455 P42 . 56 (en seconde lecture)
- Alimentation AFX P53 . 2 (en seconde lecture)
- Rhéostat de 10 Ω P61 . 4 (en seconde lecture)

TP 4 : Moteurs et génératrices

- Rail de Laplace + tige P65 . 5
- Aimant en U P63
- Alimentation AFX P53 . 2
- Moteur P95 . 7
- Banc moteur CC/CC P0 . 5
- 2 Alimentations Langlois P0 . 44
- Rhéostat de 10 Ω P61 . 4
- Rhéostat de 100 Ω P61 . 9
- 3 Bobines de 1000 spires P60 . 21
- Rhéostat triple 3×330 Ω P62 . 2
- Onduleur triphasé P0 . 14
- Câble secteur P57 . 20
- Aiguille aimantée montée sur support P65 . 14
- Aiguille de boussole P63 . 8
- 3 Fermetures pour circuit magnétique P60 . 16
- Stroboscope P3 . 5
- Cage d'écureuil P65 . 12 (en seconde lecture)
- 3 Bloqueurs P60 . 14 (en seconde lecture)
- Banc moteur CC/asynchrone P0 . 22 (en seconde lecture)
- Rhéostat de démarrage P0 . 27 (en seconde lecture)
- Moteur de Stirling P103 . 49/2
- Briquet allume-gaz P101 . 39
- Résistance à décade P56 . 14

TP 5 : Capteurs et mesures physiques

- Banc pour asservissement de position P95 . 16
- Alimentation Jeulin P54 . 12
- Condensateur plan d'Aepinus P68 . 12
- RLC-mètre P69 . 33
- Plaque de verre P68
- Éprouvette condensateur P68 . 14/2
- Boitier LED P29 . 25
- Capteur de déplacement inductif P96 . 65
- Platine de translation P96 . 68
- Plaquette d'essais optique P5 . 0
- Accéléromètre P96 . 67
- Vibreur LDS P99 . 13 (en seconde lecture)
- Barre en laiton P78 . 17
- Mesure de la flexion d'une lame de scie P78 . 3
- Boite de masses P98
- Accumulateur P54 . 21 (en seconde lecture)
- Capteur piézoélectrique P95 . 30 (en seconde lecture)

TP 6 : Hyperfréquences

- Banc hyperfréquence Oritel P89 . 24
- Alimentation pour oscillateur Gunn P89 . 22
- Alimentation pour émetteur et récepteur d'ondes centimétriques P89 . 25
- Émetteur d'ondes centimétriques P89 . 26
- Récepteur d'ondes centimétriques P89 . 27
- Détecteur d'ondes centimétriques P90 . 19
- Chariot motorisé P89 . 16 (en seconde lecture)
- 2 Plaques de plexiglas P88 (en seconde lecture)

TP 7 : Matériaux

- Barre de conduction P0 . 73
- Amplificateur de puissance Kepco P53 . 9
- Conductiscope à cristaux liquides P102 . 28
- Bouilloire électrique P101 . 28
- Agitateur magnétique P101 . 31
- Résistance immergeable P56 . 27
- Thermocouple P102 . 16
- Thermomètre numérique P102 . 27
- Multimètre 4 fils Fluke 8846 P69 . 35
- Bloc de cuivre P102 . 5/3
- Thermistance P102 . 5
- Alimentation Elix P53 . 20
- Tube de cuivre (diamètre 16 mm) P65 . 16

- 2 Bobine de fluxmetre 400 spires P50 . 8
- Aimant Neodyme (diamètre 1 cm, hauteur 5 mm) P63
- Tube de cuivre rainuré P65 . 16
- Ampoule pour la diffraction d'électrons P93 . 6
- Support pour la diffraction d'électrons P93 . 1
- Alimentation haute tension P43 . 10
- Aimant en U P63
- Grille P127 . 7