

Expérimentations sur un voltmètre de la brocante de Louvexpo et mes premiers pas dans l'électromagnétisme

Par Noëlla ON4HNO avec l'aide de ON4IJ

Introduction

Lors de la visite à la brocante radioamateur de Louvexpo 2025 à La Louvière, mon regard a été attiré vers un voltmètre analogique aux apparences très « vintage », un joli objet. Il s'agit d'un voltmètre prévu pour le courant alternatif et pour le courant continu. L'étendue de mesure, selon les calibres est de 150 V, 300 V ou 600 V. Il n'y a pas de marque apparente sur l'appareil, si ce n'est que quelques inscriptions en Allemand au dos du voltmètre. Les inscriptions semblent avoir été écrites à la main, une véritable calligraphie à l'encre de chine. Rien que par curiosité, j'ai acheté cet objet pour la modique somme de 5 Euros.

On peut se demander à quoi bon utiliser un voltmètre analogique à aiguille alors qu'il existe aujourd'hui des multimètres numériques à des prix défiant toutes concurrences. C'est vrai, mais je vais profiter de ce voltmètre à aiguille pour des expérimentations didactiques.

Voici une belle opportunité d'apprendre par la pratique des nouvelles choses en électrotechnique et en électromagnétisme, un peu plus loin que ce qui est exigé pour l'examen Harec, tout en effectuant une analyse de la construction interne de ce voltmètre. Certains OM's appellent cela du *reverse engineering*.

Je vais donc voir si l'appareil fonctionne toujours, et s'il ne fonctionne pas, je vais découvrir quel est ou quels sont le ou les composant(s) défectueux et tenter d'expliquer l'origine de la panne. C'est un beau défi de comprendre le fonctionnement d'un vieil appareil de mesure de presque un siècle.

Dans cet article de vulgarisation technique, je vous raconte mon aventure lors de mes expérimentations et je vous explique tout ce que j'ai appris en me posant certaines questions sur le fonctionnement de ce voltmètre vintage. Cela m'a demandé d'établir certains raisonnements pour y arriver. C'est le cheminement du raisonnement qui a été pour moi le plus difficile à trouver. Heureusement, j'ai reçu de l'aide de mon OM ON4IJ pour tout apprendre. Vous constaterez que l'approche de l'analyse du voltmètre est assez originale.

Enfin, j'ai été surprise de constater que chaque étape du raisonnement, lors de l'analyse, se résume à un problème facile à résoudre avec quelques calculs d'une simplicité déconcertante. Il suffit de connaître les quatre opérations, le carré, la racine carrée, le sinus et le cosinus, et puis c'est tout.

Bonne lecture et bon amusement.

Un voltmètre vintage trouvé à la brocante de Louvexpo de 2025

Pour se fixer les idées, voici une photo du voltmètre que j'ai trouvé à la brocante.



Fig. 1 : Vue de face du voltmètre « Wevometer » (fabrication par la société Paul Gossen Co. K.-G. PGCD Erlangen, Nürnberg) datant probablement de 1928 et acquis lors de la brocante de Louvexpo en 2025. Photo : ON4HNO.

Voici les inscriptions au dos de l'appareil.

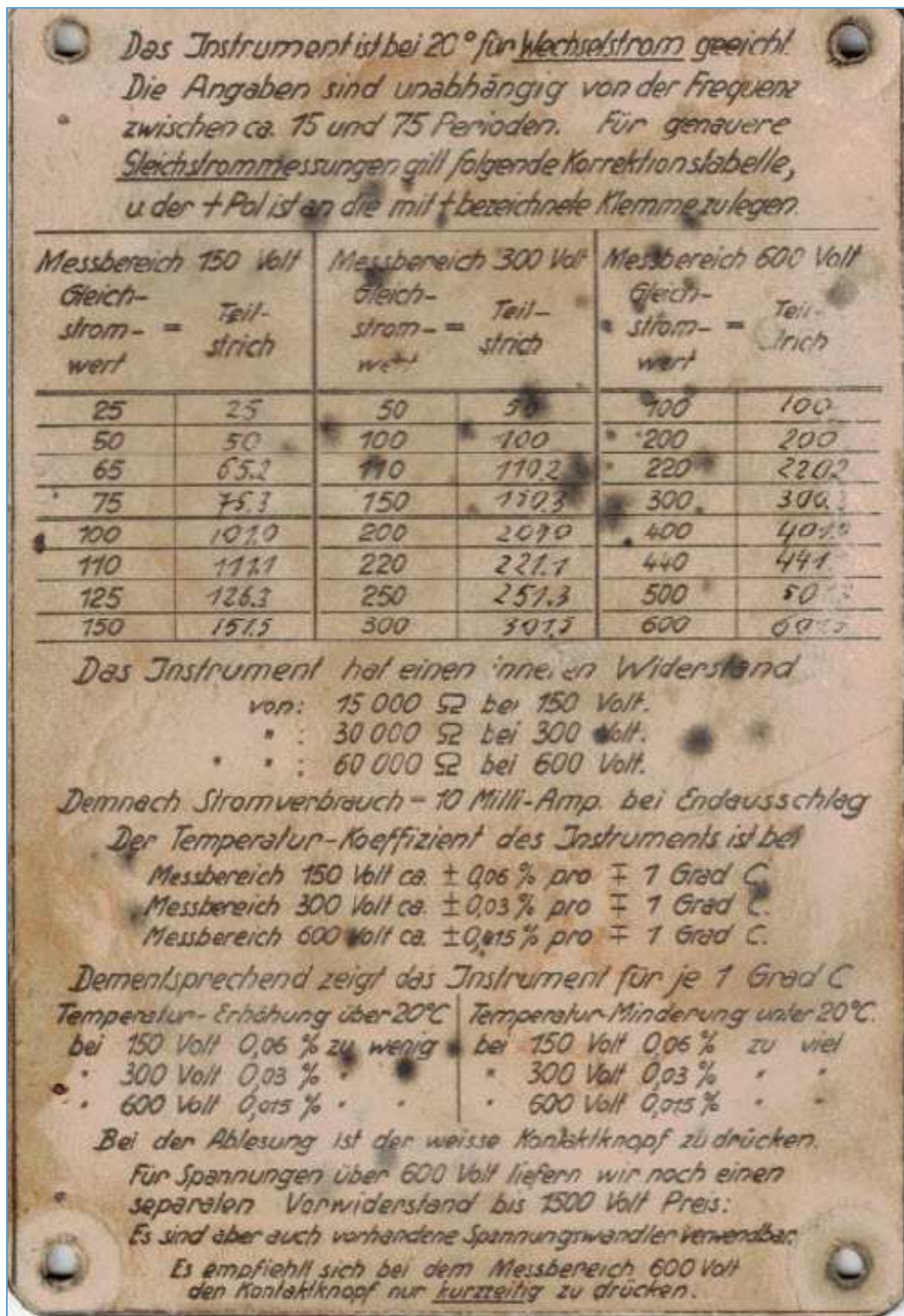


Fig. 2 : Vue arrière de la plaque de fond du voltmètre « Wevometer » (fabrication par la société Paul Gossen Co. K.-G. PGCD Erlangen, Nürnberg) datant probablement de 1928 et acquis lors de la brocante de Louvexpo en 2025. Photo : ON4HNO.

Origines du voltmètre

Après quelques recherches, j'ai trouvé sur le site Internet Radiomuseum.org, Stiftung Radiomuseum Luzern, Haltenriedstrasse 20, CH-6045 Meggen, Suisse, dirigé par Ernst Erb et Katrin Seiler Erb, qu'il s'agit d'un « Wevometer » fabriqué par la société de construction et de distribution d'instruments de mesures électriques Gossen, Paul Gossen Co. K.-G. (PGCD) Erlangen, Nürnberg, société fondée le 1^{er} septembre 1919 par Paul Friedrich Karl Gossen avec son associé Otto Cohn. La société Gossen GmbH a été fusionnée avec ABB Metrawatt GmbH en 1993 et est connue actuellement sous le nom de Gossen-Metrawatt GmbH. En novembre 1997, la division des technologies des mesures photo- et de lumière s'est détachée de la maison mère et a donné lieu à la société indépendante Gossen Foto- und Lichtmesstechnik GmbH.

La date de construction du voltmètre serait probablement de l'année 1928. C'est vraiment très ancien et je dois remonter à la génération de mes grands-parents pour trouver une date de naissance qui se situe dans l'entre-deux guerres.



Fig. 3 : Logo de la société Paul Gossen Co. K.-G. PGCD Erlangen, Nürnberg. Ce logo est visible sur le cadran du voltmètre « Wevometer ». Source : historique de la société Gossen, site Internet de Gossen-photo.de, Foto- und Lichtmesstechnik GmbH, Lina-Ammon Str. 22, 90471 Nürnberg.

On reconnaît le pictogramme, logo de la société Paul Gossen sur le cadran du voltmètre. On observe sur ce cadran qu'il s'agit bien d'un voltmètre avec une lettre « V » majuscule et que celui-ci est prévu pour mesurer indistinctement du courant alternatif (symbole ~) ou du courant continu (symbole -). Cette information se confirme avec les inscriptions au dos de l'appareil :

« Das Instrument ist bei 20° for Wechselstrom geeicht. Die Angaben sind unabhängig von der Frequenz zwischen ca. 15 und 75 Perioden. Für genauere Gleichstrommessungen gilt folgende Korrektionstabelle, u der + Pol ist an die mit + bezeichnete Klemme zu legen. » (...)

« L'instrument est étalonné pour le courant alternatif. Les mesures sont indépendantes de la fréquence entre 15 et 75 périodes environ. Pour des mesures plus précises en courant continu, le tableau de corrections suivant s'applique, le pôle positif + doit être connecté à la borne marquée d'un +. » (...)

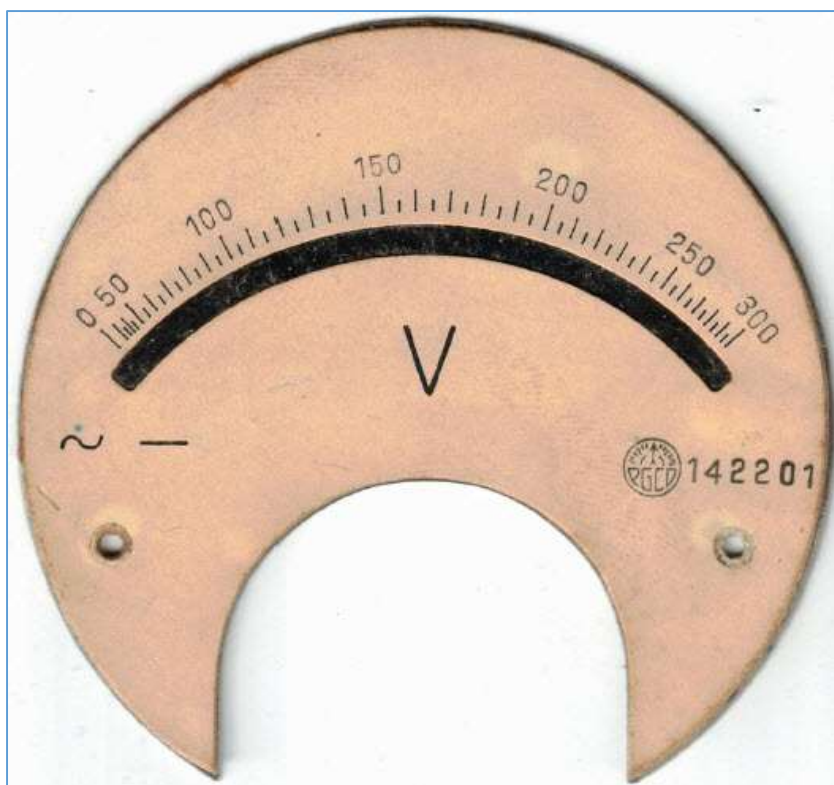


Fig. 4 : Cadran du voltmètre où apparaît le logo PGCD de la société Paul Gossen. Photo : ON4HNO.

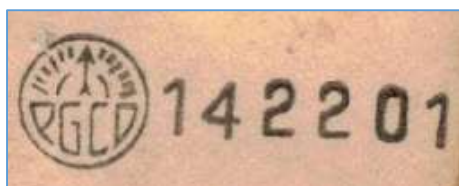


Fig. 5 : Détail du logo PGCD de la société Paul Gossen et du numéro de série sur le cadran du voltmètre. Photo : ON4HNO.

Premier test

J'ai commencé par mesurer la résistance ohmique du voltmètre au moyen d'un multimètre numérique moderne. La mesure me donne une résistance infinie non seulement entre la borne commune et le calibre de 150 V, mais aussi entre la borne commune et les autres calibres. Il en est de même pour les mesures entre les bornes des calibres 150 V et 300 V, idem pour les mesures entre les bornes 300 V et 600 V, et idem entre les bornes 150 V et 600 V.

J'ouvre le dos du voltmètre et j'observe la présence de quelques plaques rectangulaires en bakélite avec du fil bobiné dessus. Il doit s'agir de résistances bobinées de précision. En effectuant les mesures à l'ohmmètre aux bornes de chaque résistance, je constate qu'elles sont toutes claquées en circuit ouvert. Pas de panique, des résistances, cela se rebobine avec du fil résistant (au point de vue ohmique) ou bien cela se remplace par des résistances modernes et appropriées.

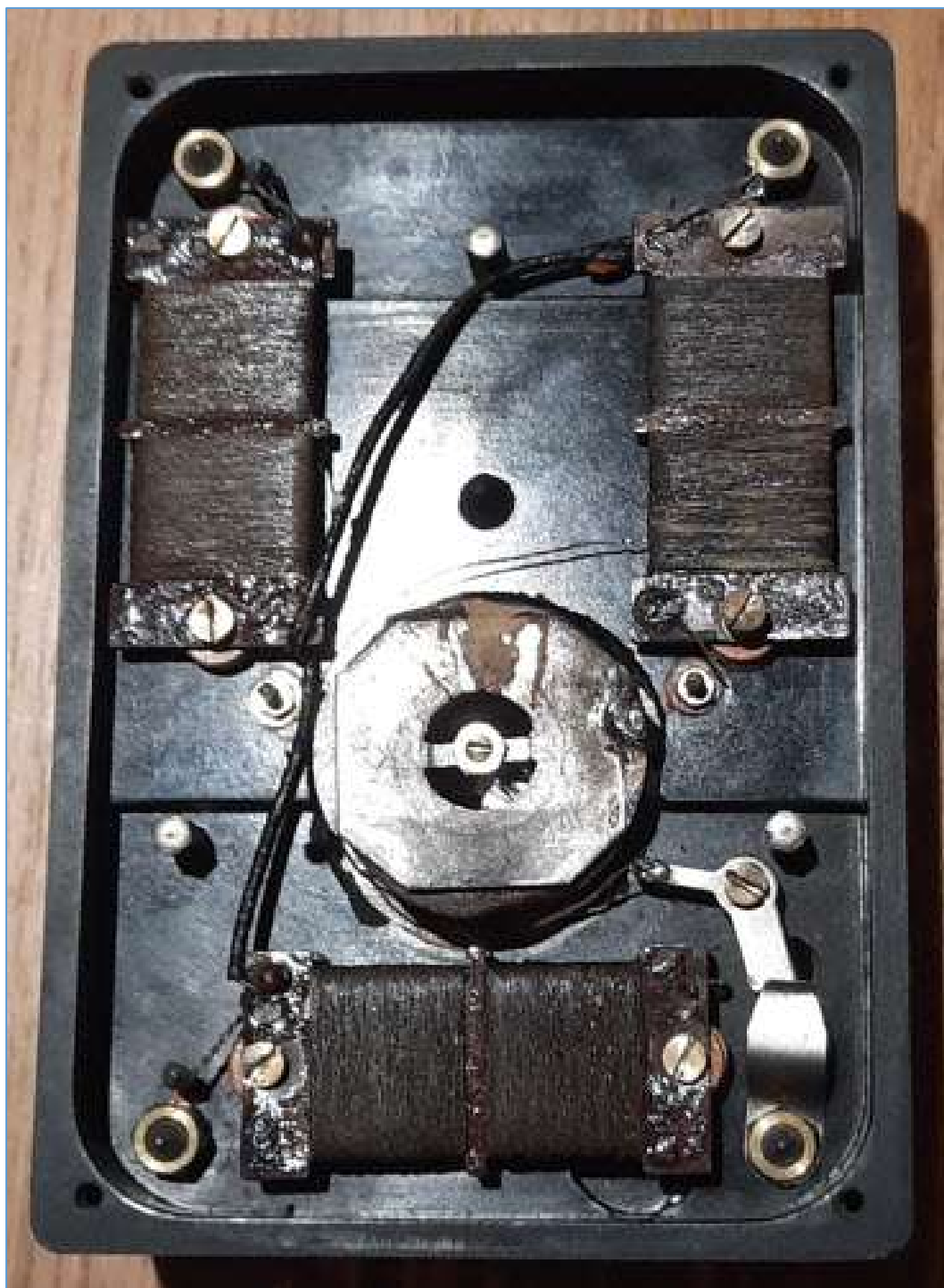


Fig. 6 : Vue interne du voltmètre où l'on observe des résistances bobinées sur des plaquettes en bakélite. Photo : ON4HNO.

Second test

Ensuite, j'ai effectué une mesure de la résistance de la partie galvanomètre, et oh, surprise, j'obtiens une mesure de 5 k Ω . Voici une très bonne nouvelle : le galvanomètre n'est pas claqué. Tiens, tiens, tiens, comment se fait-il que le galvanomètre n'ait rien et que se sont uniquement (et toutes) les résistances additionnelles du voltmètre qui sont devenues défectueuses ???

Principes des galvanomètres ferromagnétiques

En observant les pictogrammes (symboles) et les quelques notes au dos de l'appareil, et aussi après avoir constaté qu'il n'y a pas le moindre redresseur double alternance parmi les composants internes du voltmètre, j'en arrive à la conclusion que le galvanomètre n'est pas du type magnétoélectrique à cadre mobile, en d'autres mots, qu'il ne s'agit pas d'un mécanisme d'Arsonval, mais bien d'un autre type de galvanomètre basé sur un autre principe.

Il devrait s'agir ici d'un galvanomètre du type ferromagnétique soit à avalement, soit à répulsion. Ces types de galvanomètres ont la propriété de mesurer aussi bien du courant alternatif que du courant continu sans avoir recours à un redresseur.

À la place d'un fin fil fragile bobiné sur un cadre mobile présent dans les galvanomètres magnétoélectriques, un galvanomètre ferromagnétique est constitué en premier lieu d'une bobine, un véritable électroaimant en forme de solénoïde qui est bobiné avec du fil d'une section plus importante et plus robuste que celui d'un cadre mobile, ici avec de nombreuses spires dans le cas d'un voltmètre, ou alors de quelques spires d'un fil de forte section dans le cas d'un ampèremètre.

Ce fil d'une section appréciable dans un voltmètre ferromagnétique est donc bien moins fusible que celui d'un cadre mobile d'un galvanomètre magnétoélectrique. Cela explique que le galvanomètre de mon voltmètre vintage n'a pas pu claquer. Ce sont donc les résistances additionnelles du voltmètre qui ont dû servir de fusibles.

Après une observation en détail du mécanisme du galvanomètre, j'ai pu identifier qu'il s'agit ici, dans ce voltmètre, d'un galvanomètre ferromagnétique à répulsion. C'est l'opportunité d'apprendre le fonctionnement de ce type de galvanomètre.

Voici à quoi ressemble la partie galvanomètre ferromagnétique de mon voltmètre :



Fig. 7 : Vue de détail du galvanomètre du type ferromagnétique à répulsion , vue de face où l'on devine la présence des palettes de répulsion. Photo : ON4HNO.

Et voici une vue sur la bobine du galvanomètre ferromagnétique :

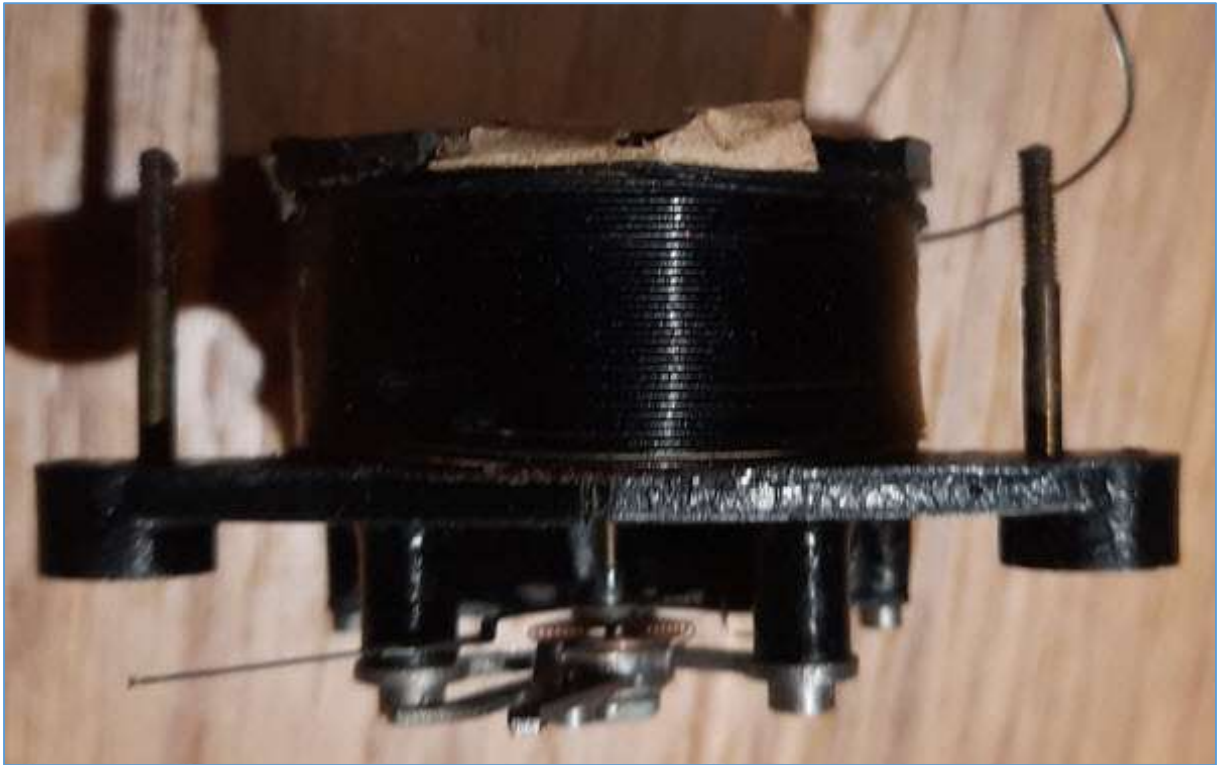


Fig. 8 : Vue de détail du galvanomètre du type ferromagnétique à répulsion , vue du dessus où l'on observe la grosse bobine du dispositif ferromagnétique. Photo : ON4HNO.

Un galvanomètre ferromagnétique à répulsion utilise deux palettes de fer doux situées à l'intérieur d'une bobine. Une des palettes est fixe, l'autre est solidaire d'une aiguille qui est montée sur pivots. Quand un courant circule dans la bobine, les deux palettes s'aimantent et subissent une force de répulsion quel que soit le sens du courant car les palettes sont aimantées de la même polarité magnétique en vis-à-vis (Nord-Nord ou Sud-Sud), cela à chaque alternance du courant alternatif.

Un ressort en spirale est chargé d'appliquer un moment de force égal et opposé à la force électromagnétique lorsque l'aiguille arrive à une position d'équilibre qui indique la valeur de la mesure devant un cadran gradué. Il est à remarquer que la modélisation de la force de rappel d'un ressort en spirale en fonction de l'amplitude de l'angle de rotation du ressort est relativement complexe à étudier. En me renseignant, j'ai appris qu'il s'agit d'une équation différentielle du deuxième ordre, mais cela sort complètement de mes compétences, et je laisse donc cela aux ingénieurs. Ce que j'ai retenu dans la pratique, c'est que la force de rappel du ressort est proportionnelle à la déviation de l'aiguille.

Par le principe de construction de ce type d'appareils, la déviation de leur aiguille est proportionnelle à la vraie valeur efficace de la grandeur mesurée. Ce type d'appareil fait donc partie de la classe des appareils *True RMS*, quelle que soit la forme du signal mesuré. La déviation de l'aiguille est proportionnelle à la vraie valeur efficace du signal mesuré (tension ou courant). Ainsi, l'échelle de ce type d'appareil est non linéaire. On peut le constater en observant les différences des espaces respectifs entre les graduations du cadran (revoir la photo du cadran ici plus haut).

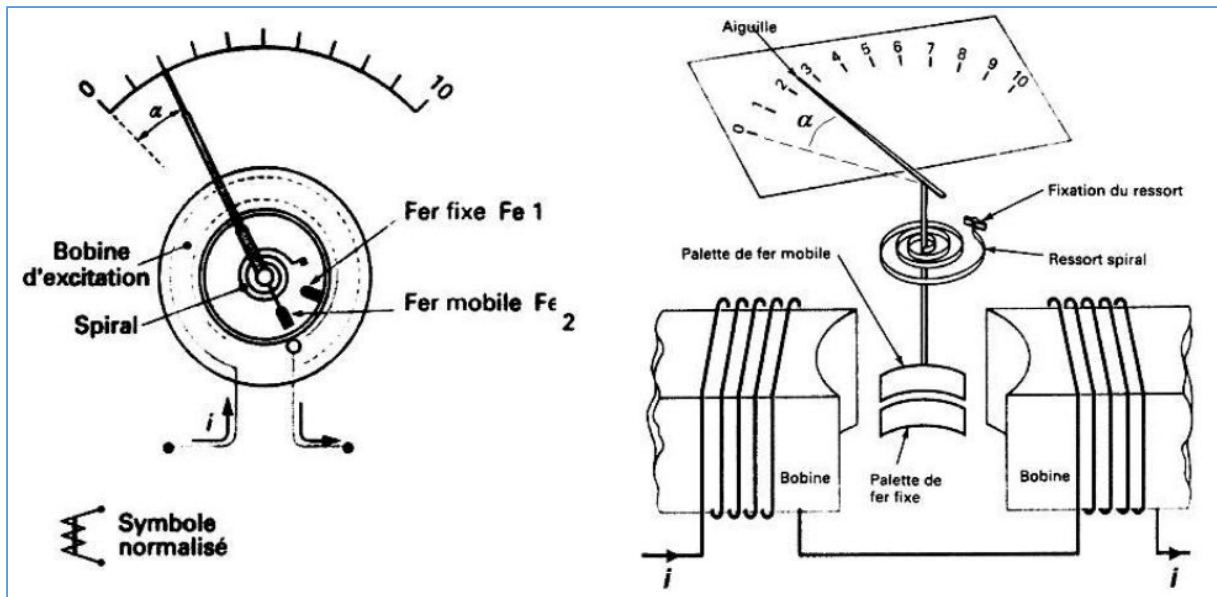


Fig. 9 : Principe technologique d'un galvanomètre du type ferromagnétique à répulsion. Vue de détail du galvanomètre du type ferromagnétique à répulsion. Source : Electrostissemsil.wordpress.com, m.marich-l2-mee, chapitre III : les appareils de mesure, figure 2, page 2.

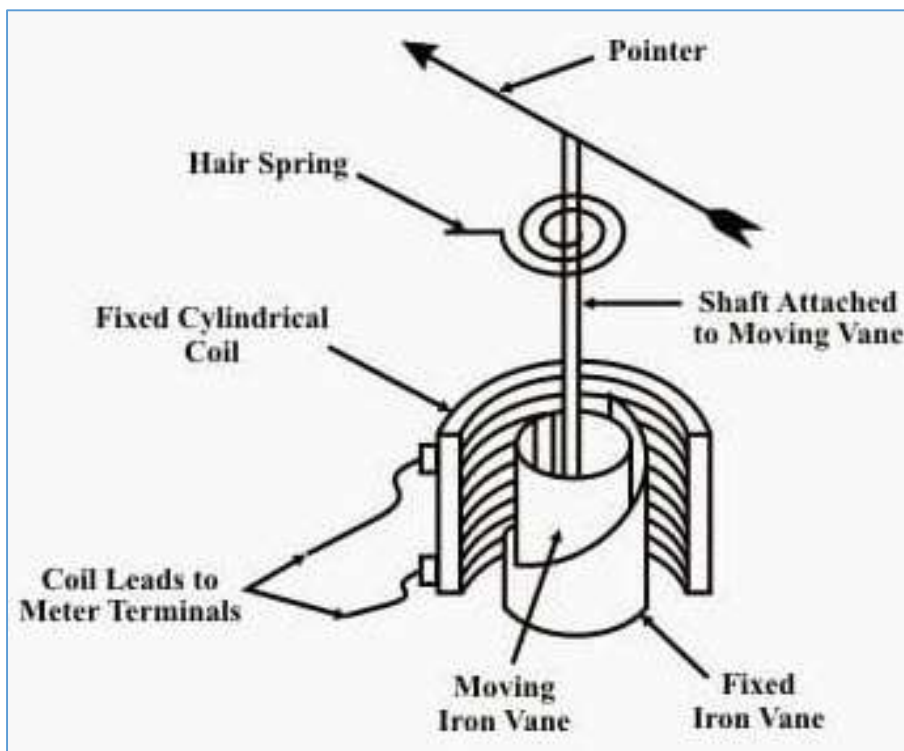


Fig. 10 : Même principe que ci-dessus, sous une autre forme. Source : Electrical-Engineering-Portal.com, Moving-Iron Instruments, construction and basic principle operation, 28 mai 2019, Bipul Raman, Software Engineer, Technology Enthusiast, Programmer and Blogger, employed at Microsoft in India.

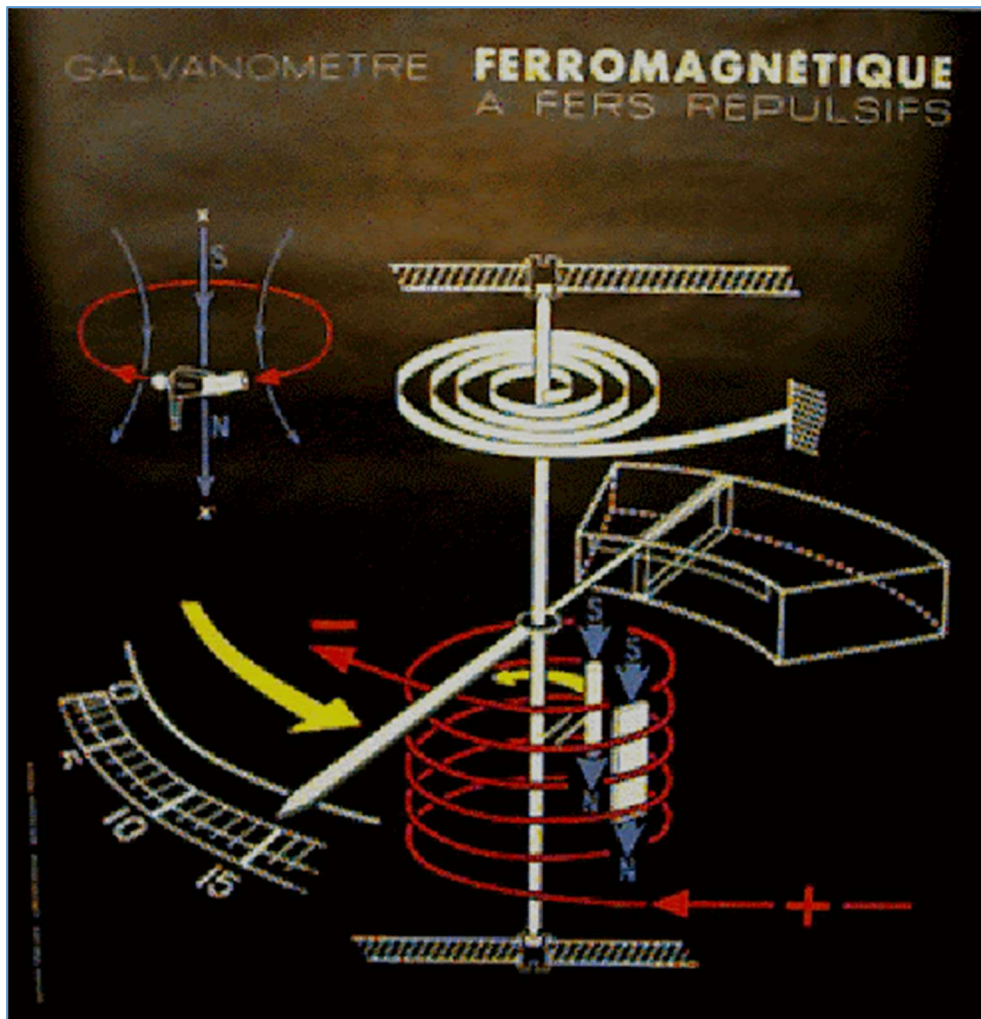


Fig. 11 : Même principe que ci-dessus, sous une autre forme et où sont indiqués les polarités des palettes. On remarque sur cette figure la présence d'un dispositif d'amortissement du mouvement de l'aiguille au moyen d'une aile coulissant dans un volume d'air confiné qui a la forme d'un secteur de couronne cylindrique. Source : Institut Universitaire de France, Midi Pyrénées, Toulouse, Notices des appareils de mesure de Physique et Physique Appliquée, création de Gabriel Birague Cavallie avec le concours de Benoit Roquesalanne et Julien Adam, Laboratoire de Physique et de Physique Appliquée.

Voici ci-dessous une dernière illustration du principe de fonctionnement d'un galvanomètre ferromagnétique. C'est cette représentation qui est la plus fidèle à la disposition des deux palettes du galvanomètre ferromagnétique de mon voltmètre vintage. Avec toutes ces illustrations que j'ai pu collecter, je me fais à présent une idée un peu plus précise de ce qui se passe à l'intérieur de cet appareil de mesure.

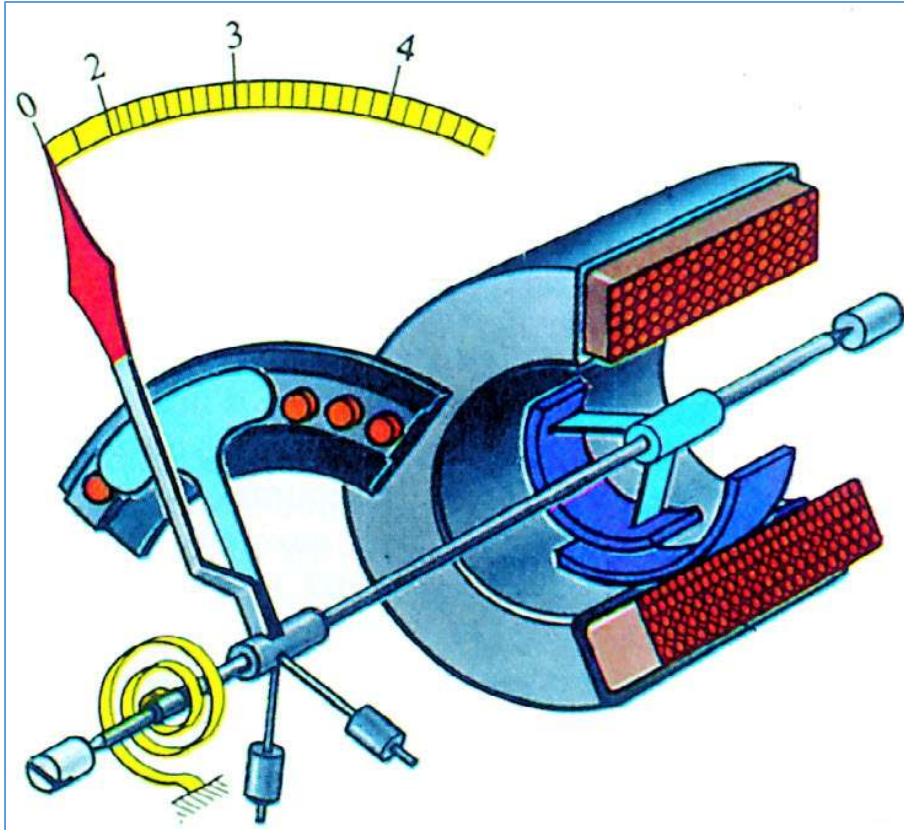


Fig. 12 : Même principe que ci-dessus, sous une autre forme où apparaissent plus clairement la formes des palettes dont une est fixe et l'autre mobile avec l'aiguille. On remarque que l'auteur de ce dessin a représenté un dispositif d'amortissement du mouvement de l'aiguille avec une plaque de métal mobile qui se déplace devant des aimants provoquant ainsi un freinage par courants de Foucaults. Source : Institut Don Bosco, enseignement technique et professionnel, Bd Léopold 63, 7500 Tournais, Belgique, Les instruments de mesure, appareil du type ferromagnétique, figure 3, page 2.

Sur les appareils à base de galvanomètres ferromagnétiques de constructions un peu plus récente, on observe sur le cadran la présence d'un symbole normalisé signifiant qu'il s'agit bel et bien d'un appareil du type ferromagnétique.

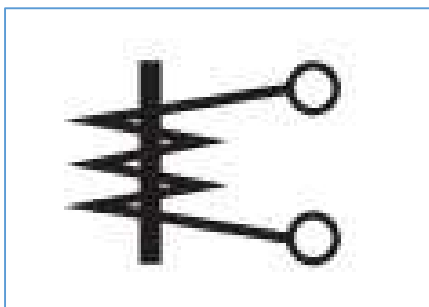


Fig. 13 : Symbole d'un appareil de mesure du type ferromagnétique. Source : madep.com, instruments de mesure électrique, instruments analogiques, symboles et leur signification.

Succession de quelques recherches, d'apprentissages et de raisonnements

Dans mes recherches, je me suis vite aperçue de la nécessité d'apprendre quelques notions de l'électromagnétisme d'une manière relativement approfondie avant de me précipiter dans l'analyse du fonctionnement de mon voltmètre ferromagnétique.

Pour commencer, je dois apprendre la loi de Biot et Savart

Pour commencer, j'ai pu apprendre que l'intensité du champ d'induction magnétique B à l'intérieur du noyau d'une bobine est proportionnelle à la perméabilité du milieu magnétique μ , est proportionnelle au nombre de spires n , est proportionnelle au courant I qui circule dans la bobine et est inversement proportionnelle à la longueur L de la bobine.

Comme disaient les anciens, il faut des Ampères-tours pour faire bouger l'aiguille.

L'unité de mesure du champ d'induction magnétique est le Tesla. Anciennement, cette unité était le Gauss :

1 Tesla = 10 000 Gauss. Cette unité est parfois encore utilisée dans le calcul des circuits magnétiques des transformateurs.

Cela se résume comme suit (loi de Biot et Savart pour un conducteur bobiné en forme de solénoïde) :

$$B = \mu \cdot \frac{n \cdot I}{L}$$

B : induction magnétique en Tesla

μ : perméabilité ($\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$)

avec $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m : perméabilité du vide en Henry par mètre

avec μ_r : perméabilité relative du matériau ferromagnétique

n : nombre total de spires

I : intensité du courant en Ampère

L : longueur de la bobine en mètre

Comme il est absolument nécessaire de consentir à la consommation d'un courant pour réaliser une mesure de tension, cela avec un courant le plus faible possible pour ne pas perturber le circuit sur lequel on effectue la mesure, la bobine du voltmètre ferromagnétique doit donc avoir beaucoup de spires afin d'obtenir un champ d'induction magnétique le plus élevé possible avec une intensité de courant la plus faible possible.

C'est aussi l'intensité du champ d'induction magnétique qui va être à l'origine de la force de répulsion des deux palettes du galvanomètre ferromagnétique, ce qui permet ainsi de vaincre la force de rappel de l'aiguille avec le ressort en spirale.

Ce qui est évoqué ci-dessus pour le calcul du champ d'induction B d'une bobine est valable pour des solénoïdes, c'est-à-dire pour des bobines dont la longueur est bien plus grande que le diamètre. Lorsque la bobine a un diamètre plus grand que sa longueur, alors je dois utiliser une autre méthode en me basant sur le champ d'induction magnétique d'une spire et puis multiplier le résultat par le nombre de spires.

Cela se résume comme suit (loi de Biot et Savart pour un conducteur en forme d'une seule spire, dans le vide) :

$$B = \mu_0 \cdot \frac{I}{2R}$$

B : induction magnétique au centre de la spire en Tesla

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m : perméabilité du vide en Henry par mètre

I : intensité du courant en Ampère

R : rayon de la spire en mètre

Et pour une bobine plate en forme de cerceau, dont le diamètre est très grand vis-à-vis de sa longueur avec n spires, dans le vide (parfois appelée bobine de Helmholtz), cela se résume comme suit :

$$B = \mu_0 \cdot \frac{n \cdot I}{2R}$$

B : induction magnétique au centre de la bobine plate en Tesla

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m : perméabilité du vide en Henry par mètre

n : nombre total de spires

I : intensité du courant en Ampère

R : rayon de la bobine plate en mètre

Pour une bobine trapue qui est juste un peu plus large que longue, avec un diamètre intérieur donné et un diamètre extérieur donné, comme dans le cas de figure de la bobine de mon galvanomètre ferromagnétique, les choses deviennent plus complexes à calculer ou à estimer.

Ce que je peux faire dans le cas d'une bobine trapue, c'est de m'inspirer de la formule ci-dessus et de faire une approximation du calcul en tenant compte du rayon moyen de la bobine. Cela donne ceci :

$$R_{\text{moy}} = \frac{R_{\text{int}} + R_{\text{ext}}}{2} \Rightarrow B = \mu_0 \cdot \frac{n \cdot I}{R_{\text{int}} + R_{\text{ext}}}$$

R_{moy} : rayon moyen du bobinage

R_{int} : rayon intérieur du bobinage

R_{ext} : rayon extérieur du bobinage

B : induction magnétique au centre de la bobine en Tesla

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m : perméabilité du vide en Henry par mètre

n : nombre total de spires

I : intensité du courant en Ampère

Je n'ai pas pu trouver mieux pour calculer le champ d'induction magnétique d'une telle bobine où l'on tiendrait compte non seulement du rayon intérieur et extérieur de la bobine, mais aussi de sa longueur.

En revanche, j'ai trouvé un calculateur de champ d'induction magnétique sur un site Internet : <https://www.accelinstruments.com/Magnetic/Magnetic-field-calculator.html>

En ayant fait quelques simulations sur ce calculateur, j'arrive à trouver des valeurs qui sont relativement proches de ce que donne la formule ci-dessus pour une bobine trapue à partir d'un rayon moyen sans spécifier la longueur de la bobine.

Released on: March 2022

Today's date is:

Sun Oct 26 2025 23:25:35 GMT+0100 (heure normale d'Europe centrale)

Coil Input Parameters

Coil Inner Radius (mm): Note 1

Coil Length (mm): Note 2

Copper Wire Diameter with Insulation(mm): Table 1

Copper Wire Diameter without Insulation:(mm): Table 2

Number of Turns: Note 3

Coil Current (A): Note 4

Frequency (kHz): Note 5

Distance from center (mm): Note 6

Core Relative Permeability, k: Note 7

Winding Compac-Factor: Note 8

[Click here to calculate](#)

Basic Calculated Output Parameters

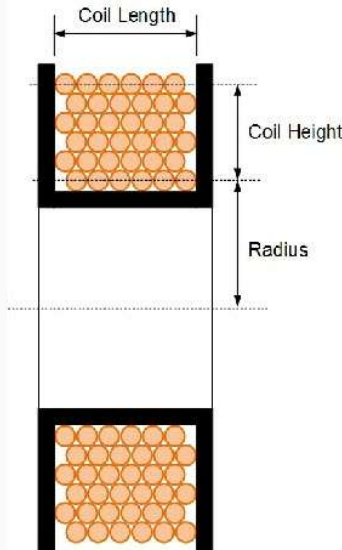
Magnetic Field (mT): Note 9

Coil Height(mm): Note 10

DC Resistance (Ohm): Note 11

Inductance (uH): Note 12

Total Impedance (Ohm): Note 13



Cross-Section View

Figure 1. Cross-section view of the magnetic coil showing radius, coil length and width.

Fig. 14 : Lay-out d'un calculateur du champ d'induction magnétique pour une bobine à air dont on spécifie tous les paramètres géométriques du bobinage. Source : Accel Instruments Corp, 3943 Irvine Blvd. Suite 403, Irvine, CA 92602, USA, Magnetic Field Calculator for Coils and Solenoids, court extrait pour illustrer le propos.

Pour continuer, je dois apprendre la notion de flux d'induction magnétique

En continuant mes recherches sur les Ampères-tours, j'ai pu apprendre que l'induction magnétique B produit un flux d'induction magnétique Φ à travers une surface S qui est orientée.

L'orientation de la surface est donnée par l'angle α entre la direction des lignes du champ d'induction magnétique et la direction normale à la surface (orthogonale au plan de la surface, c'est-à-dire perpendiculaire au plan de la surface).

Le flux d'induction magnétique caractérise ainsi l'intensité et la répartition dans l'espace du champ d'induction magnétique. En d'autres mots, le flux d'induction magnétique matérialise la quantité de lignes du champ d'induction magnétique qui traverse une surface. Ces lignes sont parfois appelées lignes de force magnétique ou fibre de champ d'induction magnétique ou parfois, dans certains contextes, on évoque un tube de flux d'induction magnétique.

L'unité de mesure du flux d'induction magnétique est le Weber ou en Tesla fois m^2 .

Cela se résume comme suit (notion de flux d'induction magnétique) :

$$\Phi = B \cdot S \cdot \cos \alpha$$

Φ : flux d'induction magnétique en Weber ou en $T \cdot m^2$

B : induction magnétique en Tesla

S : surface en m^2

α : angle entre les lignes de champ et la normale à la surface

Lorsque $\alpha = 0^\circ$ alors $\cos \alpha = 1$ et on a :

$$\boxed{\Phi = B \cdot S}$$

Parfait, avec une bobine parcourue par un courant électrique, j'ai une induction magnétique et donc un flux d'induction magnétique à travers une surface, mais cela ne me dit toujours pas pourquoi cela fait bouger l'aiguille de mon galvanomètre ferromagnétique. Je vais devoir en apprendre un peu plus pour comprendre.

Pour cela, je dois apprendre la notion de force magnétomotrice

L'apprentissage de la notion de flux d'induction magnétique m'a permis de découvrir celle de la force magnétomotrice.

La force magnétomotrice caractérise l'action magnétique d'un courant électrique, c'est-à-dire la capacité (l'aptitude) du courant à créer un flux d'induction magnétique. La force magnétomotrice exerce un effet potentiel de travail (une force et un déplacement) sur un objet ferromagnétique qui est situé à l'intérieur de la surface traversée par un flux magnétique. Cette force relève d'un concept relativement abstrait car elle ne ressemble pas directement à une force mécanique (poussée ou traction, attraction ou répulsion, exprimée en Newton). La force magnétomotrice \mathcal{F} est directement proportionnelle au courant I qui circule dans une spire de fil conducteur. Dans le cas où l'on a plusieurs spires (une bobine), la force magnétomotrice \mathcal{F} est aussi directement proportionnelle au nombre de spires n de la bobine. La bobine, au sens général du terme est parfois appelée inducteur. L'inducteur, c'est ce qui induit un champ électromagnétique, appelé dans ce cas, un champ d'induction électromagnétique B .

Cela se résume comme suit (force magnétomotrice) :

$$\mathcal{F} = n \cdot I$$

\mathcal{F} : force magnétomotrice dans une bobine (un inducteur) en Ampère, Ampère-tour

n : nombre de spire de la bobine (de l'inducteur)

I : courant électrique dans la bobine (inducteur) en Ampère

La force magnétomotrice est exprimée en Ampère dans le système international (S.I.). Cela me paraît assez saugrenu d'utiliser l'unité de mesure de l'intensité du courant électrique pour cette force magnétomotrice. En réfléchissant, cela me semble cohérent si l'on sous-entend qu'il s'agit d'une unité en Ampère-tour dans le système MKS (Mètre Kilogramme-Seconde) qui a posé les jalons du S.I. lorsque l'on considère une seule spire dans le vide. Un Ampère-tour où il y a une seule spire, cela donne bien un Ampère tout court. Enfin, c'est bien le courant en Ampère dans la bobine qui est à l'origine de la force magnétomotrice.

Ah, voilà pourquoi les anciens parlent encore en Ampère-tour. Me voilà rassurée.

Anciennement, l'unité de mesure de la force magnétomotrice \mathcal{F} était le Gilbert :

1 Gilbert = 0,79577 A Cette unité Gilbert est à éviter et il faut préférer A ou A.t.

Il est à remarquer qu'il y a une analogie entre le concept de force magnétomotrice et celui de force électromotrice. Pour rappel, la force électromotrice est celle qui « pousse » les électrons à se déplacer, et un déplacement ordonné d'électron (déplacement ou mouvement de charges électriques) produit un courant électrique. Par analogie, la force magnétomotrice est celle qui « pousse » le flux d'induction magnétique à circuler dans un circuit magnétique.

Voir un peu plus loin pour plus de détails dans cette analogie.

Pour aller plus loin dans le raisonnement, j'ai encore besoins d'apprendre quelques petites choses en électromagnétisme. Il me faudra encore un peu de patience avant de comprendre ce qui fait bouger l'aiguille de mon galvanomètre ferromagnétique.

Pour cela, je dois apprendre la loi d'Hopkinson

J'ai appris qu'il y a une relation entre la force magnétomotrice \mathcal{F} et le flux d'induction magnétique Φ , et que ce flux peut se comparer, par analogie, au courant électrique. Tout se passe comme si le flux d'induction magnétique était assimilable à un « courant » magnétique, c'est-à-dire un débit de champ d'induction magnétique à travers une surface.

En repensant à la loi d'Ohm, je sais qu'il y a trois grandeurs électriques qui sont en relation : 1. la force électromotrice E (ou tension U), 2. le courant I et 3. la résistance R . J'ai appris dans les cours de la licence de base qu'il faut un circuit fermé pour obtenir le passage d'un courant.

En revenant dans le domaine du magnétisme, j'ai donc déjà la présence d'une force magnétomotrice \mathcal{F} et d'un flux magnétique Φ . Pour continuer à comprendre, il me faut trouver le concept de circuit magnétique fermé et celui de « résistance » magnétique qui est appelée la réluctance \mathcal{R} .

La réluctance caractérise donc l'aptitude d'un circuit magnétique à s'opposer à la pénétration de celui-ci par un champ magnétique, en d'autres mots, à s'opposer au passage (c'est-à-dire à la circulation) d'un flux d'induction magnétique.

Ainsi, la force magnétomotrice \mathcal{F} est directement proportionnelle à la réluctance \mathcal{R} et directement proportionnelle au flux d'induction magnétique Φ .

Cela se résume comme suit (loi d'Hopkinson) :

$$\mathcal{F} = \mathcal{R} \cdot \Phi$$

\mathcal{F} : force magnétomotrice en Ampère, Ampère-tour

\mathcal{R} : réluctance en Ampère-tour par Weber (unité usuelle) ou en "par Henry" noté H^{-1} (unité S.I.)

Φ : flux d'induction magnétique en Weber

Je perçois mieux maintenant l'analogie entre la loi d'Ohm et la loi d'Hopkinson qui ont toutes deux la même forme de relation entre trois grandeurs électriques pour la loi d'Ohm, et entre trois grandeurs magnétiques pour la loi d'Hopkinson.

Analogie entre la loi d'Ohm et la loi d'Hopkinson :

$E = R \cdot I$: loi d'Ohm (force électromotrice)

$\mathcal{F} = \mathcal{R} \cdot \Phi$: loi d'Hopkinson (force magnétomotrice)

Détails dans l'analogie entre la loi d'Ohm et la loi d'Hopkinson

Dans le tableau ci-dessous, j'anticipe un peu sur quelques éléments que j'ai découvert un peu plus tard avec d'autres loi de l'électrotechnique, entre autres, celles qui sont relatives à la densité de courant, la résistivité électrique et bien d'autres encore. C'est un petit *spoiler*. Cela donnera un peu du grain à moudre (hi) et fera partie de la poursuite du raisonnement décrit un peu plus loin pour comprendre ce qui se passe dans mon voltmètre ferromagnétique.

Circuits électriques	Circuits magnétiques
I intensité du courant électrique en Ampère dans un circuit fermé	Φ flux d'induction magnétique en Weber dans un circuit magnétique
J densité de courant en Ampère par m ² ou en Ampère par mm ²	B densité de flux d'induction magnétique en Weber par m ² ; correspond à l'intensité du champ d'induction magnétique en Tesla
R résistance électrique en Ohm	\mathcal{R} réluctance magnétique en Ampère-tour par Weber ou en par Henry (H ⁻¹)
$G = \frac{1}{R}$ conductance électrique en Siemens	$\mathcal{P} = \frac{1}{\mathcal{R}}$ perméance magnétique en Weber par Ampère-tour ou en Henry
ρ résistivité en Ohm fois mètre	$\varrho = \frac{1}{\mu}$ réluctivité magnétique en Ampère-tour par Weber fois mètre (At/Wb·m) ou en mètre par Henry
$\sigma = \frac{1}{\rho}$ conductivité électrique en Siemens par mètre	μ perméabilité magnétique en Henry par mètre
$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$ $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m : permittivité du vide ϵ_r permittivité relative, constante diélectr.	$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m : perméabilité du vide μ_r perméabilité relative du matériau magn.
\vec{E} champ électrique en Volt par mètre	\vec{H} champ d'excitation magnétique ou champ d'aimantation en Ampère par mètre $B = \mu \cdot H$ en zone linéaire de la courbe de première aimantation
\mathcal{E} force électromotrice en Volt	\mathcal{F} force magnétomotrice en Ampère, Ampère-tour $\mathcal{F} = n \cdot I$
$E = R \cdot I$ loi d'Ohm	$\mathcal{F} = \mathcal{R} \cdot \Phi$ loi d'Hopkinson
$R = \rho \cdot \frac{L}{S}$ loi de Pouillet	$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{L}{S}$ réluctance dans un circuit magnétique de perméabilité μ , avec une ligne de champ de longueur moyenne L (longueur du trajet que suit le flux magnétique dans le circuit) et de section S du noyau magnétique

Il est à remarquer que dans un circuit électrique, la résistance dissipe de l'énergie (sous forme de chaleur) – voir la loi de Joule – en revanche, dans un circuit magnétique, la réluctance absorbe (ou stocke) de l'énergie (sous forme magnétique). Aha, en voilà une belle surprise ! Toutefois, j'analyserai cela un autre jour.

Circuit magnétique

C'est très bien d'avoir appris qu'il y a une force magnétomotrice, une réluctance et un flux d'induction magnétique, mais où se trouve-t-il donc le circuit magnétique d'une bobine ? En effet, il me faut quelque part un circuit qui est fermé pour pouvoir obtenir un flux d'induction magnétique. Mmmhh, les choses ne sont pas aussi tranchées que celles d'un circuit électrique où l'on dit que le courant passe dans circuit fermé, ou que le courant ne passe pas lorsque le circuit est ouvert.

Pour comprendre cela, je dois commencer par observer les lignes du champ magnétique dans l'environnement d'un aimant permanent. J'ai toujours entendu dire qu'il y a un pôle Nord et un pôle Sud aux extrémités d'un aimant, on parle ainsi de dipôle magnétique. Pour matérialiser les lignes du champ magnétique, on saupoudre de la limaille de fer autour de l'aimant et on observe un spectre magnétique.

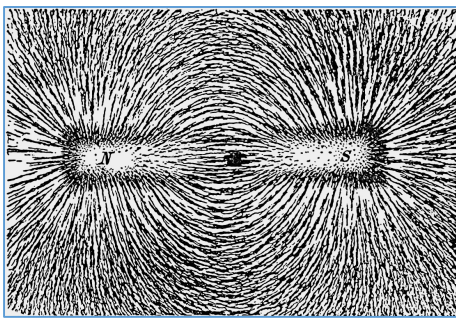


Fig. 15 : Spectre magnétique avec les deux pôles Nord et Sud d'un aimant permanent. Source : Wikipédia, spectre magnétique.

Par convention, on donne un sens de parcours des lignes du champ magnétique : elles sortent toutes du pôle Nord, pour rentrer toutes ensuite dans le pôle Sud. Il s'agit donc bien d'un dipôle magnétique.

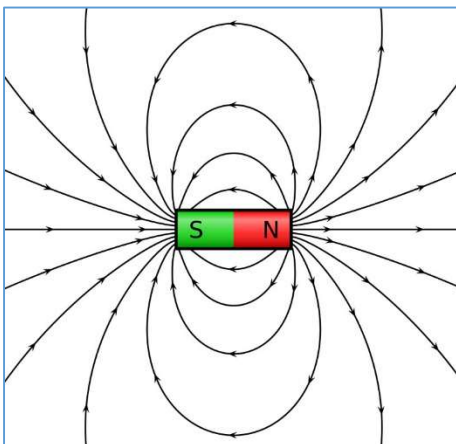


Fig. 16 : Champ magnétique créé par un aimant permanent. Source : Wikipédia, magnétostatique.

Comme les lignes du champ magnétique sortent toutes du pôle Nord pour rentrer toutes dans le pôle Sud, je peux comprendre qu'il y a une circulation d'un flux d'induction magnétique le long d'un circuit magnétique qui doit se refermer par l'extérieur des pôles de l'aimant dans l'espace environnant celui-ci.

Lorsqu'on a une bobine parcourue par un courant électrique à la place d'un aimant permanent, on a des lignes de champ d'induction magnétique qui se referment de manière similaire par l'extérieur de la bobine. La bobine présente respectivement à ses extrémités un pôle Nord et un pôle Sud et il y a aussi une circulation d'un flux d'induction magnétique à l'intérieur de la bobine et à l'extérieur de celle-ci.

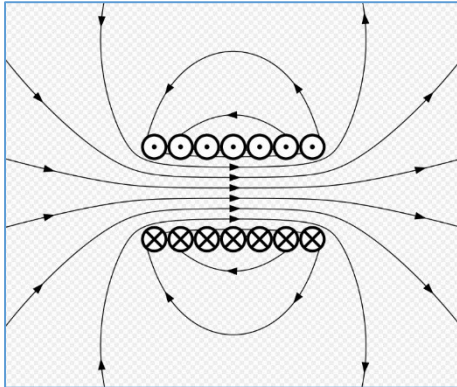


Fig. 17 : Lignes du champ d'induction magnétique créées par un solénoïde parcouru par un courant électrique. Source : Wikipédia, solénoïde.

Il y a moyen de refermer efficacement le circuit magnétique d'une bobine en utilisant un matériau ferromagnétique en forme de circuit fermé, comme la forme d'un cadre. Ce circuit ferromagnétique va canaliser et concentrer les lignes du champ d'induction magnétique.

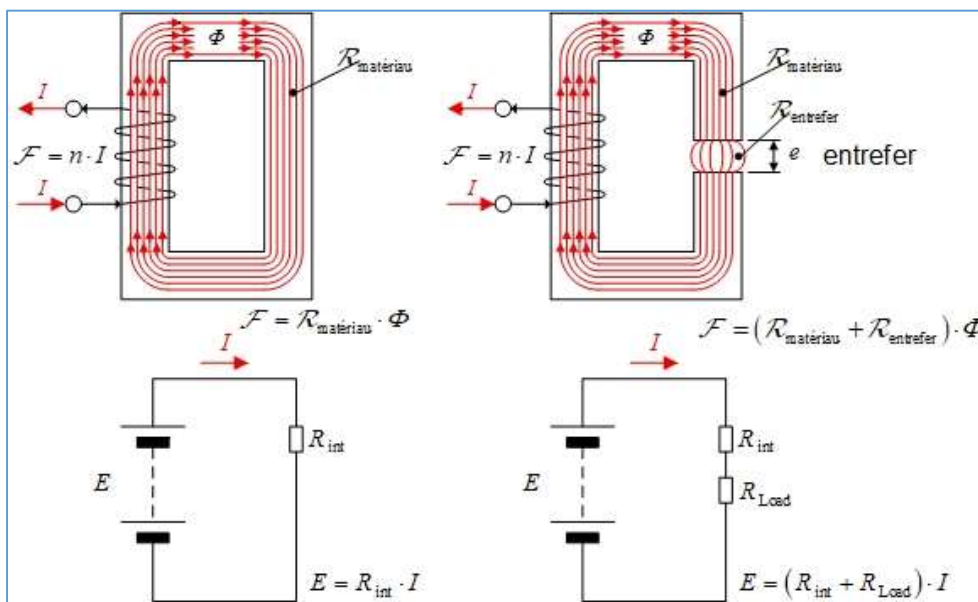


Fig. 18 : Lignes du champ d'induction magnétique créées par une bobine parcourue dans un courant. Les lignes de champ sont canalisées dans un circuit magnétique fermé composé d'un matériau ferromagnétique. Graphisme : ON4HNO.

**Champ d'excitation magnétique H et champ d'induction magnétique B :
deux concepts abstraits mais très utiles dans la pratique pour faciliter le
raisonnement**

Dans les cours Harec, j'ai appris la notion de champ magnétique que l'on note H et dont l'unité de mesure est l'Ampère par mètre. Depuis que j'ai entrepris d'en apprendre un peu plus sur l'électromagnétisme, je suis confrontée à la notion de champ d'induction magnétique que l'on note B et dont l'unité de mesure est le Tesla. Quelle différence y a-t-il entre B et H ?

B est défini par les effets qu'il produit : forces de Laplace (voir plus loin), f.e.m. induite. H est défini par la façon de le créer à partir d'un courant.

Le lien entre B et H tient à la propriété magnétique du matériau, c'est-à-dire le milieu matériel dans lequel le champ magnétique est établi. Cette propriété est la perméabilité magnétique que l'on note μ .

Pour cela, je dois apprendre la relation de constitution entre B et H avec μ

Pour bien distinguer H de B , on nomme,

H : le champ d'excitation magnétique, parfois appelé champ d'aimantation ;

B : le champ d'induction magnétique.

Il arrive parfois que l'on évoque le champ magnétique tout court par abus de langage ou par raccourci, par exemple dans le cas d'un aimant permanent où l'on sous-entend une aimantation ou un champ d'induction magnétique, mais lorsque l'on a un courant dans une bobine, on parle d'électromagnétisme et il y a donc lieu dans ce cas de faire la distinction entre H et B .

Lorsque le milieu matériel est le vide (ou de l'air sec), la perméabilité du vide est notée μ_0 et il s'agit d'une constante physique qui a pour valeur $4\pi \cdot 10^{-7}$ Henry par mètre. On peut établir une relation de constitution entre B et H où B est proportionnel à H multiplié par le facteur μ . Dans le vide où $\mu = \mu_0$, la relation entre B et H est linéaire, en revanche, dans un milieu ferromagnétique, la relation n'est plus linéaire et il faudra tenir compte des phénomènes de saturation et tenir compte de la courbe d'hystérésis.

Je peux aussi comprendre d'une autre façon ce qu'est le champ d'induction magnétique car cela correspond à une densité de flux d'induction magnétique. Le mot induction est bien choisi car au départ, le courant dans une bobine fait naître un champ d'excitation dont le résultat dans le milieu matériel donne lieu à un champ d'induction. La bobine, parfois appelée inducteur a donc bel et bien induit quelque chose dans un milieu matériel (ou un matériau) donné, et dont le résultat est le champ d'induction magnétique.

Cela se résume comme suit (relation de constitution entre B et H avec μ) :

$$B = \mu \cdot H$$

B : champ d'induction magnétique en Tesla

μ : perméabilité magnétique du milieu matériel en Henry par mètre

H : champ d'excitation magnétique, champ d'aimantation en Ampère par mètre

Anciennement, l'unité de mesure du champ d'excitation H était l'Oersted :
1 Oersted = 79,577 A/m Cette unité Oersted est à éviter et il faut préférer A/m.

Ci-dessus, intervient la notion de perméabilité μ d'un matériau.

Pour cela, je dois apprendre la perméabilité magnétique relative μ_r

La perméabilité magnétique μ caractérise l'aptitude d'un matériau magnétique à se laisser traverser par un flux d'induction magnétique, ce qui revient à dire que la perméabilité caractérise la faculté de canaliser le flux magnétique et, par voie de conséquence, de modifier la densité du flux d'induction, c'est-à-dire l'intensité du champ d'induction magnétique. La perméabilité caractérise donc la réponse d'un matériau à un champ d'excitation magnétique pour obtenir un champ d'induction magnétique. Elle permet d'établir un lien entre H et B .

La perméabilité absolue μ d'un matériau est donnée par rapport à celle du vide μ_0 , c'est-à-dire sa perméabilité relative que l'on note μ_r .

Cela se résume comme suit (perméabilité absolue μ et relative μ_r à celle du vide μ_0) :

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$$

μ : perméabilité absolue du milieu matériel en Henry par mètre ou en T · m / A

μ_0 : perméabilité du vide en Henry par mètre $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m

μ_r : perméabilité relative du matériau (nombre pur sans unité)

Poursuite de mes premiers pas dans l'électromagnétisme

Comme toutes les premières notions de l'électromagnétisme décrites ci-dessus sont à présent un peu mieux éclaircies, j'ai ce qu'il faut pour continuer à analyser ce qu'il se passe dans un circuit magnétique. J'étais arrivée à comprendre que le courant dans une bobine donne lieu à une force magnétomotrice, c'est-à-dire des Ampères-tours qui font naître un flux d'induction magnétique qui rencontre une opposition à sa circulation dans un circuit magnétique à cause de la réluctance (loi d'Hopkinson).

Le circuit magnétique peut être composé de plusieurs réluctances (en série ou en parallèle) comme je peux le concevoir par analogie avec les circuits électriques. Dans la pratique, je me trouve devant un circuit magnétique qui a des dimensions physiques données par la géométrie du matériau ferromagnétique qui le compose.

En me rappelant les lois de Kirchhoff que j'ai apprises aux cours Harec, je me souviens que dans une maille, la somme des sources de tension est égale à la somme des chutes de tension et que dans cette maille, le courant est le même partout à n'importe quel endroit de la maille.

Qu'en est-il dans un circuit magnétique, en particulier dans un circuit ferromagnétique fermé qui a une section donnée et une longueur de circuit fermé donnée, c'est-à-dire où le flux d'induction magnétique circule le long d'un certain parcours ?

Comme le courant est constant en tous lieux dans une maille d'un circuit électrique, je devrais aussi m'attendre à ce que le flux reste constant en tous lieux dans un circuit magnétique fermé.

Pour cela, je dois apprendre la loi de conservation du flux d'induction magnétique

Dans un tube de champ d'induction magnétique, le flux reste constant, même si l'on a des sections différentes le long du tube.

Cela se résume comme suit (loi de conservation du flux d'induction magnétique) :

$$\Phi_1 = \Phi_2$$

$$B_1 \cdot S_1 = B_2 \cdot S_2$$

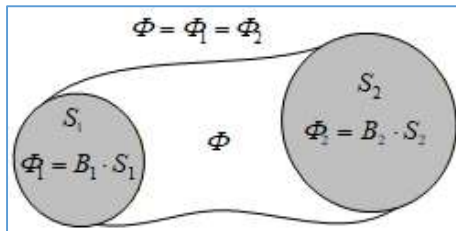


Fig. 19 : Le flux d'induction magnétique reste constant dans un tube de champ d'induction magnétique. Graphisme : ON4HNO.

Je peux même généraliser cette loi en considérant que, dans un volume fermé, le flux entrant est égal au flux sortant. Cela me fait vraiment penser à la loi des nœuds de Kirchhoff.

$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3$$

$$B_1 \cdot S_1 = (B_2 \cdot S_2) + (B_3 \cdot S_3)$$

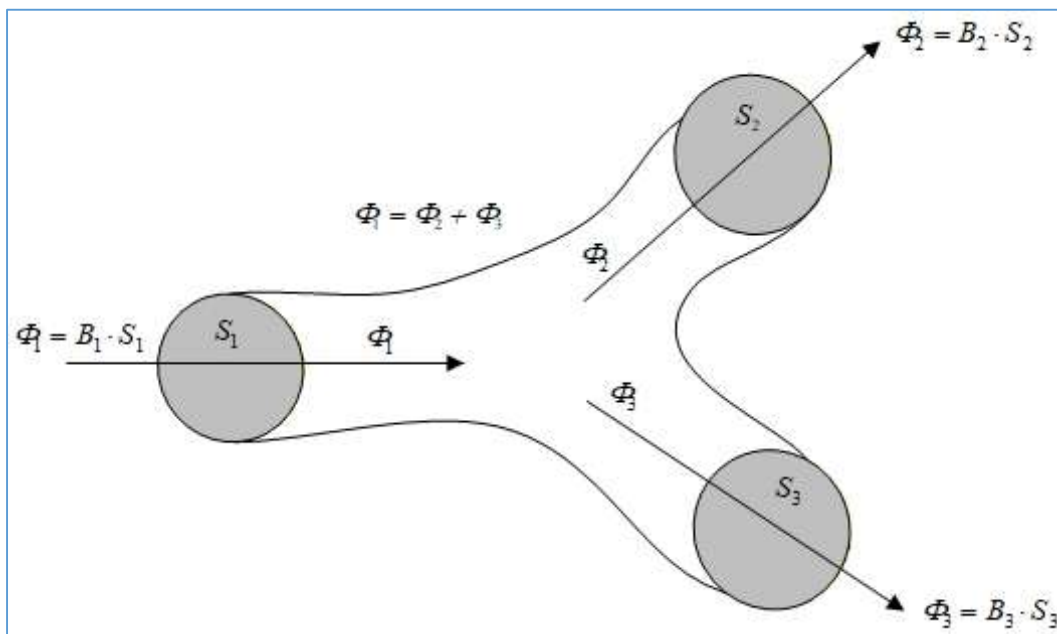


Fig. 20 : Le flux entrant dans un volume fermé est égal au flux sortant. Graphisme : ON4HNO.

Que se passe-t-il le long d'un circuit magnétique fermé qui a une section donnée et une longueur de circuit fermé donnée, cela lorsqu'il y a un champ d'excitation magnétique qui circule le long d'un certain parcours ?

Pour cela, je dois apprendre le théorème d'Ampère

Dans un circuit électromagnétique, le théorème d'Ampère, parfois appelé loi d'Ampère, établit une relation entre la circulation du champ d'excitation magnétique H le long d'un contour fermé de longueur L et orienté (une courbe fermée avec un sens de parcours que l'on appelle contour d'Ampère), et la somme des courants qui pénètrent la surface sur laquelle s'appuie le contour, c'est-à-dire les courants enlacés par le contour.

Ouille et oufti comme on dit à Liège, redis-le me le autrement pour que je comprenne.

En termes simples, le théorème d'Ampère relie la circulation du champ magnétique autour d'un circuit fermé, à l'intensité du courant traversant ce circuit. Plus court et plus simple, cela donne : le courant crée un champ magnétique.

Prenons un contour de longueur L selon lequel on a une circulation du champ d'excitation magnétique (qui va donner une induction magnétique et donc un flux d'induction magnétique qui va circuler le long d'un circuit ferromagnétique).

Cela tombe bien car je vais dessiner ci-dessous un circuit ferromagnétique fermé.

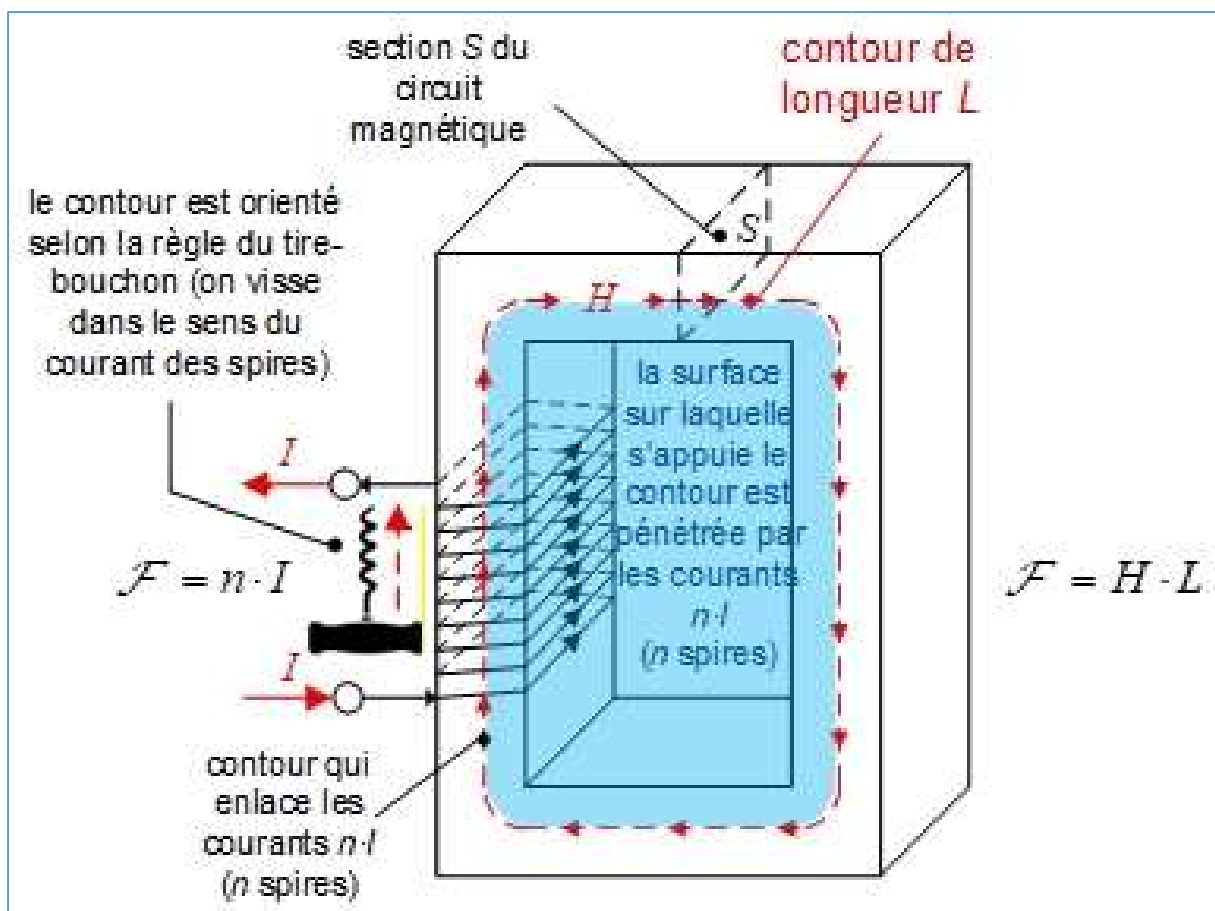


Fig. 21 : Circuit magnétique qui illustre l'énoncé du théorème d'Ampère. Graphisme : ON4HNO.

La circulation du champ d'excitation magnétique H le long du contour de longueur L correspond au produit de l'intensité de ce champ H par la longueur L du contour, c'est-à-dire le produit $H \cdot L$. Cette circulation du champ d'excitation magnétique correspond à la force magnétomotrice \mathcal{F} .

La somme des courants qui pénètrent la surface sur laquelle s'appuie le contour, c'est-à-dire les courants qui sont enlacés par le contour correspondent au produit $n \cdot I$, et ce produit correspond aussi à la force magnétomotrice \mathcal{F} en Ampères-tours.

Cela se résume comme suit (théorème d'Ampère) :

$$\begin{cases} \mathcal{F} = H \cdot L \\ \mathcal{F} = n \cdot I \end{cases} \Rightarrow \boxed{H \cdot L = n \cdot I}$$

H : champ d'excitation magnétique en Ampère par mètre

L : longueur d'une fibre moyenne du circuit magnétique en mètre

n : nombre de spires de la bobine (de l'inducteur)

I : courant qui circule dans les spires de la bobine en Ampère

Parfois, celle relation est énoncée dans l'autre sens :

$$n \cdot I = H \cdot L$$

Il est à remarquer que les unités du produit $H \cdot L$ correspondent aux unités du produit $n \cdot I$ comme décrit ci-dessous :

$$H \cdot L : \text{en } \frac{\text{Ampère}}{\text{mètre}} \cdot \text{mètre} = \text{Ampère}$$

$$n \cdot I : \text{en Ampère, Ampère-tour}$$

Il est à remarquer que ceci n'est valable que pour des circuits magnétiques qui ne sont pas saturés, j'en parlerai plus loin.

Du théorème d'Ampère à la réluctance en passant par Biot et Savart

Alors, je poursuis le raisonnement à partir du théorème d'Ampère avec ce que j'ai déjà appris avant et je mets tout cela en relation, cela donne tout le raisonnement qui suit où je vais un peu jongler avec de l'algèbre très simple en effectuant quelques substitutions.

(Voir page suivante) :

$$\boxed{H \cdot L = n \cdot I} : \text{théorème d'Ampère}$$

or :

$$B = \mu \cdot H \Leftrightarrow H = \frac{B}{\mu} \text{ relation de constitution entre } B, H \text{ avec } \mu \text{ (en zone linéaire)}$$

donc on obtient :

$$\frac{B}{\mu} \cdot L = n \cdot I$$

et de là, on retrouve que :

$$\boxed{B = \frac{\mu \cdot n \cdot I}{L}} \text{ loi de Biot et Savart : champ d'induction magnétique d'une bobine}$$

or :

$$\Phi = B \cdot S \Leftrightarrow B = \frac{\Phi}{S} \text{ flux d'induction magnétique et densité de flux d'induction magnétique}$$

et de :

$$\frac{B}{\mu} \cdot L = n \cdot I$$

on en déduit que :

$$\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\Phi}{S} \cdot L = n \cdot I$$

or :

$$\begin{cases} \mathcal{F} = n \cdot I : \text{force magnétomotrice} \\ \mathcal{F} = \mathcal{R} \cdot \Phi : \text{loi d'Hopkinson, d'où } \Phi = \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}} \end{cases}$$

et on obtient :

$$\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}} \cdot \frac{1}{S} \cdot L = \mathcal{F}$$

$$\frac{1}{\mu} \cdot \frac{1}{S} \cdot L = \mathcal{R}$$

$$\boxed{\mathcal{R} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{L}{S}} : \text{formule pratique de la réluctance}$$

d'un circuit ferromagnétique en "par Henry" (H^{-1}),

avec un matériau ferromagnétique de perméabilité μ en Henry par mètre,

avec un circuit ferromagnétique dont la fibre moyenne du contour

est de longueur L en mètre,

avec une section S en m^2 du noyau du circuit ferromagnétique.

En remplaçant $\varrho = \frac{1}{\mu}$ où ϱ est la réluctivité en mètre par Henry, on obtient :

$$\boxed{\mathcal{R} = \varrho \cdot \frac{L}{S}} : \text{réluctance exprimée en fonction de la réluctivité } \varrho \text{ à la place de la perméabilité } \mu.$$

Je remarque que les formulations de la réluctance dans les deux dernières équations ci-dessus ont une forte similitude avec la loi de Pouillet que j'examinerai plus tard lorsque je ferai l'analyse des résistances additionnelles de mon voltmètre (résistances bobinées avec du fil résistif). Ne pas confondre la réluctivité ϱ avec la résistivité ρ .

Je constate aussi que la boucle est bouclée car dans le raisonnement qui précède, je retrouve la loi de Biot et Savart avec la formulation du champ d'induction magnétique d'une bobine en fonction de la perméabilité du noyau, du nombre de spires, du courant dans la bobine, de la surface des spires (section du noyau) et de la longueur de la bobine.

En reprenant la formulation pratique de la réluctance en fonction des dimensions géométriques du circuit magnétique, je peux examiner ce qu'il se passe dans l'entrefer d'un circuit ferromagnétique. Pour cela, je vais tenir compte de l'épaisseur e de l'entrefer, de sa section S de cet entrefer et de la perméabilité du vide μ_0 .

Cela se résume comme suit (réluctance d'un entrefer) :

en partant de la formule pratique de la réluctance :

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{L}{S}$$

pour un entrefer, on a :

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{e}{S}$$

e : épaisseur de l'entrefer en mètre

S : surface en regard de part et d'autre de l'entrefer en m^2

μ_0 : perméabilité du vide $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m

Je constate que μ_0 étant plus petit que μ , la réluctance d'un entrefer est plus élevée que celle du circuit ferromagnétique.

Tout se passe dans le meilleur des mondes lorsque la relation de constitution est linéaire avec une perméabilité μ qui est constante. Pour rappel :

$B = \mu \cdot H$: relation de constitution

Il n'en n'est pas toujours ainsi dans les circuits ferromagnétiques où le matériau est saturé lorsque que le champ d'excitation magnétique (champ d'aimantation) devient trop intense. Au fur et à mesure que l'on se rapproche de la saturation, le graphe de la relation de constitution quitte une zone linéaire et commence à s'incurver. Ce graphe est appelé la courbe de première aimantation. En effet, on considère que le matériau ferromagnétique n'est pas aimanté au départ. Je verrai ce qu'il se passe par la suite lorsque l'on rediminue le champ d'excitation magnétique.

Ah, vais-je enfin savoir ce qui fait bouger l'aiguille de mon voltmètre ?

Pour cela, je dois apprendre la courbe d'aimantation et le cycle d'hystérésis

On augmente l'intensité du courant dans les spires de la bobine et donc on augmente le champ d'excitation magnétique H . Dans un premier temps B (en Tesla) est proportionnel avec H (en Ampère par mètre), il s'agit de la zone linéaire. Ensuite, dans un second temps, B n'est plus proportionnel à H , il s'agit de la zone de saturation. On dit dans ce cas que le matériau ferromagnétique est saturé.

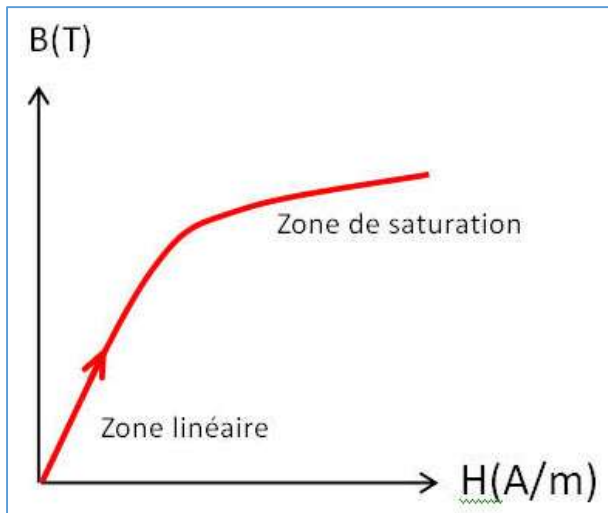


Fig. 22 : Courbe de première aimantation d'un matériaux ferromagnétique. Source : Brevet de Technicien Supérieur (BTS) en électrotechnique, Lycée français Jean Monnet de Bruxelles (Uccle), Métiers du Génie Électrique, Sciences Appliquées, Électromécanique, courbes d'aimantation.

Lorsque le matériau est proche de la saturation, ou que celui-ci est franchement saturé, si l'on rediminue l'intensité du courant dans les spires de la bobine et que l'on diminue ainsi le champ d'excitation magnétique H , alors le champ d'induction magnétique B rediminue mais la courbe ne se superpose pas avec la courbe de première aimantation.

La courbe représentant l'évolution de B en fonction de H forme donc un cycle appelé cycle d'hystérésis du matériau.

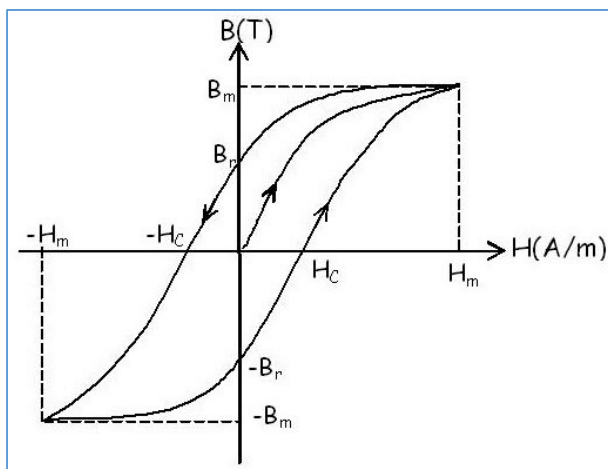


Fig. 23 : Cycle d'hystérésis d'un matériaux ferromagnétique. Source : Brevet de Technicien Supérieur (BTS) en électrotechnique, Lycée français Jean Monnet de Bruxelles (Uccle), Métiers du Génie Électrique, Sciences Appliquées, Électromécanique, courbes d'aimantation.

J'ai donc appris le cycle d'hystérésis car les phénomènes se compliquent dans un matériaux ferromagnétique lorsque celui-ci est parcouru par un champ d'induction magnétique alternatif. Lors de l'alternance positive, il y a un champ d'excitation magnétique H qui produit un champ d'induction magnétique B qui arrive à une saturation B_m à partir d'une certaine valeur du champ d'excitation H_m . Lorsque le champ d'excitation diminue jusqu'à zéro, il subsiste un champ d'induction rémanent B_r .

Pour annuler ce champ rémanent B_r , il faut un champ coercitif $-H_c$ de polarité inverse qui parvient, pour une certaine valeur, à annuler le champ rémanent. Lors de l'alternance négative, le champ d'excitation $-H$ produit à nouveau un champ d'induction $-B$ dont la polarité s'est inversée. Le champ d'induction atteint la saturation $-B_m$ pour une valeur du champ d'excitation $-H_m$. Lorsque l'alternance négative diminue jusqu'à zéro, il subsiste un champ rémanent $-B_r$ et il faudra attendre le début de l'alternance positive suivante pour que le champ coercitif H_c parvienne à annuler le champ rémanent $-B_r$. Et le cycle d'hystérésis recommence ainsi à chaque période du courant alternatif dans la bobine.

Que devient la position de l'aiguille de mon voltmètre ferromagnétique après une mesure en courant continu ? Elle ne devrait pas revenir à zéro à cause du champ rémanent. En effet, il y a des palettes en fer doux qui s'aimantent et qui se repoussent à l'intérieur de la bobine. Alors, comment comprendre ?

Pour cela, je dois apprendre les différentes formes du cycle d'hystérésis

Parmi les matériaux ferromagnétiques, il y a deux grandes familles : celle des matériaux durs et celle des matériaux doux. On entend par durs ou doux des propriétés magnétiques qui n'ont rien en commun avec la dureté d'un acier ou la douceur d'une surface lisse ; (faut-il le dire).

Pour réaliser un aimant permanent, on choisit un matériau dur dont le champ coercitif H_c est très élevé. Cela a une répercussion sur la forme de la courbe du cycle d'hystérésis qui a, dans ce cas, une apparence large. Parmi les matériaux durs, on peut citer l'alliage Alnico (Aluminium, Nickel, Cobalt et fer), parfois appelé Alcomax, les alliages au Samarium-Cobalt ou ceux au Néodymium qui font parties de ce qu'on appelle les terres rares. Les aimants constitués de tels alliages ont un champ d'induction magnétique rémanent très intense de l'ordre de 1 T et pouvant parfois atteindre des valeurs élevées de l'ordre de 1,6 T.

Pour un électroaimant, un relais ou un contacteur électromécanique, un moteur, un alternateur ou un transformateur, on choisit un matériau doux dont le champ coercitif H_c est très faible. Dans ce cas, le matériaux perd très vite son champ rémanent et perd donc très vite son aimantation. C'est ce qui est recherché dans ces applications. Cela a aussi une répercussion sur la forme de la courbe du cycle d'hystérésis qui a dans ce cas une apparence très étroite. Parmi les matériaux doux, on peut citer le fer doux ou l'acier doux à faible teneur en carbone (qui portent donc bien leurs noms) ou certains aciers à haute teneur en Silicium (tôles des transformateurs).

Dans certaines applications, on choisit un matériaux doux à haute perméabilité magnétique dont le cycle d'hystérésis est très étroit et très haut, ce qui signifie que l'on obtient des valeurs élevées de champ d'induction magnétique B pour des faibles valeurs de champ d'excitation magnétique H . On retrouve cette propriété magnétique dans l'alliage Permalloy où le champ d'induction magnétique atteint des valeurs élevées et où le champ coercitif est particulièrement faible.

Voici la comparaison des courbes de cycles d'hystérésis pour des matériaux durs et pour des matériaux doux. Dans les graphiques ci-dessous, le champ d'induction magnétique B est représenté par l'intensité de l'aimantation qui est notée M .

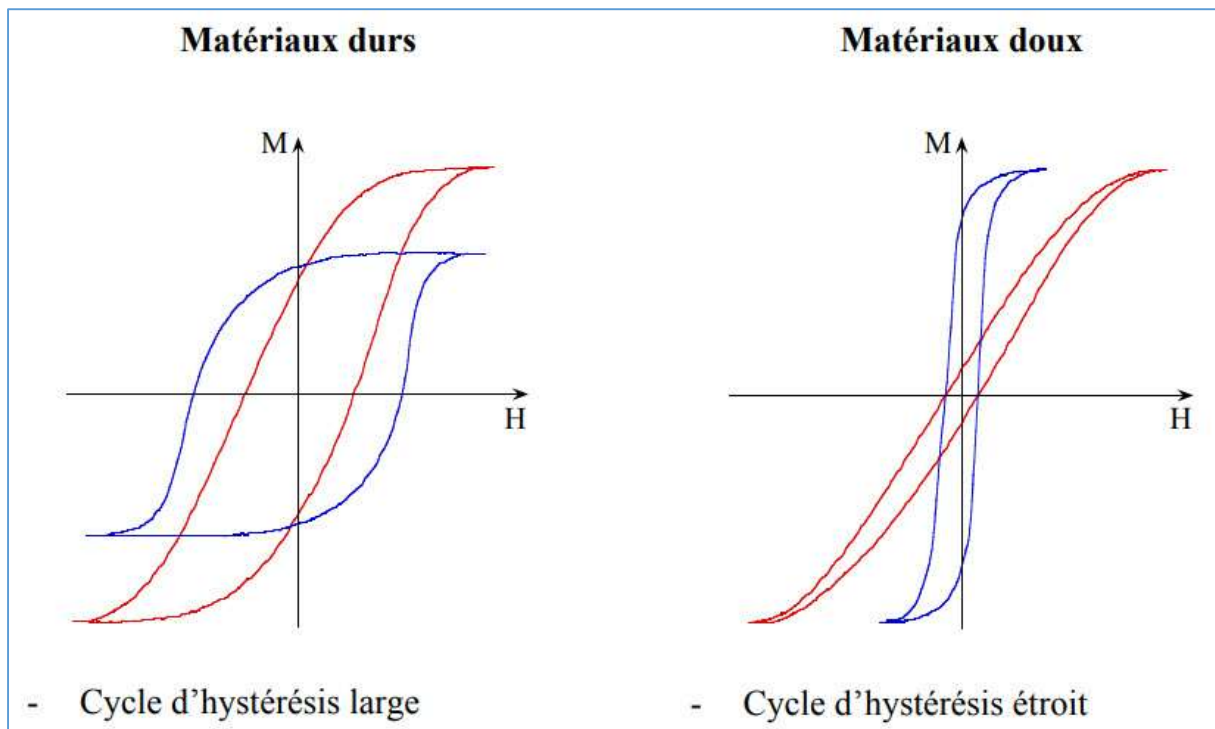


Fig. 24 : Courbes de cycles d'hystérésis pour des matériaux durs et pour des matériaux doux. Source : Université de Genève, Physique, Travaux Pratiques TPE, E8 Hystérésis et loi d'induction.

Parmi les matériaux ferromagnétiques, on peut citer les différents types de ferrites, mais cela constitue un sujet très spécifique en radiofréquence qui sort du cadre de cet article technique.

Je commence à comprendre ce qui fait bouger l'aiguille de mon voltmètre : c'est grâce à l'aimantation des palettes en fer doux à partir d'un champ d'excitation magnétique. Comme je l'avais déjà constaté, les palettes sont aimantées et forment deux dipôles magnétiques en vis-à-vis où les pôles Nord se repoussent entre eux et où les pôles Sud se repoussent entre eux.

Une question embarrassante

Après une mesure en courant continu les palettes qui avaient été aimantées perdent très vite leur aimantation car le matériau des palettes a un cycle d'hystérésis très étroit. Le champ rémanent est très vite annulé par un champ coercitif très faible. Ce faible champ coercitif provient du rapprochement forcé des palettes par le ressort de rappel du galvanomètre. Les pôles Nord se rapprochant l'un de l'autre reçoivent mutuellement un champ coercitif suffisant pour annuler le champ rémanent. Il en est de même avec les pôles Sud qui se rapprochent mutuellement. Ainsi, le rapprochement forcé des palettes par le ressort en spirale du galvanomètre provoque une démagnétisation ou désaimantation mutuelle des deux palettes en fer doux lors du retour de l'aiguille à zéro.

Cette annulation du champ rémanent des palettes en fer doux par un léger champ coercitif dû au rapprochement de celles-ci grâce au ressort du galvanomètre ferromagnétique est une hypothèse d'explication du retour à zéro de l'aiguille lorsque le courant continu est coupé dans la bobine du galvanomètre.

En continuant mes recherches, je trouve une autre hypothèse probable pour le retour à zéro de l'aiguille du galvanomètre. Il est possible que le matériau des palettes du galvanomètre ferromagnétique soit de nature paramagnétique et non pas strictement ferromagnétique.

Pour cela, je dois apprendre la typologie des matériaux magnétiques

Un matériau magnétique est composé au niveau microscopique de toute une série de petits dipôles magnétiques que l'on peut représenter par un moment magnétique.

Dans un matériau paramagnétique, les dipôles magnétiques s'orientent parallèlement aux lignes du champ d'excitation magnétique. Si l'on retire ce champ d'excitation, alors les dipôles reprennent des orientations désordonnées et l'aimantation disparaît. La courbe d'hystérésis d'un matériau paramagnétique se superpose sur elle-même lors des cycles d'aimantation-désaimantation. Tout se passe comme si le cycle d'hystérésis avait une largeur nulle. Toutefois, l'intensité du champ d'induction magnétique ou l'aimantation des matériaux paramagnétiques est relativement faible. Exemples : aluminium, tungstène, platine, lithium, magnésium.

Dans un matériau ferromagnétique, les dipôles magnétiques s'orientent aussi parallèlement aux lignes du champ d'excitation magnétique, mais si l'on retire ce champ d'excitation, alors les dipôles vont garder (en majeure partie) leur orientation, ce qui donne lieu à un champ rémanent relativement intense. Exemples : métaux ferreux et alliages à base de fer, d'où l'appellation ferromagnétique.

Dans un matériau diamagnétique, les dipôles magnétiques s'orientent parallèlement mais selon un sens opposé à celui des lignes du champ d'excitation magnétique. Ceci provoque une faible aimantation du matériau selon une polarité opposée à celle du champ d'excitation. On observe dans ce cas que la source du champ magnétique (bobine d'excitation) et le matériau diamagnétique se repoussent. Si l'on retire ce champ d'excitation, alors les dipôles reprennent leurs orientations d'origine et l'aimantation disparaît. Exemples : cuivre, argent, or, plomb, zinc, bismuth, eau.

La source d'un champ magnétique est toujours matérialisée par un dipôle avec un pôle Nord et un pôle Sud. Cette source peut être constituée d'un aimant permanent ou bien d'une bobine parcourue par un courant ou bien d'un matériau magnétique qui est aimanté par le champ d'excitation créé par la bobine. À partir de ce dipôle, on observe des lignes de champ d'induction magnétique, parfois appelées lignes de force, qui se répartissent en circuit fermé dans l'espace environnant le dipôle magnétique. Les lignes de champ sortent toutes du pôle Nord et rentrent toutes dans le pôle Sud.

Un dipôle magnétique a tendance à s'aligner sur les lignes de force d'un champ magnétique extérieur. Pour s'en convaincre, il suffit de placer toute une série de boussoles dans l'espace environnant un aimant permanent. Dans ce cas, le dipôle est matérialisé par l'aiguille aimantée de la boussole et le champ magnétique extérieur est matérialisé par l'aimant permanent.

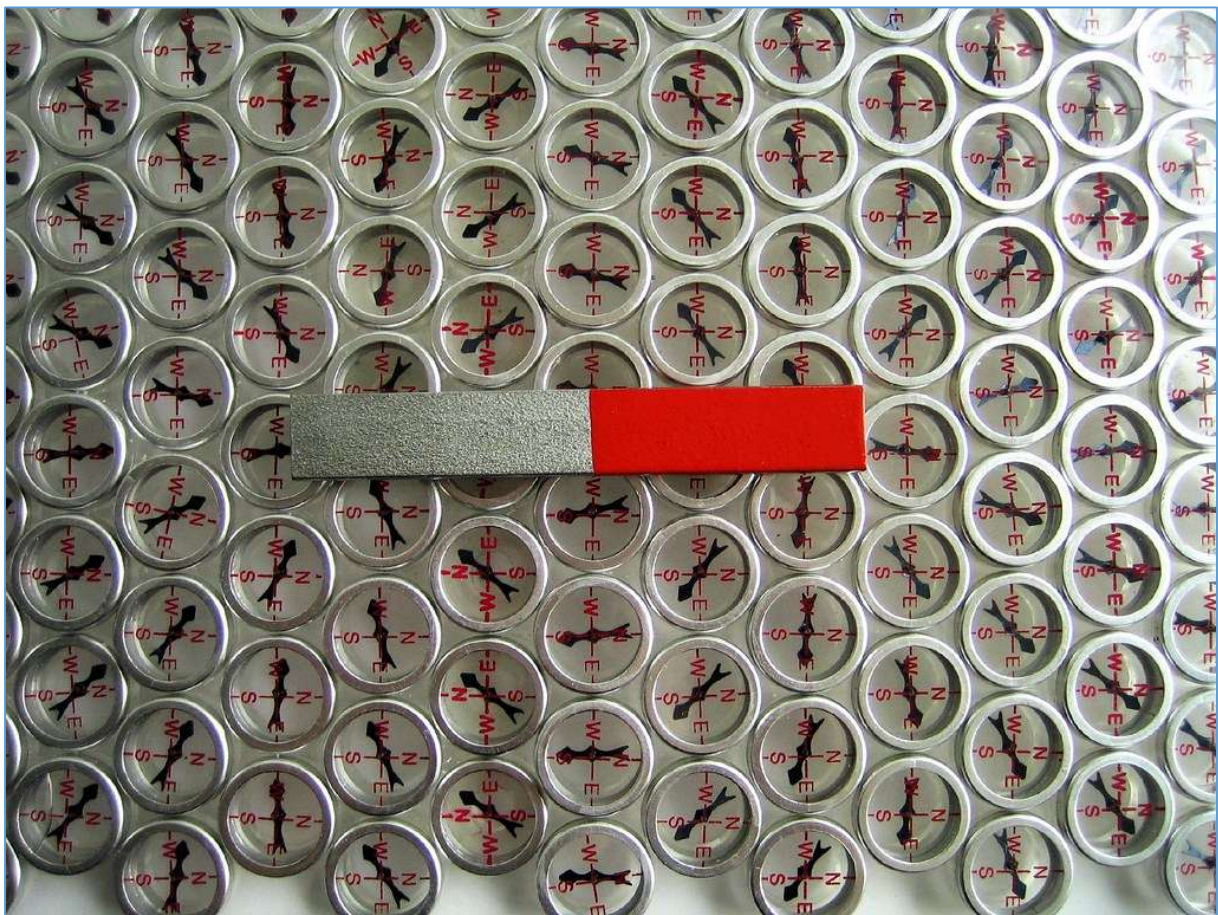


Fig. 25 : Illustration de l'orientation de dipôles magnétiques sur les lignes de force d'un champ magnétique extérieur. Source : Alloprof, www.alloprof.qc.ca, organisme sans but lucratif, siège Télé-Québec, Montréal, Québec, Canada, le magnétisme, secondaire 4, le magnétisme autour d'un aimant droit.

Le champ magnétique extérieur orientant une boussole peut provenir d'un fil rectiligne parcouru par un courant comme le montre l'expérience d'Oersted. Ce champ extérieur peut aussi provenir d'une spire ou d'une bobine de plusieurs spires parcourues par un courant.

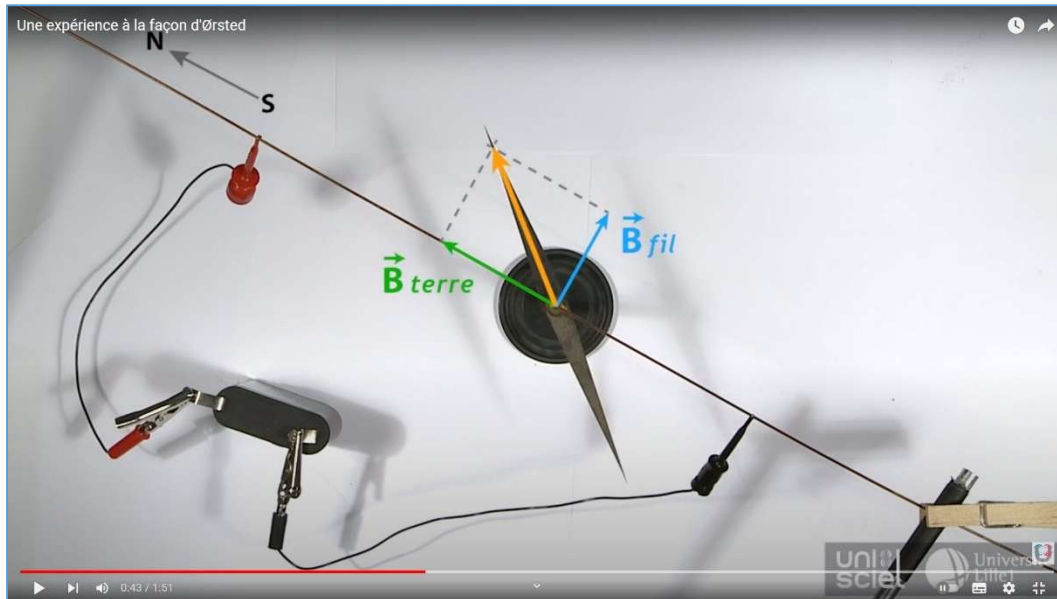


Fig. 26 : Reproduction de l'expérience d'Oersted avec une boussole déviée par le champ magnétique créé par un courant circulant dans un fil rectiligne. Source : Boussoles et Ørsted : Expériences de Physique à main levée, Magnétisme, Une expérience à la façon d'Ørsted, Unisciel Université des Sciences en Ligne, Université de Lille 1, Sciences et Technologies, SEMM Service Enseignement & Multimédia, Jean-Marie Blondeau et Bernard Bonnel, Enseignants Chercheurs, semm@univ-lille1.fr ; licence Creative Commons attribution.

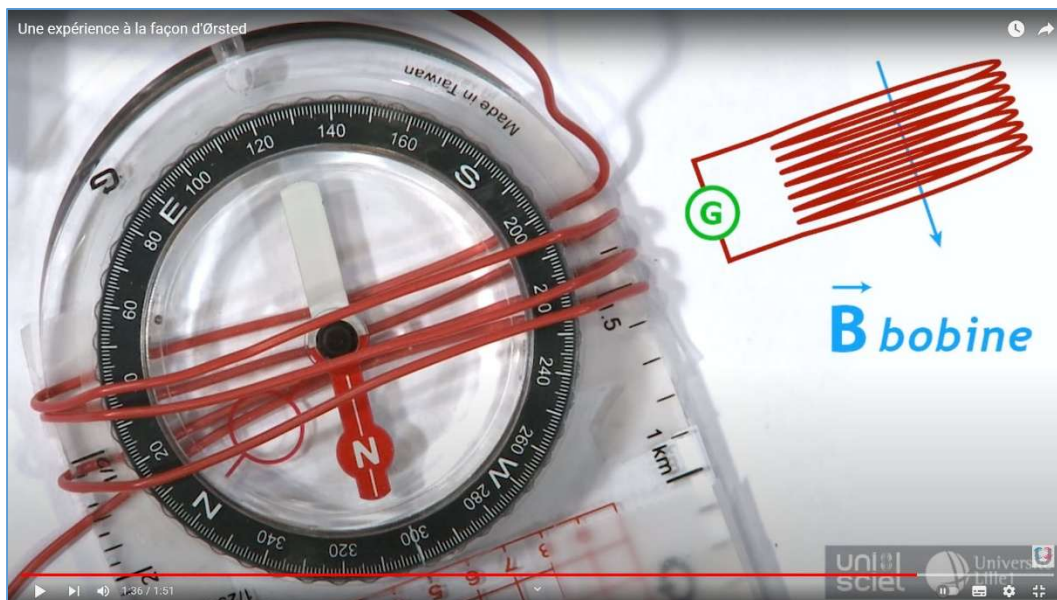


Fig. 27 : Orientation d'une boussole selon le champ magnétique créé par une bobine de quelques spires parcourues par un courant. Source : Boussoles et Ørsted : Expériences de Physique à main levée, Magnétisme, Une expérience à la façon d'Ørsted, Unisciel Université des Sciences en Ligne, Université de Lille 1, Sciences et Technologies, SEMM Service Enseignement & Multimédia, Jean-Marie Blondeau et Bernard Bonnel, Enseignants Chercheurs, semm@univ-lille1.fr ; licence Creative Commons attribution.

Pour comprendre cela, je dois apprendre la notion de moment magnétique

Un dipôle magnétique peut donc être représenté par un vecteur moment magnétique $\vec{\mu}$, parfois appelé moment dipolaire magnétique. Ce moment magnétique, étant une grandeur vectorielle, est caractérisé par une direction, un sens, un point d'application et une intensité. L'intensité d'un vecteur est parfois appelée magnitude ou grandeur ou longueur dans une représentation graphique du vecteur. En mathématique, l'intensité d'un vecteur est appelée la norme du vecteur.

Attention !

Ne pas confondre le moment magnétique $\vec{\mu}$ avec la perméabilité magnétique μ .

La manière la plus simple de se représenter le moment d'un dipôle magnétique est une boucle de courant, c'est-à-dire un courant électrique circulaire, en d'autres mots qui circule dans une spire en forme de cerceau. Le courant I circule dans la boucle de courant selon un sens donné. La boucle de courant délimite une surface S en forme de disque. Comme le courant a un sens déterminé, on considère que la surface est orientée selon une direction normale à celle-ci. Le sens d'orientation de la surface est déterminé par la règle du tire-bouchon. On visse le tire-bouchon dans le sens du courant et il en résulte un sens d'avancement du tire-bouchon. Le point d'application du vecteur moment magnétique se situe au centre de la boucle de courant.

L'intensité μ (norme) du vecteur moment magnétique $\vec{\mu}$ est directement proportionnelle au courant I qui circule dans le conducteur d'une spire circulaire et est directement proportionnelle à la surface S délimitée par cette spire. Dans le cas d'une bobine, le moment magnétique est aussi directement proportionnel au nombre de spires n .

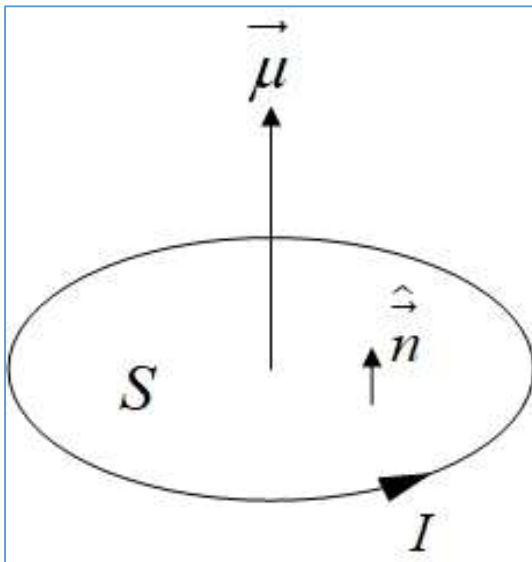


Fig. 28 : Moment magnétique $\vec{\mu}$ d'une boucle de courant I et d'une surface S orientée par le vecteur unitaire \hat{n} qui se situe sur une droite qui est normale par rapport au plan de la surface de la boucle. Graphisme : ON4HNO.

Cela se résume comme suit (moment magnétique d'une boucle de courant) :

$\vec{\mu} = I \cdot \vec{S}$ vecteur moment magnétique d'une boucle de courant

$\mu = I \cdot S$ moment magnétique d'une spire parcourue par un courant

$\mu = n \cdot I \cdot S$ moment magnétique d'une bobine de n spires parcourues par un courant

μ : moment dipolaire magnétique en Ampère fois m² ou en Newton fois mètre par Tesla

n : nombre de spires

I : courant circulant dans la ou les spire(s) en Ampères

S : surface délimitée par une spire en mètre carré

Un dipôle magnétique s'oriente donc sur les lignes de force d'un champ d'induction magnétique extérieur.

Pour cela, je dois apprendre ce qu'est un moment de force magnétique

Le moment magnétique $\vec{\mu}$ subit un moment de force $\vec{\tau}$ (lettre grecque tau minuscule) qui explique l'orientation d'une boussole placée dans un champ d'induction magnétique \vec{B} . Le moment de force $\vec{\tau}$ est une grandeur vectorielle dont la direction est orthogonale au vecteur du moment magnétique $\vec{\mu}$ et est orthogonale à la direction du champ d'induction magnétique \vec{B} . L'intensité du moment de force τ est proportionnelle à celle du moment magnétique μ , est proportionnelle au champ d'induction magnétique B , et est proportionnelle au sinus de l'angle formé entre les deux vecteurs $\vec{\mu}$ et \vec{B} . L'angle entre ces deux vecteurs est noté $\widehat{(\vec{\mu}, \vec{B})}$.

Cela se résume comme suit (moment de force magnétique) :

$$\tau = \mu \cdot B \cdot \sin\left(\widehat{(\vec{\mu}, \vec{B})}\right)$$

τ : moment de force magnétique en Newton fois mètre

μ : moment dipolaire magnétique en Ampère fois m² ou en Newton fois mètre par Tesla

B : en Tesla

On remarque que lorsque le moment magnétique est perpendiculaire (orthogonal) aux lignes de force du champ d'induction magnétique, alors le moment de force magnétique est maximum. Le sinus de 90 ° = 1. Lorsque l'aiguille d'une boussole tend à s'aligner sur les lignes du champ d'induction magnétique, l'angle diminue entre le moment magnétique de l'aiguille de la boussole et les lignes du champ d'induction magnétique pour arriver à un minimum. Le sinus de 0 ° = 0.

Dans l'expérience d'Oersted, il y a une position d'équilibre de l'aiguille de la boussole qui est le résultat d'une composition de moments de forces : celui exercé par le champ magnétique terrestre et celui exercé par le champ magnétique créé par le courant circulant dans le fil ou dans une bobine de quelques spires.

Je reviens à présent sur l'aimantation que je vais mieux comprendre grâce à ce que je viens d'apprendre ci-dessus.

Dans le langage courant, l'aimantation d'un objet, par exemple l'aimantation d'un barreau en fer doux, c'est le fait qu'il soit aimanté, c'est-à-dire que le barreau en fer doux se comporte lui-même comme un véritable aimant. L'aimantation est aussi le processus par lequel le barreau de fer doux devient un aimant.

Dans un matériau magnétique, l'aimantation oriente des dipôles magnétiques microscopiques dans le même sens. On peut tout aussi bien dire que les moments magnétiques sont orientés dans le même sens, et on peut encore dire que ces moments magnétiques proviennent de courants circulaires microscopiques dans un ensemble de boucles de courants dont les surfaces orientées sont toutes dirigées dans le même sens.

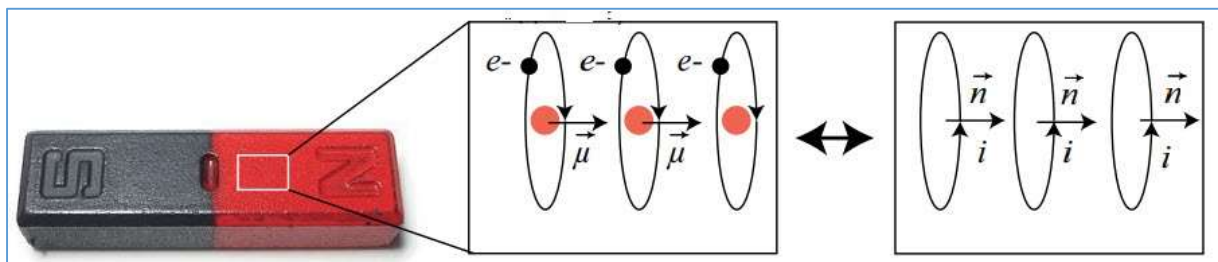


Fig. 29 : Illustration microscopique et macroscopique de l'aimantation vue comme un ensemble de moment magnétique orientés dans le même sens ou un ensemble de boucles de courant dont les surface sont orientées dans le même sens. Source : http://mp2carnot.free.fr/cours/E05_DipoleMag.pdf.

Pour cela, je dois apprendre la signification physique de l'aimantation

En faisant la somme de tous les moments magnétiques microscopiques, on arrive, à l'échelle macroscopique, à une grandeur vectorielle que l'on appelle aimantation \vec{M} dont on peut caractériser une direction, un sens, un point d'application et une intensité. L'intensité de l'aimantation M est exprimée en Ampère par mètre.

Par définition, l'aimantation \vec{M} est la densité volumique de moment magnétique, c'est-à-dire le rapport entre un moment magnétique élémentaire $d\vec{\mu}$ et un volume élémentaire $d\vec{V}$.

Cela se résume comme suit (vecteur aimantation) :

$$\vec{M} = \frac{d\vec{\mu}}{d\vec{V}}$$

\vec{M} : vecteur aimantation dont l'intensité est en Ampère par mètre

$d\vec{\mu}$: moment magnétique élémentaire dont l'intensité est en Ampère fois m^2

$d\vec{V}$: volume élémentaire en m^3

On remarque que l'aimantation est équivalente à un courant par unité de longueur, en A/m, et que l'aimantation M a les mêmes unités que le champ d'excitation magnétique, aussi appelé champ d'aimantation H , en A/m.

Que se passe-t-il lorsque j'ai un champ d'excitation magnétique créé par un courant qui circule dans la bobine de mon galvanomètre ferromagnétique et que j'ai des palettes en fer doux qui sont aimantées ?

Pour cela je dois apprendre la relation du champ d'induction magnétique total à l'intérieur d'un matériau

Ah, je sens que je commence à approcher du but pour savoir ce qui fait bouger l'aiguille du galvanomètre.

J'ai appris que les phénomènes électromagnétiques dans les milieux matériels (matériaux) sont caractérisés par deux vecteurs :

1. Le vecteur du champ d'excitation magnétique (champ d'aimantation) \vec{H} ;
2. Le vecteur du champ d'induction magnétique \vec{B} .

Je dois ajouter à cela le vecteur aimantation \vec{M} .

Ainsi, j'arrive à une relation qui exprime le champ d'induction magnétique total à l'intérieur du matériau.

Cela se résume comme suit : (champ d'induction magnétique total à l'intérieur d'un matériau) :

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot (\vec{H} + \vec{M}) : \text{champ d'induction magnétique total dans un matériau}$$

dont les intensités (normes) des vecteurs sont :

B : champ d'induction magnétique total dans un matériau en Tesla

μ_0 : perméabilité du vide = $4\pi \cdot 10^{-7}$ Henry par mètre

H : champ d'excitation magnétique appliqué ou champ magnétique extérieur

par ex., le champ d'excitation magnétique amené par la bobine parcourue par un courant c'est-à-dire le champ magnétique qu'il y a en l'absence de matériau

H en Ampère par mètre

M : intensité de l'aimantation, c'est-à-dire la réponse magnétique du matériau

lorsque celui-ci est mis en présence du champ d'aimantation H

M en Ampère par mètre

Comme le matériau magnétique peut être soit diamagnétique, soit paramagnétique, soit ferromagnétique, je dois trouver un paramètre qui exprime l'aptitude du matériaux à être aimanté un peu, beaucoup, passionnément, à la folie ou peut-être pas du tout comme je l'aurais deviné.

Dans le cas des matériaux ferromagnétiques, pour que les choses se passent bien et qu'elles soient faciles à apprendre, je dois veiller à ce que le matériau ferromagnétique soit loin de sa saturation (voir la notion de zone linéaire de la courbe de première aimantation et le cycle d'hystérésis qui compliquent un peu les choses).

Pour cela, je dois apprendre la notion de la susceptibilité magnétique

La susceptibilité magnétique est une propriété d'un matériau qui caractérise son aptitude ou sa faculté à s'aimanter sous l'effet d'un champ d'excitation magnétique. En d'autres mots, la susceptibilité magnétique exprime la réponse d'un milieu matériel à un champ magnétique extérieur.

La susceptibilité magnétique est notée par le symbole χ_m (lettre grecque chi minuscule) et n'a pas d'unité de mesure (grandeur sans dimension).

De cette définition ci-dessus, je peux en déduire que la susceptibilité magnétique χ_m est le rapport entre l'intensité de l'aimantation M et l'intensité du champ d'excitation magnétique H (champ d'aimantation). D'une autre manière, je peux dire que l'aimantation M est proportionnelle à la susceptibilité magnétique χ_m et est proportionnelle à l'intensité du champ d'excitation magnétique H .

Cela se résume comme suit (aimantation en fonction de la susceptibilité magnétique) :

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

M : intensité de l'aimantation en Ampère par mètre

χ_m : susceptibilité magnétique (grandeur sans dimension)

H : intensité du champ d'excitation magnétique en Ampère par mètre

De la susceptibilité magnétique à la perméabilité magnétique

En poursuivant le raisonnement et en jonglant un tout petit peu avec deux équations, je peux encore découvrir et apprendre certaines choses.

En repartant de la relation du champ d'induction magnétique total dans un matériau et en l'associant à l'aimantation en fonction de la susceptibilité magnétique, je peux en déduire ce qui suit :

$$\begin{cases} \vec{B} = \mu_0 \cdot (\vec{H} + \vec{M}) \\ \vec{M} = \chi_m \cdot \vec{H} \end{cases} \Rightarrow \vec{B} = \mu_0 \cdot (\vec{H} + \chi_m \cdot \vec{H})$$

en mettant \vec{H} en évidence, on a :

$$\boxed{\vec{B} = \mu_0 \cdot (1 + \chi_m) \cdot \vec{H}}$$

en posant :

$\mu_r = 1 + \chi_m$: μ_r = perméabilité relative

on obtient :

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H}$$

et en posant :

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$: μ = perméabilité absolue

on trouve que :

$$\boxed{\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}} : \text{relation de constitution de } B \text{ et } H \text{ avec } \mu$$

Les différentes valeurs de la susceptibilité magnétique et leurs répercussions sur les propriétés des matériaux magnétiques

En observant la relation du champ d'induction magnétique total dans le matériau où je fais intervenir la susceptibilité magnétique, je peux examiner quatre cas de figures qui vont m'aider à mieux comprendre la typologie des matériaux magnétiques.

1. Susceptibilité magnétique nulle :

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot (1 + \chi_m) \cdot \vec{H}$$

$$\text{Si } \boxed{\chi_m = 0} \text{ alors } \vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H}$$

Dans ce cas où $\chi_m = 0$, le matériau n'a aucune faculté à s'aimanter et force est de constater qu'il s'agit du vide (ou de l'air sec).

2. Susceptibilité magnétique négative :

Si $\boxed{\chi_m < 0}$, alors le matériau est diamagnétique et il y a un effet de « distorsion » du champ d'induction magnétique.

L'action du champ d'excitation magnétique va faire subir une force aux dipôles magnétiques microscopiques qui va perturber leurs mouvements. Cet effet est équivalent à un courant induit. Ce phénomène est évoqué dans la loi de Lenz-Faraday qui décrit des effets qui s'opposent à leur causes qui les a créés ou qui leur a donné naissance.

Ainsi, le moment magnétique associé aux boucles de courant est orienté en sens opposé à celui du champ magnétique appliqué et le matériau a acquis une aimantation opposée au champ d'excitation magnétique. Le matériau est repoussé et est déplacé vers des régions de l'espace environnant celui-ci où le champ d'excitation magnétique est de plus faible intensité.

Il est à remarquer que, lorsque la susceptibilité vaut -1, alors le diamagnétisme du matériau est dit « parfait » et celui-ci devient supraconducteur. Tout se passe comme si l'on obtenait un champ d'induction magnétique total dans le matériau d'une intensité énorme pour un champ d'excitation qui est ramené à une valeur nulle. Cette propriété de supraconductivité n'est obtenue qu'à de très basses températures, de l'ordre de quelques Kelvins. Ce phénomène, appelé effet Meißner-Ochsenfeld, fait référence à l'exclusion totale de tout champ magnétique de l'intérieur d'un supraconducteur quand il est porté à une température inférieure à sa température critique (température maximale de changement de phase dans des conditions de fortes pressions, par exemple entre phase solide et phase liquide ou entre phase liquide et phase gazeuse).

3. Susceptibilité magnétique positive faible :

Si $\chi_m > 0$, alors le matériau est paramagnétique et il y a un effet d'orientation des moments magnétiques.

La présence d'un champ d'excitation magnétique extérieur, et seulement tant que ce champ d'excitation est présent, celui-ci produit un moment de force (couple de forces) qui tend à aligner les moments magnétiques du matériau selon la même direction et le même sens que les lignes de force du champ d'excitation. Ceci a pour effet de produire une aimantation additionnelle de même sens que le champ d'excitation magnétique. Lorsque le champ d'excitation disparaît, l'aimantation disparaît elle aussi.

4. Susceptibilité magnétique positive forte :

Si $\chi_m \gg 0$, alors le matériau est ferromagnétique et les choses se compliquent.

Dans le cas d'un matériau ferromagnétique, la susceptibilité magnétique dépend de la valeur de l'intensité du champ d'excitation magnétique lui-même, on dit, dans ce cas que χ_m est une fonction de H .

Comme déjà évoqué lors de la description du cycle d'hystérésis des matériaux ferromagnétiques, ceux-ci peuvent acquérir une aimantation importante avec un champ d'excitation d'une intensité donnée. Ces matériaux conservent cette aimantation même après la disparition du champ d'excitation (aimants permanents).

Dans ce cas, l'aimantation dépend des valeurs antérieures selon le phénomène d'hystérésis. Lors de l'aimantation, les moments magnétiques du matériau s'orientent parallèlement entre eux sous l'effet de leurs interactions mutuelles à l'intérieur de domaines dans la structure des grains de matière du matériau (domaines de Weiss délimités par des parois de Bloch).

Lorsque la température augmente, l'agitation thermique augmente et elle crée un certain désordre dans les alignements des moments magnétiques du matériau.

Pour comprendre cela, je dois apprendre la notion de la température de Curie

Lorsque la température atteint ce qu'on appelle la température de Curie T_c du matériaux ferromagnétique, l'aimantation (le champ rémanent) disparaît spontanément en l'absence de champ d'excitation et le matériaux devient paramagnétique.

Lorsque la température du matériau revient à la température ambiante (inférieure à la température de Curie), le matériau qui avait perdu son aimantation ne la retrouve pas en l'absence de champ d'excitation. Le matériau se retrouve ainsi dans les conditions de première aimantation si un champ d'excitation lui est à nouveau appliqué dans des conditions de température ambiante.

Lorsque la température du matériau revient à la température ambiante (inférieure à la température de Curie), le matériau qui était devenu paramagnétique retrouve ses propriétés ferromagnétiques.

Il est à remarquer que les aimants permanents qui ont des valeurs particulièrement élevées de champ rémanent ne supportent pas bien les hautes températures, en particulier si celles-ci atteignent rapidement la température de Curie. Dans ces conditions, ils perdent toute leur aimantation.

Ceci peut être le cas dans des haut-parleurs dont le circuit magnétique est constitué d'un aimant permanent en alliage au Néodymium. Ce type d'alliage est particulièrement sensible aux élévations de température. Dans le cas où le moteur magnétique du haut-parleur est utilisé de manière prolongée au-delà de ses limites de puissance maximale acceptable, l'échauffement de l'aimant est tel que l'aimantation risque de s'atténuer fortement ou même disparaître complètement et définitivement après une élévation de température excessive au-delà de la température de Curie. Autant savoir.

Le changement de propriété magnétique d'un matériau à la température de Curie est utilisé en pratique dans les fers à souder du type « Magnastat » pour une régulation en température basée sur le principe « on – off ».

En reprenant le fil du raisonnement, voici en résumé les dernières notions que j'ai pu apprendre.

Il y a un phénomène d'aimantation M qui se produit dans un matériau magnétique lorsque celui-ci se trouve dans un champ d'excitation H . La susceptibilité χ_m , et donc la perméabilité μ caractérise les propriétés magnétiques des matériaux selon différents types. Le champ d'induction magnétique total B est le résultat combiné du champ d'excitation H et de l'aimantation M . Lors de l'aimantation, un moment de force $\vec{\tau}$ est appliqué au moment magnétique $\vec{\mu}$ des particules de la matière qui constitue le matériau, ce qui a pour effet d'orienter tous les moments magnétiques dans la même direction. Le moment magnétique est assimilé à une boucle de courant. Dans un matériau aimanté, il y a des courants circulaires microscopiques.

Or je me souviens avoir appris dans les cours pour la licence de base que le courant est un déplacement ordonné d'électrons, c'est-à-dire des charges électriques qui sont en mouvement.

Et je ne vois toujours pas ce qui fait bouger l'aiguille de mon galvanomètre ferromagnétique. Il en faut de la patience.

Mais où sont donc les forces qui font que les palettes se repoussent dans la bobine du galvanomètre ferromagnétique ? Tout compte fait, qu'est-ce qui explique que deux aimants s'attirent ou bien se repoussent ?

Pour cela, je dois apprendre les forces de Lorentz et les forces de Laplace

Forces de Lorentz

Lorsqu'une charge électrique en mouvement se situe dans un champ électromagnétique, la charge subit une force. On peut distinguer deux contributions à cette force :

1. La force électrique qui est proportionnelle à la quantité de charge électrique q et est proportionnelle à l'intensité du champ électrique \vec{E} ;
2. La force magnétique qui est proportionnelle à la quantité de charge électrique q , est proportionnelle à la vitesse de la charge, est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique \vec{B} et proportionnelle au sinus de l'angle θ qui existe entre la direction de la vitesse et la direction du champ magnétique.

Cela se résume comme suit (forces de Lorentz) :

$$F = q(E + v \cdot B \cdot \sin \theta) : \text{forces de Lorentz}$$

F : force électromagnétique en Newton

$$F_{\text{élec}} = q \cdot E : \text{force électrique en Newton}$$

$$F_{\text{magn}} = q \cdot v \cdot B \cdot \sin \theta : \text{force magnétique en Newton}$$

q : charge électrique en Coulomb

E : intensité du champ électrique dans lequel se trouve la charge q

E en Volt par mètre

v : vitesse de la charge q en mouvement, v en mètre par seconde

B : intensité du champ d'induction magnétique dans lequel se trouve la charge q

B en Tesla

θ : angle entre la direction de \vec{v} et la direction de \vec{B}

\vec{F}_{magn} est orthogonal à \vec{v}

\vec{F}_{magn} est orthogonal à \vec{B}

On remarque que ces forces de Lorentz sont à l'origine de la déflexion du faisceau d'électrons dans un tube cathodique d'oscilloscope ou celui d'une télévision à tube cathodique (pas celles à écran plat LCD).

On remarque aussi que s'il n'y a qu'un champ magnétique sans la présence d'un champ électrique, les forces de Lorentz se résument à la seule force magnétique.

On remarque enfin que si la charge n'est pas en mouvement, il n'y a pas de force magnétique.

Certaines règles mnémotechniques permettent de déterminer le sens de la force, à chacun sa méthode préférée.

Les charges qui sont en mouvement se trouvent dans les courants circulaires microscopiques des palettes aimantées du galvanomètre ferromagnétique. Dans ce galvanomètre, il n'y a pas de champ électrique, mais il y a bel et bien un champ d'induction électromagnétique qui provient de la bobine du galvanomètre. Il y a aussi un champ magnétique d'une palette aimantée qui agit sur les courants circulaires microscopiques de l'autre palette aimantée, et vice-versa. Les courants circulaires microscopiques forment des boucles de courant, comme s'il s'agissait d'un conducteur parcouru par un courant.

Forces de Laplace

Comme évoqué ci-dessus, un champ magnétique B exerce une force F sur un conducteur parcouru par un courant I . Cette force magnétique F est proportionnelle à l'intensité du champ d'induction magnétique B , est proportionnelle à l'intensité du courant I et est proportionnelle à la longueur L du conducteur situé dans le champ magnétique B .

Le raisonnement ci-dessous permet d'introduire la longueur du conducteur dans le calcul de la force.

Cela se résume comme suit (de la force de Lorentz, on arrive à la force de Laplace) :

$$F_{\text{magn}} = q \cdot v \cdot B \cdot \sin \theta : \text{force magnétique de Lorentz en Newton}$$

or, la vitesse est une longueur de déplacement L en mètre par unité de temps t en seconde :

$$v = \frac{L}{t}$$

d'où :

$$q \cdot v = \frac{q \cdot L}{t}$$

or, le courant électrique est une quantité de charge par unité de temps

$$I = \frac{q}{t}$$

d'où :

$$q \cdot v = I \cdot L$$

et donc :

$$\boxed{F_{\text{magn}} = B \cdot I \cdot L \cdot \sin \theta} : \text{force magnétique de Laplace en Newton}$$

B : intensité du champ d'induction magnétique dans lequel se trouve le conducteur

B en Tesla

I : courant dans le conducteur en Ampère

L : longueur du conducteur en mètre situé dans le champ B

θ : angle entre la direction de \vec{I} et la direction de \vec{B}

\vec{F}_{magn} est orthogonal à \vec{I}

\vec{F}_{magn} est orthogonal à \vec{B}

Si je résume tout cela, voici ce que je retiens.

Le courant de la bobine du galvanomètre ferromagnétique crée un champ magnétique qui donne une aimantation à deux palettes de fer doux. Dans ces palettes les dipôles magnétiques s'orientent, c'est-à-dire que les moments magnétiques s'orientent. L'orientation des moments magnétiques créent un champ magnétique d'aimantation dans une palette qui agit sur des courants circulaires microscopiques dans l'autre palette et vice-versa. Un conducteur parcouru par un courant subit une force lorsque celui-ci se situe dans un champ magnétique (force de Laplace). Ce sont tous ces effets combinés qui font bouger l'aiguille de mon galvanomètre.

Je remarque aussi qu'un courant dans un premier conducteur crée un champ magnétique (théorème d'Ampère) et que ce champ magnétique exerce une force (force de Laplace) sur un second conducteur placé dans le champ magnétique créé par le premier conducteur. Ainsi, un courant exerce une force sur un autre courant par l'intermédiaire du champ magnétique. Vu autrement, un champ magnétique exerce une force sur un autre champ magnétique par l'intermédiaire des boucles de courant microscopiques qui existent dans un matériau magnétique aimanté. C'est la raison pour laquelle deux aimants s'attirent ou bien se repoussent.

C'est bel et bien cela qui fait bouger l'aiguille de mon galvanomètre. Ah, enfin, j'ai compris.

Comparaison avec un galvanomètre magnétoélectrique

Dans un galvanomètre magnétoélectrique basé sur le mécanisme d'Arsonval, il y a un cadre mobile en fin fil conducteur qui pivote dans l'entrefer d'un puissant aimant permanent. La tension ou le courant à mesurer parcourt le fil conducteur du cadre mobile. Comme les conducteurs du cadre mobile se situent dans un champ d'induction magnétique, le cadre subit un couple de forces. Ces forces sont directement issues de la force de Laplace.

Pour rappel : $F_{\text{magn}} = B \cdot I \cdot L \cdot \sin \theta$

Comme il y a plusieurs spires, c'est-à-dire n spires bobinées sur le cadre mobile, il faut tenir compte de n fois la longueur du cadre mobile pour calculer la force de Laplace.

$$F_{\text{magn}} = B \cdot I \cdot (n \cdot L) \cdot \sin \theta$$

Il faut enfin tenir compte d'un couple de forces qui agissent sur deux côtés du cadre mobile.

Poursuite de l'analyse électrique du voltmètre

Mes premiers pas dans l'électromagnétisme m'ont permis d'apprendre toute une série de concepts bien utiles et qui me servent à présent de base de connaissance pour aborder d'autres projets dans le futur.

Il est temps maintenant de revenir à la partie électrique de mon voltmètre et de poursuivre le raisonnement que j'ai commencé au début de cet article technique.

Résistance et réactance

Dans la bobine du galvanomètre ferromagnétique, en courant continu, ce qui limite l'intensité du courant, c'est uniquement la valeur ohmique du fil de cette bobine. En courant alternatif, ce qui limite la valeur du courant, c'est non seulement la résistance ohmique du fil de la bobine, mais aussi la réactance de celle-ci pour une fréquence donnée, en général 50 Hz pour le secteur de distribution d'énergie électrique.

La réactance d'une bobine X_L est proportionnelle à la fréquence f avec un facteur 2π et proportionnelle au coefficient de self-induction L .

Cela se résume comme suit (réactance inductive) :

$$X_L = 2\pi fL$$

X_L : réactance inductive en Ohm

f : fréquence en Hertz

L : coefficient de self-induction en Henry

Le coefficient de self-induction L d'une bobine est proportionnel à la perméabilité du milieu magnétique μ , est proportionnel au carré du nombre de spires n , est proportionnel à la surface d'une spire S (spire moyenne) et est inversement proportionnel à la longueur l de la bobine. Il est à remarquer que la surface d'une spire est proportionnelle au carré de son diamètre.

J'avais déjà appris cela dans mes cours Harec.

Cela se résume comme suit (coefficient de self-induction d'une bobine) :

$$L = \mu \cdot \frac{n^2 \cdot S}{l}$$

L : coefficient de self-induction de la bobine en Henry

μ : perméabilité ($\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$)

avec $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m : perméabilité du vide en Henry par mètre

avec μ_r : perméabilité relative du matériau ferromagnétique

n : nombre de spires

S : surface d'une spire moyenne en mètre carré

l : longueur de la bobine en mètre

Poursuivons le raisonnement

La bobine du galvanomètre ferromagnétique peut se modéliser comme un circuit RL série. En courant continu, la bobine se comporte comme une résistance pure que j'ai déjà pu mesurer à une valeur de 5 kΩ. En courant alternatif, l'impédance d'un circuit RL série se calcule avec la racine carrée de la somme de la résistance au carré et de la réactance inductive au carré.

Cela se résume comme suit (impédance d'un circuit RL série) :

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} : \text{impédance d'un circuit RL série}$$

Or le cadran du voltmètre n'a qu'une seule et même échelle graduée qui permet une mesure aussi bien en courant continu qu'en courant alternatif. Il faut donc que la valeur de la réactance inductive de la bobine soit négligeable par rapport à la valeur de la résistance ohmique de celle-ci. Comme indiqué au dos de l'appareil, le voltmètre est étalonné pour des mesures en courant alternatif et, lorsqu'on effectue des mesures en courant continu, on doit tenir compte des corrections indiquées dans un tableau qui est reproduit ci-dessous.

Messbereich 150 Volt		Messbereich 300 Volt		Messbereich 600 Volt	
Gleich- strom- wert	Teil- strich	Gleich- strom- wert	Teil- strich	Gleich- strom- wert	Teil- strich
25	25	50	50	100	100
50	50	100	100	200	200
65	65.2	110	110.2	220	220.2
75	75.3	150	150.3	300	300.3
100	101.0	200	201.0	400	401.0
110	111.1	220	221.1	440	441.1
125	126.3	250	251.3	500	501.3
150	151.5	300	301.5	600	601.5

Fig. 30 : Tableau de correction de mesure à appliquer lors de mesures en courant continu. Photo : ON4HNO.

Pour une mesure en courant continu, je constate que l'erreur est en moyenne de l'ordre de 1 %. Je constate aussi qu'une mesure en courant continu donne une lecture par excès. Cela me semble logique car la valeur de la résistance ohmique de la bobine du galvanomètre ferromagnétique est plus petite que son impédance. Ainsi, pour une tension continue donnée, le courant sera légèrement plus grand pour une tension continue donnée que celui qui est issu d'une tension alternative donnée, ce qui fait donc dévier l'aiguille à une valeur par excès lors d'une mesure en courant continu.

J'en conclus, à ce stade de mes explorations, que la valeur de la réactance de la bobine doit être négligeable vis-à-vis de la résistance ohmique de celle-ci.

Un dilemme inattendu

Me voici devant un dilemme : la bobine du galvanomètre doit avoir d'une part le plus possible de spires pour obtenir des Ampères-tours (force électromagnétique) avec un courant le plus faible possible (voltmètre) et d'autre part, la bobine doit avoir une réactance la plus faible possible, c'est-à-dire d'un coefficient de self-induction le plus faible possible, et donc d'un nombre de spires le plus petit possible.

Aha ! On ne peut pas vouloir quelque chose et son contraire. Alors comment faire ?

Continuons encore le raisonnement

Je ne peux pas échapper à un nombre de spires minimum nécessaires pour obtenir une force électromagnétique de façon à vaincre la force de rappel du ressort en spirale et donc pour faire bouger l'aiguille. Je suppose à ce stade que le ressort est le plus fin possible sans qu'il ne devienne d'une fragilité prohibitive et inacceptable pour l'appareil de mesure.

Soit un nombre de spires donné ; ce qui affaiblit le coefficient de self-induction de la bobine, c'est la quasi-absence de matériaux ferromagnétiques dans son noyau, mis à part les deux maigres palettes en fer doux du galvanomètre ferromagnétique. Ensuite, l'appareil est prévu pour des mesures en courant alternatif à des très basses fréquences, comme indiqué au dos de l'appareil, entre 15 Hz et 75 Hz. Ainsi, la faible valeur de la fréquence affaiblit la réactance de la bobine pour un coefficient de self-induction donné.

Comme la réactance de la bobine ne peut être affaiblie infiniment car il me faut au moins un minimum de spires pour obtenir les Ampères-tours nécessaires à la force électromagnétique, ce que je peux imaginer, c'est que la résistance ohmique soit de loin supérieure à la valeur de la réactance. Ainsi, en augmentant le rapport entre la résistance et la réactance, je diminue d'autant la différence entre l'impédance et la résistance. Par voie de conséquence, je diminue ainsi la différence entre une mesure en courant continu et une mesure en courant alternatif.

Il est à remarquer que l'impédance de la bobine n'est pas la somme algébrique de la résistance et de la réactance car la tension de réactance est en quadrature de phase par rapport à la tension aux bornes de la partie résistive. La formule du calcul de l'impédance d'un circuit RL série (voir plus haut) peut aussi être vue comme la relation de Pythagore dans un triangle rectangle. En outre, dans un triangle, la longueur d'un des côtés (ici l'hypoténuse) est toujours plus petite que la somme des longueurs des deux autres côtés (inégalité triangulaire). Ainsi, l'impédance d'un circuit RL série est toujours plus petite que la somme pure et simple de la résistance et de la réactance puisqu'elle se calcule par la racine carrée de la somme des carrés.

Ce phénomène est d'autant plus accentué lorsque la partie résistive est très grande vis-à-vis de la valeur de la réactance. Un petit dessin, à ce stade-ci, vaudra plus qu'un grand discours. Voir ci-dessous.

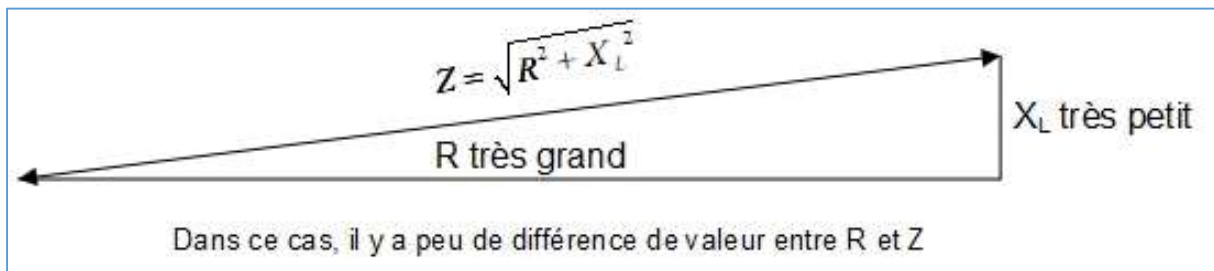


Fig. 31 : Relation entre la résistance, la réactance et l'impédance lorsque la valeur de la résistance est très élevée par rapport à la valeur de la réactance. Graphisme : ON4HNO.

Me voici devant un nouveau problème : j'ai une bobine qui a un nombre de spires donné et qui a des dimensions physiques données. Comment puis-je obtenir de cette façon un bobinage dont la partie résistive est la plus grande possible.

Pour cela, je dois apprendre la loi de Pouillet

La résistance R d'un fil est d'autant plus grande que sa longueur L est grande, cela me semble assez intuitif, et cette résistance est d'autant plus faible que la section S du fil augmente, cela me semble un peu moins intuitif, mais cela peut se comprendre facilement. Pour m'aider, je pense à la longueur et à la section du tuyau d'arrosage dans mon jardin. Aussi, la résistance dépend de la résistivité ρ du métal qui constitue le fil. Ouille, cela se complique un peu, mais cela reste abordable à comprendre.

Cela se résume comme suit (loi de Pouillet) :

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

R : résistance ohmique du fil

ρ : résistivité du matériau du fil (métal ou alliage de métaux) en $\Omega \cdot \text{m}$ (Ohm fois mètre)

L : longueur du fil en mètre

S : Surface de la section droite du fil (perpendiculaire à l'axe longitudinal du fil) en mètre carré

Je suis un peu surprise par l'unité de mesure de la résistivité ρ en Ohm fois mètre. Pour mieux comprendre, j'ai appris à m'aider de l'équation aux dimensions. On doit arriver à ce que l'unité à gauche du signe égal arrive à la même unité que celle à droite du signe égal. Pour y arriver, la seule façon est que l'unité de la résistivité soit exprimée en Ohm fois mètre.

Cela se résume comme suit (exemple d'équation aux dimensions) :

$$\Omega = (\Omega \cdot m) \cdot \frac{m}{m^2}$$

$$\Omega = \Omega \cdot \frac{m \cdot m}{m^2}$$

$$\Omega = \Omega \cdot \frac{m^2}{m^2}$$

$$\Omega = \Omega \cdot 1$$

$$\Omega = \Omega$$

Ainsi, pour obtenir une résistance la plus élevée possible au niveau de la bobine du galvanomètre ferromagnétique avec un nombre de spire donné, je peux agir sur deux facteurs. En effet, comme le nombre de spire est donné, je ne peux plus agir comme je veux sur la longueur du fil. Je peux donc agir sur la section du fil et en choisir un qui est le plus fin possible. Cela a tout de même une limite, car le galvanomètre a besoin d'un minimum de courant pour pouvoir faire bouger l'aiguille jusqu'à fond d'échelle. Je veux ainsi éviter qu'un fil trop fin finisse par faire office de fusible avec un courant excessif par rapport à la section du conducteur, ce qui deviendrait vite un défaut de conception de l'appareil.

Je peux aussi choisir un conducteur dont le métal a une résistivité la plus grande possible. Hé bien oui, rien ne m'oblige à utiliser du fil de cuivre pour la bobine du galvanomètre. Aha ! En voilà une belle trouvaille surprenante, et je ne m'attendais pas du tout à cela.

Mais je ne suis pas encore arrivé au bout de mes peines, car un fil résistif parcouru par un courant finit par s'échauffer et subir une élévation de température. Je me souviens de la loi de Joule de mes cours Harec : la puissance dissipée dans une résistance est directement proportionnelle à la valeur de cette résistance et est proportionnelle au carré du courant qui traverse la résistance. C'est cette puissance dissipée qui fait chauffer le fil.

Cela se résume comme suit (loi de Joule) :

$$P = R \cdot I^2 : \text{loi de Joule}$$

Or, la résistance, en particulier la résistivité d'un conducteur, varie en fonction de la température.

Pour comprendre cela, j'ai besoin d'apprendre la loi de Matthiessen

La résistivité d'un conducteur est déterminée à une température donnée, appelée température de référence, en général à 20 °C par convention, mais elle pourrait tout aussi bien être donnée pour une température de 0 °C ou de 25 °C. La résistivité subit un accroissement de valeur en fonction d'un écart de température par rapport à la température de référence.

On définit le coefficient de température, noté alpha (α) qui va affecter la variation (accroissement) de résistivité pour un écart de température donné. On donne toujours la valeur du coefficient de température à la température de référence, et celui-ci sera noté dès lors α_0 . La loi de Matthiessen exprime la valeur de la résistivité ρ à une température choisie t (proche de la température ambiante) en fonction de la résistivité connue à la température de référence ρ_0 et de son accroissement de résistivité en fonction d'un coefficient de température α_0 et de l'écart de température entre la température choisie t et la température de référence t_0 .

Cela se résume comme suit (loi de Matthiessen) :

$$\rho = \rho_0 \cdot (1 + \alpha_0 \cdot (t - t_0))$$

ρ : résistivité à la température t (résistivité en $\Omega \cdot m$)

ρ_0 : résistivité donnée à la température de référence t_0

α_0 : coefficient de température donné à la température de référence t_0
coefficient en "par Kelvin" (K^{-1})

t_0 : température de référence en Kelvin (K) ou en degré Celsius (°C), en général 20 °C

t : température choisie à une valeur proche de la température ambiante
en Kelvin (K) ou en degré Celsius (°C)
mais doit être choisie dans la même unité que t_0

Je ne suis pas encore sortie de l'auberge, car le coefficient de température α_0 varie lui aussi en fonction de la température de référence t_0 . C'est pour cela que l'on spécifie au départ le coefficient de température α_0 tout en spécifiant la température de référence t_0 . Il y a moyen de spécifier la valeur du coefficient de température α_0 pour une autre température de référence t_0 , autre que la valeur usuelle de 20 °C. Dans ce cas, on doit calculer la valeur α_0 à la température t_0 en fonction de la température caractéristique t_{carac} du métal considéré en Kelvin ou en degré Celsius. Cette valeur de la température caractéristique du métal considéré est une constante de celui-ci.

En général, on se limite à la loi de Matthiessen telle qu'elle est décrite ci-dessus lorsque la température à laquelle on veut calculer la résistivité du métal du conducteur se trouve proche de la température ambiante. C'est en général le cas dans nos activités de radioamateur. Je pousse un « ouf » de soulagement.

Aha, et bien en voilà toute une affaire : un conducteur fabriqué à partir d'un métal donné change de résistivité avec la température, il change donc de résistance lorsqu'il chauffe. Cela est très embêtant pour un galvanomètre ferromagnétique et donc pour mon voltmètre.

À tout problème, il y a une solution

À ce stade de mes recherches et de mon raisonnement, je résume la situation : je dois choisir une valeur de résistance de fil la plus élevée possible pour que la réactance de la bobine du galvanomètre devienne négligeable vis-à-vis de cette résistance. J'ai une longueur de fil issue d'un nombre de spires nécessaires pour obtenir une force électromagnétique suffisante afin de vaincre la force de rappel du ressort en spirale. Je ne peux pas choisir une section de fil prohibitivement fine car il risquerait de faire office de fusible lors du passage du courant requis à la déflexion de l'aiguille à fond d'échelle. Je ne vais pas utiliser du fil de cuivre car la résistivité du cuivre est très faible et celle-ci est affectée par un coefficient de température non négligeable.

Je vais donc opter pour un fil constitué d'un alliage de métal dont la résistivité est la plus grande possible et dont le coefficient de température est le plus petit possible. Aha, et cela existe-t-il un tel alliage aux caractéristiques de rêve ? Oui, cela existe bel et bien. Euréka, j'ai trouvé, cet alliage de rêve, c'est le constantan !

À la découverte du constantan, un alliage de rêve

Le constant est un terme générique d'un alliage de cuivre et de nickel dont la proportion nominale de cuivre est de 60 % et dont la proportion nominale de nickel est de 40 %. Il existe toutefois toute une série d'alliages, tous dénommés constantan, dont les proportions de cuivre varient entre 60 % et 50 % et dont les proportions de nickel varient entre 40 % et 50 %. Le constantan fait donc partie de la famille des alliages appelés cupronickel. En général, l'alliage constantan dédié à la fabrication de fils résistifs pour la réalisation des résistances de précision destinées à des électroniques de mesures, a, quant à lui, des proportions de 56 % de cuivre et de 44 % de nickel. Certains alliages de constantan contiennent en outre une très faible proportion de manganèse pour obtenir un alliage avec 55 % de cuivre, 44 % de nickel et 1 % de manganèse.

La caractéristique essentielle du constantan est d'avoir un coefficient de température extrêmement faible, presque nul dans certaines plages de température, voire négligeable dans la plupart des applications de précision et de mesures. Comme son nom l'indique, la résistivité du constantan est bel et bien constante dans une plage de température donnée. La valeur nominale de la résistivité du constantan à une température de référence de 20 °C est de : $49 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$, c'est-à-dire de $0,49 \Omega/mm^2/m$. Le constantan peut parfois prendre d'autres noms selon des appellations déterminées par certains constructeurs et donnant lieu parfois à des marques déposées. On retrouve communément les appellations suivantes : Euréka, Advance, Ferry, Cuprothal, Isotan®, Konstantan®, etc.

Le constantan a été découvert par le chimiste anglo-américain Edward Weston en 1892 (le célèbre inventeur de la pile de Weston, étalon de tension). Il a aussi élaboré, en 1893, avec son assistant John Forrest Kelly, un second alliage appelé manganin aux propriétés proches et même supérieures à celles du constantan. Le manganin est un alliage de 84,2 % de cuivre, de 12,1 % de manganèse et de 3,7 % de nickel. Le manganin est très coûteux, il est facilement oxydable, est difficilement soudable et est en général réservé aux étalons de résistances de laboratoires de mesures professionnels ou aux shunts d'ampèremètres.

Le constantan a une apparence argentée, est très peu oxydable et est très résistant à la corrosion par des agents chimiques. Il est relativement malléable et facilement ductile permettant ainsi la fabrication de fils de très faibles sections jusqu'à des diamètres de fil de 0,020 mm, c'est-à-dire d'une section de 0,0003142 mm². La résistivité d'un fil de constantan est stabilisée après un traitement thermique de recuit. En outre, le constantan se soude très facilement au moyen de brasures tendres, par exemple avec de la soudure d'alliage étain-plomb. Le seul défaut du constantan est son couple de force électromotrice électro-galvanique relativement élevé avec le cuivre. Cette propriété est toutefois mise à profit pour la fabrication de certains thermocouples.

Edward Weston s'est aperçu que le coefficient de température du constantan peut devenir négatif à partir de certaines températures. Ainsi, la caractéristique de la résistivité du constantan est du type parabolique : en augmentant la température, le coefficient de température est d'abord positif aux faibles températures, ensuite il s'annule autour d'une température donnée et enfin devient négatif aux températures plus élevées.

Cette caractéristique est illustrée à la figure ci-dessous sur un alliage constantan appelé Isotan® et fabriqué par la société industrielle allemande Isabellenhütte Heusler, située à Dilenburg et dont l'origine se trouve dans une fonderie de cuivre du Nanznbach créée en 1482 au Moyen Âge. (Mon Dieu, que cela en fait des tas de vieilles poussières, hi). Cette société fait partie des leaders mondiaux dans la fabrication des résistances de précision et de puissance. L'alliage Isotan® est assimilé à la famille des alliages connus sous le nom de Konstantan® qui est une marque déposée de la société allemande Krupp VDM GmbH.

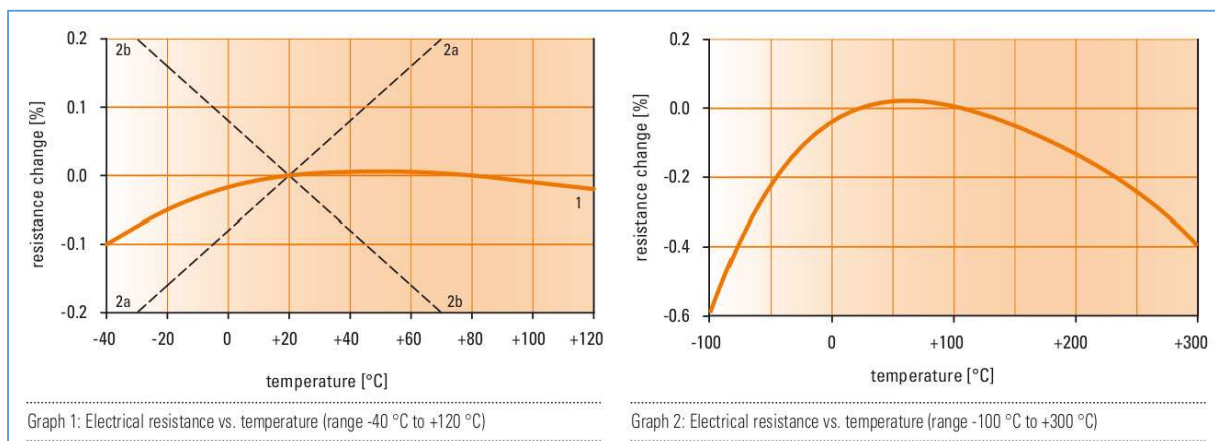


Fig. 32 : Graphiques de la variation de résistance en % en fonction de la température. À gauche, pour une plage de température de -40 °C à +120 °C avec les droites repères 2a représentant une pente de + 40 ppm/K et 2b représentant une pente de -40 ppm/K. À droite, pour une plage de température de -100 °C à +300 °C. On remarque la forme parabolique de ces courbes. Source : Isabellenhütte, Eibacher Weg 3-5, 35683 Dilenburg, Allemagne, Isotan® Nr. 2.0842, CuNi44Mn1. Konstantan® est une marque déposée de Krupp VDM GmbH, Allemagne.

On constate sur le graphique de gauche ci-dessus que la variation de résistance entre les températures de 20 °C et de 80 °C est pratiquement imperceptible et donc quasi constante avec un coefficient de 2 ppm/K. C'est en général dans cette gamme de température que fonctionnent la plupart des composants qui constituent les appareils de mesures utilisés en électronique.

Parfait, j'ai donc un fil de constantan d'un diamètre donné et qui doit avoir une certaine longueur de fil bobiné de façon à ce que j'arrive à une résistance de 5 kΩ à la bobine du galvanomètre ferromagnétique.

Comment déterminer la géométrie de la bobine ?

Comment évaluer la longueur de fil enroulé à spires jointives sur une bobine ?

Il existe plusieurs méthodes, mais en voici une qui a le mérite d'être simple : la méthode des volumes. Voici le raisonnement pour comprendre cette méthode.

Le volume de la bobine dans lequel le bobinage se situe est la différence des volumes de deux cylindres : le cylindre extérieur dont le diamètre correspond au diamètre extérieur du bobinage, et le cylindre intérieur qui correspond au diamètre intérieur de la bobine, c'est-à-dire le diamètre du mandrin, là-où commence la première couche de spires du bobinage. La hauteur de ces deux cylindres est la même et correspond à la longueur du bobinage. Le volume d'un cylindre est donné par sa surface de base circulaire multipliée par sa hauteur.

Surface d'un cercle (disque) :

$$S = \pi \cdot \frac{D^2}{4}$$

S : surface du cercle (disque)

D : diamètre du cercle

Volume d'un cylindre :

$$V = \pi \cdot \frac{D^2}{4} \cdot L$$

V : volume du cylindre

D : diamètre de la base circulaire du cylindre

L : hauteur (ou longueur) du cylindre

Prenons les données suivantes qui décrivent tous les paramètres géométriques d'une bobine :

D_i : diamètre intérieur de la bobine

D_e : diamètre extérieur de la bobine

L_b : longueur de la bobine

V_i : volume du cylindre intérieur de la bobine

V_e : volume du cylindre extérieur de la bobine

V_b : volume d'enroulement du bobinage

D_f : diamètre du fil de bobinage (isolant compris)

S_f : section du fil de bobinage (isolant compris)

L_f : longueur du fil bobiné (sans tenir compte de α : coefficient de remplissage)

V_f : volume du fil de bobinage (isolant compris)

α : coefficient de remplissage pour un maillage ("pavage") géométrique défini,
en général, dans un bobinage à spires jointives de fil émaillé, on prend un maillage "carré"

L_f^* : longueur du fil bobiné (en tenant compte de α : coefficient de remplissage)

c'est-à-dire la longueur que l'on cherche à déterminer par la méthode des volumes

Voici une série de calculs simples qui permettent d'arriver en final au résultat.

$$V_e = \pi \cdot \frac{D_e^2}{4} \cdot L_b \text{ volume du cylindre extérieur}$$

$$V_i = \pi \cdot \frac{D_i^2}{4} \cdot L_b \text{ volume du cylindre intérieur}$$

$$V_b = V_e - V_i = \pi \cdot \frac{D_e^2}{4} \cdot L_b - \pi \cdot \frac{D_i^2}{4} \cdot L_b = \pi \cdot \frac{(D_e^2 - D_i^2)}{4} \cdot L_b \text{ volume du bobinage}$$

$$S_f = \pi \cdot \frac{D_f^2}{4} \text{ section du fil en fonction de son diamètre}$$

$$V_f = S_f \cdot L_f \Leftrightarrow L_f = \frac{V_f}{S_f} \text{ volume du fil et longueur du fil}$$

or, dans une première approximation, sans tenir compte du facteur de remplissage, on a :

$$V_f = V_b \Rightarrow L_f = \frac{V_b}{S_f} = \frac{\pi \cdot \frac{(D_e^2 - D_i^2)}{4} \cdot L_b}{\pi \cdot \frac{D_f^2}{4}} = \frac{(D_e^2 - D_i^2)}{D_f^2} \cdot L_b \text{ volume fil = volume bobinage}$$

d'où :

$$L_f = \frac{(D_e^2 - D_i^2)}{D_f^2} \cdot L_b$$

et enfin, en fonction du coefficient de remplissage α , on a :

$$L_f^* = \alpha \cdot L_f$$

Lorsqu'on a un maillage (« pavage ») carré pour un bobinage à spires jointives, la section circulaire du fil s'inscrit dans un carré et on a donc un rapport de surface entre celle d'un cercle et celle d'un carré. Examinons ce rapport :

$$S_f = \pi \cdot \frac{D_f^2}{4} \text{ surface de la section circulaire du fil (isolant compris)}$$

$$S_c = C \cdot C = C^2 \text{ surface du carré avec } C, \text{ le côté du carré}$$

or, le cercle de la section circulaire du fil est parfaitement inscrit dans un carré

dont le côté du carré équivaut le diamètre du fil (isolant compris)

d'où :

$$C = D_f$$

et donc, le coefficient de remplissage est le rapport entre la surface d'un cercle et celle d'un carré :

$$\alpha = \frac{S_f}{S_c} = \frac{\pi \cdot \frac{D_f^2}{4}}{C^2} = \frac{\pi \cdot \frac{D_f^2}{4}}{D_f^2} = \frac{\pi}{4}$$

$$\alpha = \frac{\pi}{4} = 0,7854$$

Exemple du calcul de la longueur de fil d'un bobinage

La bobine du galvanomètre ferromagnétique de mon voltmètre a un diamètre extérieur de 32 mm, a un diamètre intérieur de 15 mm et a une longueur de 14 mm. En ayant mesuré le diamètre du fil de constantan émaillé au moyen d'un palmer (micromètre), j'obtiens une mesure approchant une valeur de 0,2 mm de diamètre (isolant émail compris).

En calculant la longueur de fil en tenant compte d'un remplissage à maillage carré, j'arrive à ceci :

$$L_f = \frac{(D_e^2 - D_i^2)}{D_f^2} \cdot L_b = \frac{(32^2 - 15^2)}{0,2^2} \cdot 14 = 279,65 \cdot 10^3 \text{ mm} = 279,65 \text{ m}$$

$$\alpha = \frac{\pi}{4} = 0,7854$$

$$L_f^* = \alpha \cdot L_f = 0,7854 \cdot 279,65 \text{ m} = 219,64 \text{ m} \approx 220 \text{ m}$$

Résistance linéique dans la pratique

Avec 220 m de fil de constantan, il faut que je puisse trouver un fil dont le diamètre est tel qu'avec ces 220 m de longueur, je puisse arriver à la valeur ohmique de la bobine du galvanomètre ferromagnétique de mon voltmètre dont la valeur est de 5 kΩ.

Pour cela, je vais utiliser la loi de Pouillet, mais cela avec quelques raccourcis que tous les radioamateurs utilisent dans la pratique.

Je vais commencer à déterminer la résistance linéique du fil par unité de longueur, c'est-à-dire en Ohm par mètre pour une longueur de 220 m et pour une résistance de 5 kΩ.

Cela donne ceci :

$$\frac{5 \cdot 10^3 \text{ } \Omega}{220 \text{ m}} = 22,7 \frac{\Omega}{\text{m}}$$

Ensuite, je vais consulter les tables des fils en constantan données pour différents diamètres de fils (isolant non compris !!!) où l'on donne la résistance linéique en Ohm par mètre en fonction du diamètre du fil. Il va sans dire que si mes calculs sont cohérents, je devrais trouver un diamètre de la partie conductrice du fil (isolant non compris) qui soit très légèrement inférieure au diamètre du fil avec isolant émail compris.

On peut dans une première estimation donner une épaisseur d'isolant d'émail d'une valeur d'environ 0,02 mm pour des fils dont le diamètre est de l'ordre de 0,2 mm (isolant compris). On peut trouver cette valeur d'épaisseur d'émail en allant consulter des tables de fils de bobinage. Ici, avec une épaisseur d'émail de 0,02 mm, on devrait obtenir, en principe, un fil d'un diamètre de l'ordre de 0,2 mm – (2 · 0,02) mm = 0,16 mm de diamètre de la partie conductrice (isolant non compris).

Allons donc consulter les tables d'un catalogue de fil constantan d'un fournisseur industriel et voyons à quel diamètre de fil (isolant non compris) on peut obtenir une résistance linéique de l'ordre de 22,7 Ω/m .

Nominal Diameter	Cross Section	Weight per 1.000 m	DC Resistance Referred to Length at +20 °C Ω/m			
mm	mm ²	g	Nominal Value	Tolerance	Minimum Value	Maximum Value
0.020	0.0003142	2.80	1.560	±10 %	1.404	1.716
0.022	0.0003801	3.38	1.289		1.160	1.418
0.025	0.0004909	4.37	998		898	1.098
0.028	0.0006158	5.48	796		716	875
0.030	0.0007069	6.29	693		638	749
0.032	0.0008042	7.16	609		561	658
0.036	0.001018	9.06	481		443	520
0.040	0.001257	11.20	390		359	421
0.045	0.001590	14.20	308	±8 %	283	333
0.050	0.001963	17.50	250		230	270
0.056	0.002463	21.90	199		183	215
0.060	0.002827	25.20	173		159	187
0.063	0.003117	27.70	157		145	170
0.070	0.003848	34.30	127		117	138
0.071	0.003959	35.20	124		114	134
0.080	0.005027	44.70	97.5		89.7	105
0.090	0.006362	56.60	77.0	±7 %	70.9	83.2
0.100	0.007854	69.90	62.4		57.4	67.4
0.110	0.009503	84.60	51.6		48.0	55.2
0.112	0.009852	87.70	49.7		46.3	53.2
0.120	0.011310	101.00	43.3		40.3	46.4
0.125	0.012272	109.00	39.9		37.1	42.7
0.130	0.013273	118.00	36.9		34.3	39.5
0.140	0.015394	137.00	31.8		29.6	34.1
0.150	0.017671	157.00	27.7		25.8	29.7
0.160	0.020106	179.00	24.4		22.7	26.1
0.180	0.025447	226.00	19.3		17.9	20.6
0.200	0.031416	280.00	15.6		14.7	16.5

Fig. 33 : Extrait des tables des fil en constantan pour différents diamètre de fil (isolant non compris). Source : Isabellenhütte, Eibacher Weg 3-5, 35683 Dilenburg, Allemagne, Isotan® Nr. 2.0842, CuNi44Mn1.

Dans le tableau ci-dessus, les valeurs des diamètres de fil en constantan approchant une valeur linéique de 22,7 Ω/m sont :

Diamètre nominal en mm	Section en mm ²	Résistance linéique à 20 °C en Ω/m
0,16	0,020106	24,4
0,18	0,025447	19,3

Ces valeurs sont cohérentes avec un fil d'un diamètre de 0,2 mm isolant compris et dont la résistance linéique calculée de 22,7 Ω/m est bien comprise entre 19,3 Ω/m pour du fil de 0,18 mm de diamètre (isolant non compris) et 24,4 Ω/m pour du fil de 0,16 mm de diamètre (isolant non compris).

Remarque : je n'ai pas biaisé les mesures ni les calculs pour arriver à vous remettre les bons chiffres. Laissez parler les mauvaises langues.

Comment évaluer le nombre de spires sur une bobine à partir d'une longueur de fil ?

Le principe est d'évaluer le diamètre moyen d'une spire du bobinage et ensuite de calculer son périmètre. En divisant la longueur de fil de la bobine par le périmètre d'une spire, on arrive au nombre de spires. Et cela donne ceci :

$$D_{moy} = \frac{D_e + D_i}{2} = \frac{32 + 15}{2} = 23,5 \text{ mm : diamètre moyen d'une spire}$$

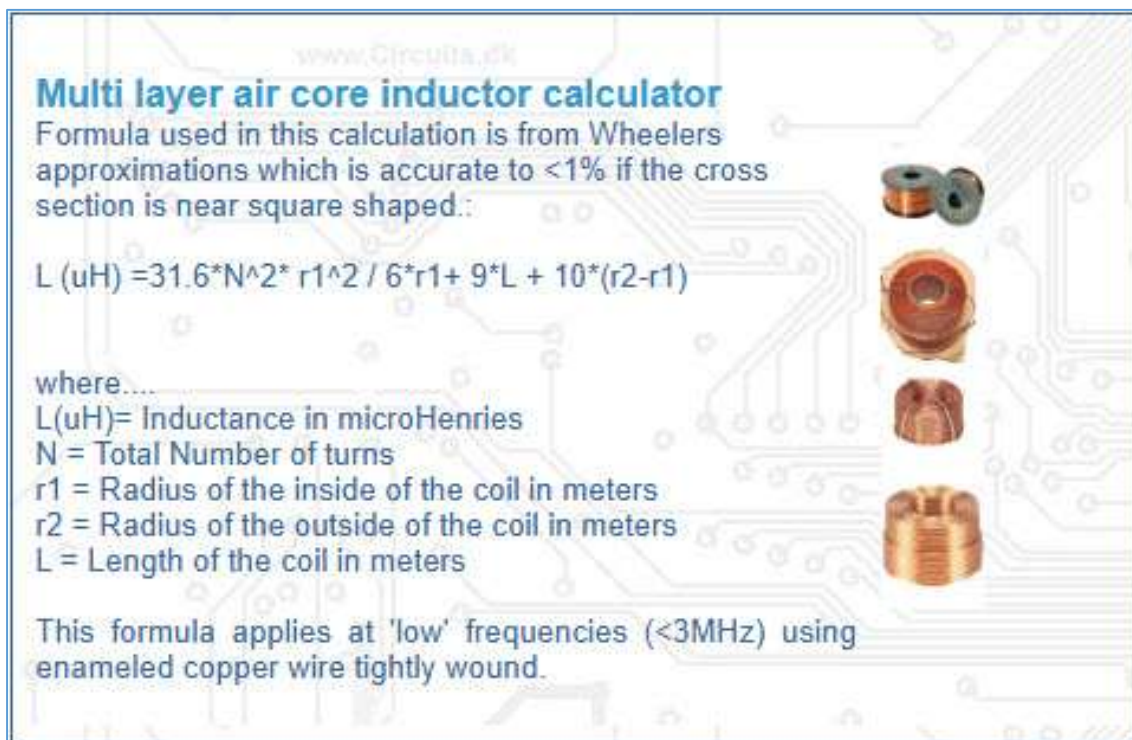
$$p = D_{moy} \cdot \pi = 23,5 \cdot \pi = 73,827 \text{ mm : périmètre (longueur) d'une spire moyenne}$$

$$n = \frac{L_f}{p} = \frac{220}{73,827 \cdot 10^{-3}} = 2980 \text{ : nombre de spires}$$

Comment évaluer le coefficient de self-induction d'une bobine à plusieurs couches ?

Le plus facile pour calculer le coefficient de self-induction d'une bobine, c'est d'utiliser un calculateur en ligne sur un site Internet. Il y en a plusieurs et il y a l'embarras du choix. Le mieux est de choisir un calculateur qui décrit au moins la formule sur laquelle est basé le calcul du coefficient de self-induction de la bobine.

J'ai utilisé le calculateur de « circuits.dk » pour des bobines à air en plusieurs couches. En effet, dans le cas du galvanomètre ferromagnétique de mon voltmètre, la bobine est en forme de solénoïde avec plusieurs couches de spires, et que je vais considérer à air car il n'y a pas de noyau ferromagnétique représentatif, à part les deux maigres palettes en fer doux. Et cela donne ceci :



www.Circuits.dk

Multi layer air core inductor calculator

Formula used in this calculation is from Wheelers approximations which is accurate to <1% if the cross section is near square shaped.:

$$L \text{ (uH)} = 31.6 \cdot N^2 \cdot r1^2 / 6 \cdot r1 + 9 \cdot L + 10 \cdot (r2 - r1)$$

where....

- L(uH)= Inductance in microHenries
- N = Total Number of turns
- r1 = Radius of the inside of the coil in meters
- r2 = Radius of the outside of the coil in meters
- L = Length of the coil in meters

This formula applies at 'low' frequencies (<3MHz) using enameled copper wire tightly wound.


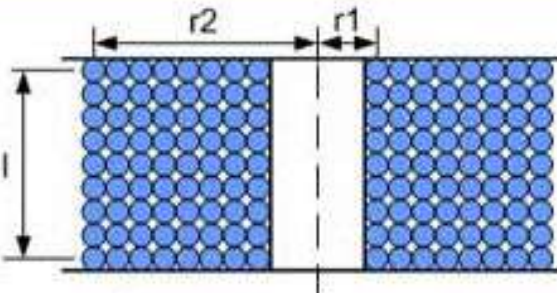


Fig. 34 : Calculateur en ligne pour des bobines de self-induction à air à plusieurs couches ; description des paramètres. Source : circuits.dk / calculator_multi_layer_aircore.

En procédant par quelques itérations sur la valeur du coefficient de self-induction, j'arrive à me rapprocher du nombre de spires, de la longueur de fil et du diamètre extérieur de la bobine dans tout ce qui avait été évalué précédemment. Je constate que les valeurs sont cohérentes avec les mesures de la bobine, le diamètre du fil (isolant compris), le nombre de spires et tous mes calculs précédents. La seule exception est la résistance ohmique qui ici, dans la figure ci-dessous, est donnée pour du cuivre et non pas pour du constantan.

J'obtiens un résultat de 195 mH que je vais arrondir à une valeur de 200 mH.



Inductance (L): 195 mH

Coil Inner Diameter (d): 15 mm

Coil Length (l): 14 mm

Wire Gauge: 33 AWG

Number of Turns (N):	2983	
Turns per Layer:	69.77	
Number of Layers:	42.75	
Coil Outer Diameter (D):	32.26	mm
Wire Diameter:	0.2	mm
Wire Length:	219.06	meters
DC Resistance (R):	147.84	Ohms (at 20°C,

Calculate Clear

Fig. 35 : Figure du calculateur en ligne avec les conventions de dimensions de la bobine, les paramètres encodés et le tableau des résultats pour le coefficient de self-induction qui était recherché. Source : circuits.dk/calculator_multi_layer_aircore.

Incidence du coefficient de self-induction sur les mesures AC et DC

Comme évoqué précédemment ici plus haut, je vais évaluer l'incidence du coefficient de self-induction de la bobine du galvanomètre ferromagnétique sur la différence de lecture entre la tension en courant continu et celle en courant alternatif.

En premier lieu, il faut calculer la réactance d'une bobine de 200 mH à une fréquence de 50 Hz. J'ai choisi cette fréquence car elle correspond à celle du réseau 230 V alternatif et cette valeur se situe au milieu de la plage de fréquences de mon voltmètre, c'est-à-dire entre 15 Hz et 75 Hz. Et cela donne ceci :

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi \cdot 50 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 62,8 \, \Omega$$

Ensuite je calcule l'impédance Z d'un circuit RL constitué d'une résistance de 5 k Ω et d'une bobine de 200 mH qui a une réactance de 62,8 Ω à 50 Hz.

Et cela donne ceci (impédance du galvanomètre ferromagnétique) :

$$Z = \sqrt{(5 \cdot 10^3)^2 + (62,8)^2} = \sqrt{25 \cdot 10^6 + 3944} = 5000,4 \, \Omega$$

Je vois immédiatement que l'impédance de la bobine sous forme de circuit RL à la fréquence de 50 Hz donnant une valeur de 5000,4 Ω a très peu de différence vis-à-vis de la résistance ohmique de 5000 Ω du fil de la bobine.

Même en tenant compte de la légère augmentation du coefficient de self-induction due à la présence des palettes en fer doux à l'intérieur de la bobine du galvanomètre ferromagnétique, et même en calculant la réactance à une fréquence de 75 Hz à la place de 50 Hz, la différence de mesure entre AC et DC subsiste, oui, certes, mais comme attendu, cette différence reste minime et est de l'ordre de 1 %.

Eh bien, ça alors, tout ça pour ça : des tas de calculs pour arriver à confirmer une différence de 1 %. D'accord, mais en attendant, j'y ai appris beaucoup de choses très pratiques, simples et abordables avec des calculs faciles. Il suffit d'un peu d'habitude en algèbre très basique avec les quatre opérations, des carrés, des racines carrées, et c'est tout. Il n'y a pas besoin d'être ingénieure pour tout cela.

Informations importantes sur les caractéristiques du voltmètre

Après avoir mesuré la résistance de la bobine du galvanomètre ferromagnétique, il y aurait lieu de connaître le courant qui le traverse pour une déflexion de l'aiguille à fond d'échelle, c'est-à-dire I_{FSD} (FSD : *Full Scale Deflection*). C'est ici que les inscriptions au dos de l'appareil deviennent riches en enseignements.

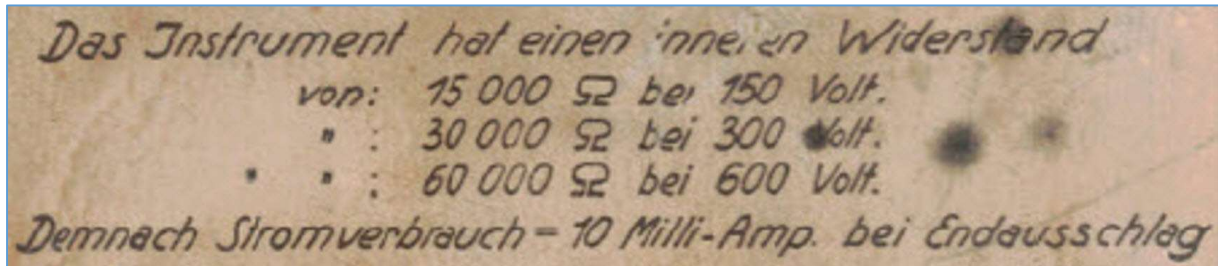


Fig. 36 : Caractéristiques du voltmètre ferromagnétique inscrites au dos de l'appareil. Photo : ON4HNO.

« *Das Instrument hat einen inneren Widerstand*

von : 15 000 Ω bei 150 Volt.

von : 30 000 Ω bei 300 Volt.

von : 60 000 Ω bei 600 Volt.

Demnach Stromverbrauch = 10 Milli-Amp. bei Endausschlag ».

« L'instrument a une résistance interne

de : 15 000 Ω à 150 Volt.

de : 30 000 Ω à 300 Volt.

de : 60 000 Ω à 600 Volt.

Par conséquent, la consommation électrique = 10 milliampères à pleine échelle ».

Ces informations vont me permettre de déterminer immédiatement la tension U_G aux bornes du galvanomètre ferromagnétique et de déterminer la sensibilité du voltmètre.

Par la loi d'Ohm, on obtient la différence de potentiel U_G aux bornes du galvanomètre ferromagnétique d'une résistance de bobine d'une valeur R_G de 5 k Ω , cela lorsqu'on a un courant à pleine échelle I_{FSD} de 10 mA.

Cela se calcule comme suit (différence de potentiel aux bornes du galvanomètre pour une déflexion à fond d'échelle) :

$$U_G = R_G \cdot I_{FSD} = 5 \cdot 10^3 \Omega \cdot 10 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 50 \cdot 10^0 \text{ V} = 50 \text{ V}$$

Sensibilité du voltmètre

Comme je l'ai appris dans mes cours Harec, la sensibilité S d'un voltmètre s'exprime en Ohm par Volt (Ω/V) et c'est une caractéristique qui est indépendante du calibre sélectionné au voltmètre. En revanche, pour une sensibilité S donnée, la résistance interne totale du voltmètre est fonction du calibre sur lequel on effectue la mesure. C'est ce qui est clairement inscrit au dos de mon voltmètre. Tout compte fait et en résumé, c'est la sensibilité du galvanomètre ferromagnétique qui va être déterminante dans la sensibilité de mon voltmètre.

Comme je viens de déterminer la tension U_G aux bornes du galvanomètre pour un courant I_{FSD} à fond d'échelle, et que je connais la résistance R_G de la bobine du galvanomètre ferromagnétique, la sensibilité S du galvanomètre, et donc la sensibilité de tout le voltmètre se déduit d'un simple rapport.

Cela se calcule comme suit (sensibilité d'un galvanomètre) :

$$S = \frac{R_G}{U_G} = \frac{5 \cdot 10^3 \Omega}{50 V} = 100 \Omega/V : \text{sensibilité du galvanomètre et donc du voltmètre}$$

Cette sensibilité se confirme pour tous les calibres du voltmètre et je vais en faire le calcul rien que pour le *fun*. Il suffit de faire le rapport entre la résistance interne indiquée au dos de l'appareil en regard du calibre sélectionné au voltmètre.

Cela se calcule comme suit (sensibilité d'un voltmètre pour tous les calibres) :

$$S = \frac{R_{\text{Interne}}}{U_{\text{Calibre}}} = \frac{15 \cdot 10^3 \Omega}{150 V} = 100 \Omega/V$$

$$S = \frac{R_{\text{Interne}}}{U_{\text{Calibre}}} = \frac{30 \cdot 10^3 \Omega}{300 V} = 100 \Omega/V$$

$$S = \frac{R_{\text{Interne}}}{U_{\text{Calibre}}} = \frac{60 \cdot 10^3 \Omega}{600 V} = 100 \Omega/V$$

Ouch là là, 100 Ω/V c'est vraiment très peu comme sensibilité et un tel voltmètre risque de perturber la mesure de circuits électroniques qui fonctionnent sur des courants faibles et qui ont des résistances internes des parties de circuits qui sont relativement élevées. Ce voltmètre est donc juste bon pour quelques expériences didactiques avec le 230 V 50 Hz du réseau et avec des ampoules électriques de 100 W ou bien des résistances chauffantes de 1 kW. Ce que je peux encore faire, c'est d'utiliser ce voltmètre pour un monitoring de la tension 230 V du réseau électrique et pour surveiller ainsi les moments où il y a des périodes de pointes de tensions qui parfois excèdent 245 V dans mon quartier.

La sensibilité d'un multimètre analogique est en général bien plus élevée et est de l'ordre de 2000 Ω/V pour les multimètres du tout-venant ou les multimètres de chantier, parfois encore utilisés de nos jours. Cette sensibilité peut atteindre une valeur de 20 000 Ω/V pour des mesures en courant continu effectuées au moyen de multimètres de bonne qualité, comme par exemple le modèle AVO-mètre 8 bien connu auprès de nombreuses générations d'étudiants des écoles techniques.



Fig. 37 : AVO-mètre modèle 8, page publicitaire (datant de 1953) qui met en évidence la sensibilité de 20 000 Ω/V de ce multimètre. Source : Richardsradio.co.uk, Richard Allan. Reproduction partielle pour illustrer le propos de la sensibilité élevée de l'AVO 8.

Il est à remarquer que la sensibilité d'un AVO-mètre modèle 8, bien qu'elle soit de 20 000 Ω/V en courant continu, celle-ci ne dépasse toutefois pas une valeur de 2000 Ω/V pour les mesures en courant alternatif.

Remarque : Pour qu'un multimètre puisse atteindre une impédance d'entrée de très grande valeur - de l'ordre de 20 M Ω ou plus - pour des mesures aussi bien en courant continu qu'en courant alternatif, il faut avoir recours, soit à un voltmètre électronique à tube (VTVM : *Vacuum Tube Voltmeter*) soit à un multimètre électronique numérique (DMM : *Digital Multi Meter*). Il y a lieu d'être prudent dans ce cas de figure car une mesure en DC ou en AC à très haute impédance est délicate à réaliser. En effet, la mesure peut être très vite influencée par induction ou par capacité dans l'environnement dans lequel on effectue la mesure. Mais tout cela sort du cadre du sujet de cet article. C'est une autre histoire. Pour cela, rendez-vous un autre jour (hi).

Relevé du schéma du voltmètre

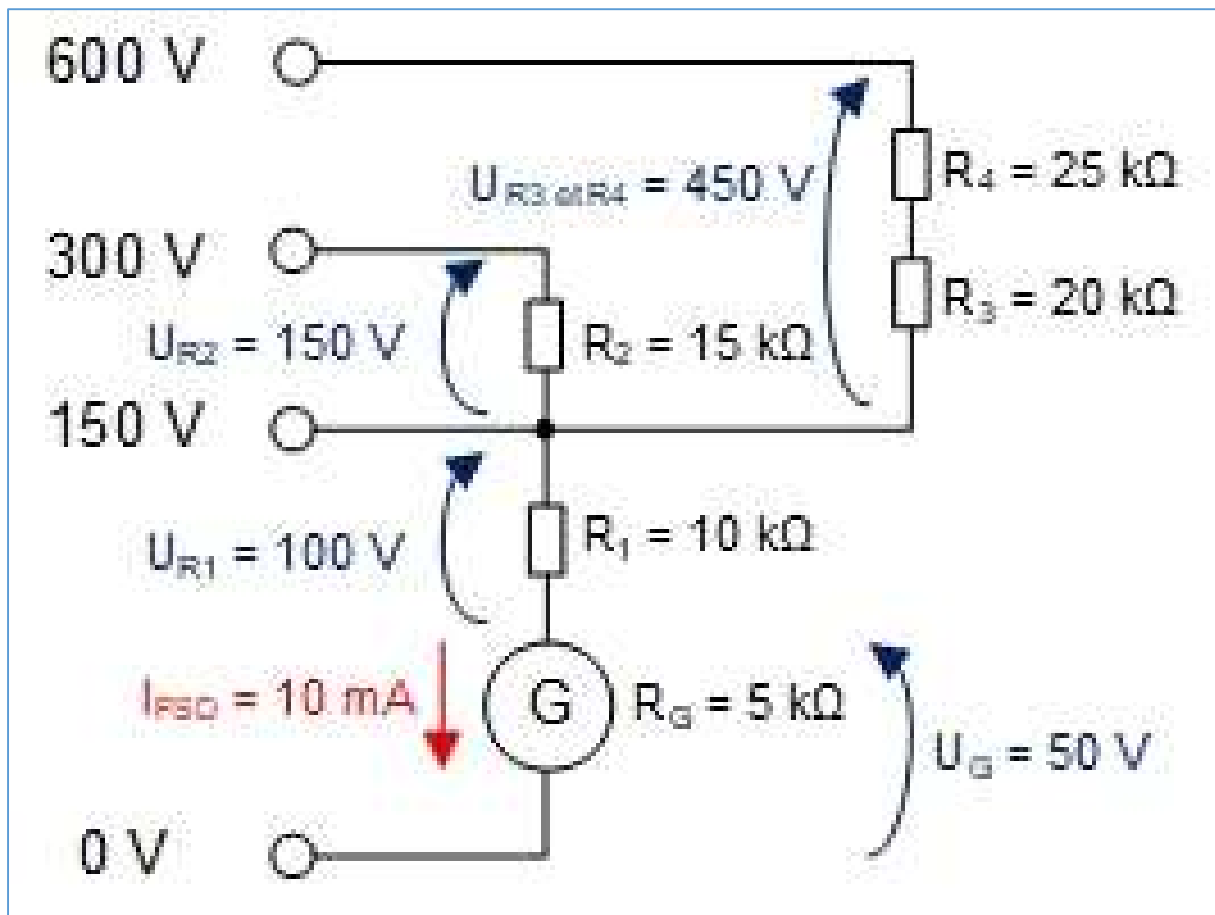


Fig. 38 : Schéma interne d'un voltmètre ferromagnétique « Wevometer » Paul Gossen. Graphisme : ON4HNO.

Le schéma du voltmètre a été facile à relever : il suffit de suivre les fils et le tour est joué. Comme toutes les résistances additionnelles du voltmètre sont claquées en circuit ouvert, je n'ai pas pu les mesurer, en revanche, les valeurs de celles-ci sont simples à déterminer.

Je me souviens des lois de Kirchhoff que j'ai apprises à mes cours Harec. Je vais ici appliquer la loi des mailles : la somme des sources de tension est égale à la somme des chutes de tension. Le courant est le même le long d'une branche de la maille et a ici pour valeur le courant à fond d'échelle $I_{FSO} = 10\text{ mA}$ du galvanomètre. Les chutes de tensions se superposent et il suffit de les additionner pour arriver à la tension nominale des différents calibres.

En ayant déterminé les tensions partielles aux bornes des résistances, et connaissant le courant qui les traverse, il suffit d'appliquer la loi d'Ohm pour le calcul des valeurs des résistances. Comme les nombres des valeurs sont composés de chiffres ronds, il n'y a même pas besoin de calculatrice pour résoudre ces simples calculs. Les valeurs des résistances et des tensions partielles sont annotées sur le schéma de la figure ci-dessus.

Des résistances additionnelles de précision mais un peu fragiles dans le voltmètre

Après une observation attentive des résistances additionnelles du voltmètre, j'ai essayé de comprendre la raison pour laquelle elles ont pu finir par claquer. Je désire trouver l'origine de la panne du voltmètre.

Les résistances additionnelles du voltmètre sont des résistances bobinées avec du fil ultra fin pour arriver à des valeurs ohmiques relativement élevées de l'ordre de quelques dizaines de k Ω (10 k Ω , 15 k Ω , 20 k Ω et 25 k Ω). Le fil est bobiné sur une plaquette rectangulaire en bakélite. Pour le calibre de 600 V, il y a deux résistances en série qui sont superposées l'une sur l'autre au moyen de rondelles isolantes à l'intérieur du voltmètre. La résistance additionnelle partielle et équivalente calculée est de 45 k Ω pour ce calibre de 600 V. Il y a de nombreuses possibilités d'agencement de deux résistances en série pour obtenir cette valeur de 45 k Ω . J'ai fixé deux valeurs d'une façon arbitraire qui sont respectivement de 20 k Ω et de 25 k Ω .



Fig. 39 : Résistance bobinée de précision de 10 k Ω constituée de fil ultra fin sur une plaque en bakélite.
Photo : ON4HNO.

Pour avoir une idée des dimensions de la résistance, la plaquette a une longueur hors tout de 48 mm et une largeur hors tout de 23 mm. Le fil est bobiné sur une partie rétrécie qui a une largeur de 19 mm et d'une longueur répartie sur deux zones de 16 mm chacune. L'épaisseur de la plaquette est de 1 mm. Ces dimensions vont être utiles pour estimer, par calcul, la longueur du fil et de sa section ou de son diamètre.

Le fil bobiné doit certainement être constitué de l'alliage constantan pour toutes les raisons qui ont été décrites ci-dessus à ce sujet, en particulier pour avoir la caractéristique d'un coefficient de température très faible et très stable de la résistivité de cet alliage.

À la recherche du nombre de spires et du diamètre du fil des résistances bobinées

Afin de déterminer la section du fil ou son diamètre, le mieux est de compter le nombre de spires et de multiplier ce nombre par la longueur d'une spire. Ainsi, en partant d'une résistance d'une valeur de 10 k Ω comme illustrée à la figure ci-dessus, je peux en déduire la résistance linéique du fil et la faire correspondre à une dimension standard de diamètre de fil. En effet, le fil est tellement fin que mes tentatives de mesures de son diamètre au micromètre ne m'ont pas donné des valeurs probantes ou significatives. Tout ce que je peux estimer à présent, c'est que le diamètre du fil devrait être de l'ordre de quelques centièmes de millimètre. C'est vraiment du très fin fil.

J'ai dû utiliser une ruse pour estimer le nombre de spire. En effet, il doit y avoir au moins quelques centaines de spires jointives qui sont bobinées relativement régulièrement sur une seule couche. Mission impossible de les compter une à une. Ainsi, j'ai utilisé une loupe de géologue qui est très grossissante et j'ai compté le nombre de spire sur une longueur de 1 mm de bobinage en plaçant les becs d'un pied à coulisse en face d'une portion du bobinage. Avec ardeur et patience, et en recomptant plusieurs fois les spires une à une sur 1 mm de longueur de bobinage tout en m'aidant de la pointe d'une aiguille, je suis parvenue à estimer qu'il devrait y avoir entre 10 et 13 spires sur une longueur de 1 mm de bobinage.

Comme le bobinage est réalisé sur deux portions de 16 mm de long, c'est-à-dire une longueur globale de 32 mm, j'estime le total du nombre de spires comme suit :

$$2 \cdot 16 \text{ mm} = 32 \text{ mm} : \text{longueur du bobinage}$$

Pour 10 spires par mm :

$$\frac{10 \text{ spires}}{1 \text{ mm}} \cdot 32 \text{ mm} = 320 \text{ spires}$$

Pour 13 spires par mm :

$$\frac{13 \text{ spires}}{1 \text{ mm}} \cdot 32 \text{ mm} = 416 \text{ spires}$$

La longueur d'une spire est de deux fois la largeur de la plaquette en bakélite + deux fois l'épaisseur de celle-ci, ce qui donne :

$$L_{\text{spire}} = 2 \cdot (\text{largeur} + \text{épaisseur})$$

$$L_{\text{spire}} = 2 \cdot (19 \text{ mm} + 1 \text{ mm}) = 40 \text{ mm} = 0,04 \text{ m}$$

Je peux à présent estimer une fourchette de longueur de fil comme suit :

Pour 320 spires de 0,04 m :

$$320 \text{ spires} \cdot 0,04 \text{ m} = 12,80 \text{ m}$$

Pour 416 spires de 0,04 m :

$$416 \text{ spires} \cdot 0,04 \text{ m} = 16,64 \text{ m}$$

Ensuite, je peux déterminer une fourchette de résistance linéique comme suit :

Soit une résistance de 10 k Ω ;

Pour une longueur de fil de 12,80 m :

$$R_{\text{linéique}} = \frac{10 \cdot 10^3 \Omega}{12,80 \text{ m}} = 781,25 \Omega/\text{m} \approx 780 \Omega/\text{m}$$

Pour une longueur de fil de 16,64 m :

$$R_{\text{linéique}} = \frac{10 \cdot 10^3 \Omega}{16,64 \text{ m}} = 600,96 \Omega/\text{m} \approx 600 \Omega/\text{m}$$

Et en consultant le tableau des fils de constantan, je peux estimer un diamètre de fil qui se situe dans une fourchette de résistance linéique comprise entre 780 Ω/m et 600 Ω/m .

Nominal Diameter	Cross Section	Weight per 1.000 m	DC Resistance Referred to Length at +20 °C			
mm	mm ²	g	Nominal Value	Tolerance	Minimum Value	Maximum Value
0.020	0.0003142	2.80	1,560	±10 %	1,404	1,716
0.022	0.0003801	3.38	1,289		1,160	1,418
0.025	0.0004909	4.37	998		898	1,098
0.028	0.0006158	5.48	796		716	875
0.030	0.0007069	6.29	693		638	749
0.032	0.0008042	7.16	609		561	658
0.036	0.001018	9.06	481		443	520

Fig. 40 : Extrait des tables des fil en constantan pour différents diamètre de fil (isolant non compris). Source : Isabellenhütte, Eibacher Weg 3-5, 35683 Dilenburg, Allemagne, Isotan® Nr. 2.0842, CuNi44Mn1.

Dans le tableau ci-dessus, les valeurs de diamètres de fil en constantan correspondant aux valeurs de résistances linéiques comprises entre 780 Ω/m et 600 Ω/m sont :

Diamètre nominal en mm	Section en mm ²	Résistance linéique à 20 °C en Ω/m
0,028	0,0006158	796
0,030	0,0007069	693
0,032	0,0008042	609

Je vois que d'après mes estimations, le fil d'un diamètre de 0,030 mm devrait être celui qui a été bobiné à l'origine de la fabrication des résistances de 10 k Ω .

Ce fil de trois centièmes de millimètre est vraiment très fin et très fragile. J'ai constaté sur les résistances défectueuses que le fil était rompu à plusieurs endroits. Ce fil a donc servi de fusible et j'ai envie de savoir pourquoi.

À la recherche de l'origine de la panne du voltmètre

La première idée qui me vient à l'esprit est de calculer la puissance dissipée par les résistances additionnelles du voltmètre. En effet, celui-ci a une faible sensibilité d'une valeur de 100 Ω/V et nécessite un courant de 10 mA à fond d'échelle. Voici les différents calculs des puissances dissipées :

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_1} = \frac{100^2}{10 \cdot 10^3} = 1 \text{ W pour la résistance de } 10 \text{ k}\Omega$$

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_2} = \frac{150^2}{15 \cdot 10^3} = 1,5 \text{ W pour la résistance de } 15 \text{ k}\Omega$$

$$P_{3 \text{ et } 4} = \frac{U_{3 \text{ et } 4}^2}{R_{3 \text{ et } 4}} = \frac{450^2}{45 \cdot 10^3} = 4,5 \text{ W pour une résistance équivalente de } 45 \text{ k}\Omega$$

$$P_3 = \frac{U_3^2}{R_3} = \frac{200^2}{20 \cdot 10^3} = 2 \text{ W pour une résistance de } 20 \text{ k}\Omega$$

$$P_4 = \frac{U_4^2}{R_4} = \frac{250^2}{25 \cdot 10^3} = 2,5 \text{ W pour une résistance de } 25 \text{ k}\Omega$$

Je constate que sur le calibre de 600 V, les deux résistances additionnelles en série doivent dissiper à elles deux une puissance de 4,5 W. En répartissant cette puissance sur deux résistances en série, on se ramène à une puissance dissipée moins élevée respectivement pour chaque résistance. Il n'est donc pas étonnant que le constructeur ait prévu deux résistances en série pour ce calibre de 600 V. Il est à remarquer que ce sont ces deux résistances en série qui doivent dissiper le plus de puissance (2,5 W et 2 W) comparativement aux résistances des deux autres calibres de 300 V (1,5 W) et de 150 V (1 W).

À ce stade de cette première recherche sur ce sujet, je ne peux pas me prononcer sur la réelle tenue en puissance des résistances bobinées qui se trouvent dans mon voltmètre. Il va falloir tenir un autre raisonnement. Ce qui me met sur la piste, c'est l'extrême finesse du fil qui est bobiné sur les plaquettes en bakélite pour constituer les résistances. Cela me fait penser à un fil qui a servi de fusible.

Mais qu'est-ce qui fait fondre le fil d'un fusible ?

Pour cela, je dois apprendre la notion de densité de courant

La densité de courant J dans un conducteur d'une section S donnée est tout simplement le rapport entre l'intensité du courant I qui circule dans le conducteur et la section S de ce conducteur. L'unité du système international est l'Ampère par mètre carré, mais il est bien plus usuel d'utiliser une unité sous-multiple qui est l'Ampère par millimètre carré.

Cela se résume comme suit (densité de courant) :

$$J = \frac{I}{S} : \text{densité du courant dont l'unité usuelle est } A/mm^2$$

Une densité de courant excessive qui fait fondre des fils

J'ai appris dans mes cours de licence de base qu'il faut des conducteurs de grosse section pour véhiculer un courant de forte intensité, ce qui est le cas pour alimenter un transceiver de 100 W sous une tension de 13,8 V. Dans cet exemple, le courant de l'alimentation peut atteindre une intensité de l'ordre de 20 A. Le câble qui relie l'alimentation au transceiver est constitué dans ce cas de conducteurs d'une section de 4 mm².

Dans cet exemple, en calculant la densité de courant dans les conducteurs, j'arrive à ceci :

$$J = \frac{I}{S} = \frac{20 \text{ A}}{4 \text{ mm}^2} = 5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Que se passerait-il si j'alimentais le transceiver avec des conducteurs d'une section de 1,5 mm² ?

Je devrais alors m'attendre à ce que les conducteurs viennent à chauffer d'une manière excessive au point de faire fondre leur isolant en matière synthétique, ce qui provoquerait tôt ou tard un incendie et à terme un court-circuit entre les conducteurs.

$$J = \frac{I}{S} = \frac{20 \text{ A}}{1,5 \text{ mm}^2} = 13,33 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Je poursuis le raisonnement en simulant une alimentation du même transceiver avec des conducteurs d'une section de 0,25 mm², ce qui est à éviter absolument dans l'installation d'une station radio. En effet, les fils vont tellement chauffer qu'ils vont se porter au rouge et le métal des conducteurs va fondre en peu de temps : ils vont faire office de fusible.

$$J = \frac{I}{S} = \frac{20 \text{ A}}{0,25 \text{ mm}^2} = 80 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Je constate ainsi qu'avec la même intensité de courant de 20 A, comme je pouvais m'y attendre, la densité de courant augmente de manière inversement proportionnelle à la section des conducteurs. J'établi aussi que lorsque la densité de courant augmente, il y a une limite à ne pas dépasser. Cette limite a certainement été déterminée soit par l'expérience, soit par des calculs savants. Il existe à cet effet des tables de recommandations de valeurs de densité de courant en fonctions des circonstances des applications techniques.

Je peux aussi établir un raisonnement similaire avec un conducteur d'une section donnée et constante. Si j'augmente la valeur de l'intensité du courant, même un conducteur d'une grosse section de 10 mm² finira par fondre si la densité de courant devient excessive.

J'en déduis que l'élément critique n'est pas directement la valeur de l'intensité du courant en elle-même (il y aura toujours une section appropriée de conducteur pour véhiculer un tel courant), mais que c'est la densité de courant qui est critique.

Ce que je retiens de la densité de courant et de l'échauffement des conducteurs

Il y a au départ un courant qui circule dans un conducteur qui a une certaine résistance. La loi de Joule m'apprend que la dissipation de puissance est proportionnelle à la résistance et proportionnelle au carré du courant. Cette puissance, transformée sous la forme d'une quantité de chaleur par unité de temps, doit bien se dissiper quelque part d'une manière ou d'une autre vers le milieu ambiant dans l'espace qui entoure le conducteur (dissipation thermique). Cela a pour conséquence une élévation de température du conducteur jusqu'à ce que cette température atteigne un équilibre.

Sans avoir fait d'études de thermodynamique, je retiens que l'échange de chaleur est proportionnel à l'écart de température entre celle du conducteur et celle du milieu ambiant qui en général est considérée comme constante. En établissant une relation entre ce qui fait chauffer le conducteur (loi de Joule) et ce qui le refroidit (échange de chaleur), en d'autres mots lorsque tout ce qui rentre est égal à tout ce qui sort, on en déduit une relation entre la densité de courant et l'élévation de température du conducteur jusqu'à une température d'équilibre. Si la densité de courant est excessive, le conducteur atteint une température critique à laquelle il y a une fusion du métal qui le constitue. Ce phénomène est appliqué dans les fusibles.

Une densité de courant qui frôle la limite dans le fin fil des résistances bobinées du voltmètre

Le courant qui circule dans les résistances additionnelles de mon voltmètre atteint une valeur de 10 mA à fond d'échelle. Le diamètre du fil en constantan avec lequel les résistances sont fabriquées est de 0,030 mm, ce qui correspond à une section de 0,0007069 mm². La densité de courant dans le fil en constantan se calcule dès lors comme suit :

$$J = \frac{I_{FSD}}{S} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{0,0007069 \text{ mm}^2} = 14,146 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \approx 14 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Il y aurait lieu que je puisse faire parler ce résultat de densité de courant par des valeurs repères, ce qui me permettrait de me prononcer sur la valeur de la densité de courant de 14 A/mm² dans un fil en constantan de 0,030 mm de diamètre.

En consultant plusieurs tables de valeurs de densités de courant recommandées, entre autres pour les fils et câbles d'installations électriques, en affinant ces valeurs avec celles qui sont adoptées pour les fins fils destinés aux bobinages des transformateurs, et en ciblant mes recherches sur les fins fils en alliage à haute résistivité, je constate que les densités de courant admises pour du fin fil en constantan convergent vers des valeurs comprises entre 2 A/mm² et 5 A/mm² pour des fils d'un diamètre de l'ordre de quelques centièmes de mm à quelques dixièmes de mm.

Si je devais prendre au sérieux ces valeurs repères de 2 A/mm² à 5 A/mm², je devrais avoir quelques doutes sur le résultat d'une densité de courant de 14 A/mm². Je ne peux pas raisonnablement mettre en défaut la conception d'un appareil de mesure, même si le modèle de celui-ci a été fabriqué en 1928 et certainement en de nombreux exemplaires. Je dois donc persévérer dans les observations sur mon voltmètre.

Le pot aux roses et la découverte de la montre en or

En observant mon voltmètre de plus près, mon attention est attirée par une inscription gravée sur une plaque signalétique apposée sur la face du voltmètre. La patine de l'inscription la rend peu lisible.



Fig. 41 : Plaque signalétique (devenue peu lisible) sur la face du voltmètre « Wevometer » Paul Gossen. Photo : ON4HNO.

« *Bei Messung Knopf drücken. 600 Volt Kurzzeitig einschalten* ».

« Appuyer sur le bouton pendant la mesure. 600 Volt, enclencher brièvement ».

En outre, au dos de l'appareil, la même injonction est indiquée comme suit :

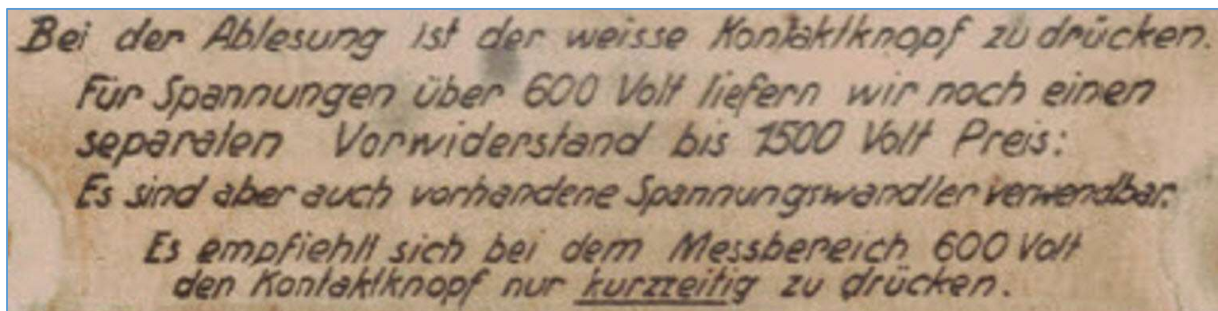


Fig. 42 : Inscription au dos du voltmètre « Wevometer » Paul Gossen. Photo : ON4HNO.

« *Bei der Ablesung ist der weisse Kontaktknopf zu drücken. Für Spannungen über 600 Volt liefern wir einen separaten Vorwiderstand bis 1500 Volt Preis: Es sind aber auch vorhandene Spannungswandler verwendbar. Es empfiehlt sich bei dem Messbereich 600 Volt den Kontaktknopf nur kurzzeitig zu drücken.* ».

« Lors de la mesure, appuyer sur le bouton de contact blanc. Pour les tensions supérieures à 600 Volt, nous fournissons une résistance série séparée pour les tensions jusqu'à 1500 Volt. Prix : Des transformateurs de tension existants peuvent également être utilisés. Pour la plage de mesure de 600 Volt, il est recommandé d'appuyer brièvement sur le bouton de contact. ».

On remarque que le mot « kurzzeitig » (« brièvement ») a été souligné.

Deux éléments intrigants

Je remarque deux choses qui m'intriguent sur mon voltmètre : la première, c'est l'absence du « bouton de contact blanc » qui devrait se situer à l'avant gauche, en bas de la face du voltmètre, et la seconde, c'est le contact du bouton blanc qui a été plié et qui se retrouve ainsi en contact fermé permanent. Il n'est donc plus possible d'appuyer brièvement sur le bouton pour réaliser une mesure d'une courte durée. Voici illustré ci-dessous comment le voltmètre devait se présenter à l'origine.



Fig. 43 : Présence d'un bouton de contact blanc (en haut à gauche de la photo) prévu à l'origine dès la conception du voltmètre « Wevometer » Paul Gossen en 1928. Source : Radiomuseum.org, Stiftung Radiomuseum Luzern, Haltenriedstrasse 20, CH-6045 Meggen, Suisse, dirigé par Ernst Erb et Katrin Seiler Erb, Agrandissement partiel de la prise de vue d'un « Wevometer » Paul Gossen, 1928. Court extrait pour illustrer le propos de la présence d'un bouton blanc sur cet appareil de mesure.

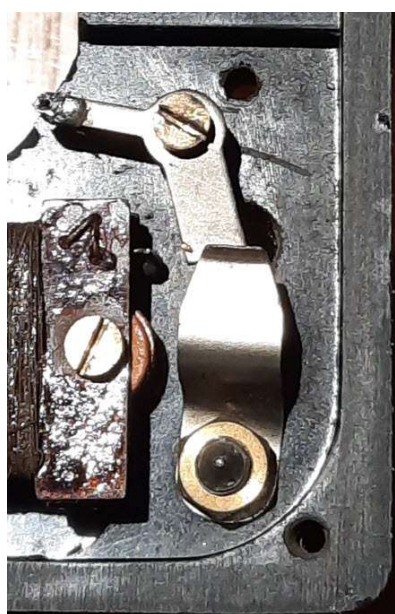


Fig. 44 : Vue de détail des lames de contact du bouton blanc permettant de fermer le circuit pour réaliser une mesure d'une brève durée. Photo : ON4HNO.

Voilà maintenant que tout s'explique

Les résistances additionnelles du voltmètre qui sont bobinées avec du fil ultra fin en constantan d'un diamètre de 0,030 mm sont traversées par un courant à fond d'échelle de 10 mA, ce qui donne une densité de courant de 14 A/mm². Cette valeur de densité de courant est excessive par rapport à des valeurs repères entre 2 A/mm² et 5 A/mm² recommandées pour du fin fil en constantan.

Le voltmètre est prévu à l'origine avec un bouton de contact qui permet de réaliser une mesure pendant un temps très court. Cet appareil de mesure n'est donc pas prévu pour des mesures de longues durées ou permanentes. Si le courant de 10 mA à fond d'échelle est établi pendant une brève durée, l'élévation en température des résistances additionnelles du voltmètre est limitée, en d'autres mots, les résistances n'ont pas eu le temps de chauffer jusqu'à atteindre une température excessive.

Comme le bouton poussoir de contact de mon voltmètre a été altéré et mis en circuit fermé permanent, le courant à fond d'échelle s'établit donc de façon permanente, ce qui a eu pour conséquence une élévation de température excessive du fin fil en constantan qui a fini par fondre. Ainsi, les résistances ont fini par claquer en circuit ouvert. Tout s'explique. Et tout cela pour un p...n de bouton, ça alors !

Mais alors, pourquoi le galvanomètre ferromagnétique a-t-il été épargné ?

Le fil du bobinage du galvanomètre est d'un diamètre de 0,16 mm, ce qui correspond à une section de 0,020106 mm². Le calcul de la densité de courant donne ceci :

$$J = \frac{I_{FSD}}{S} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{0,020106 \text{ mm}^2} = 0,497 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \approx 0,5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Cette valeur de densité de courant de 0,5 A/mm² est largement inférieure aux valeurs maximales recommandées pour du fin fil en constantan (de 2 A/mm² et 5 A/mm²). Ceci explique que, même à fond d'échelle, la bobine du galvanomètre ferromagnétique ne chauffe pratiquement pas, ou très peu au-dessus de la température ambiante.

Je pense, à ce stade-ci, avoir enfin trouvé l'origine de la panne du voltmètre et avoir donné une explication technique rigoureuse sur le phénomène du claquage des résistances additionnelles sans que le galvanomètre ait souffert.

Perspectives de réparation de mon voltmètre

Après quelques recherches, j'ai trouvé des fournisseurs qui peuvent délivrer du fil en constantan d'un diamètre de 0,030 mm en petits conditionnements et accessibles à des particuliers. Mais je pense qu'il y a beaucoup mieux à faire avec les composants modernes et de technologies avancées que nous connaissons aujourd'hui en 2025.

En outre, je préfère que mon voltmètre puisse être capable d'effectuer des mesures de longues durées, voire permanente dans le cas d'un monitoring de la tension du réseau électrique 230 V en courant alternatif, par exemple

Je dois donc rechercher des résistances de précision, à faible coefficient de température et qui sont d'un encombrement relativement réduit en épaisseur et en longueur. Ces résistances doivent aussi être prévues pour une puissance de dissipation de quelques Watts.

En ayant reçu quelques conseils de mon OM qui a fait partie d'une équipe d'électroniciens instrumentistes durant une période de son QRL, j'ai consulté le catalogue des résistances de précision fabriquées par la société Caddock. J'ai pu trouver les résistances appropriées pour mon application auprès d'un distributeur de composants électroniques professionnel (Mouser Electronic). Les prix de telles résistances sont relativement abordables lorsqu'on doit se les approvisionner à la pièce. Ce n'est pas le prix de quatre résistances qui vont m'arrêter, même si celles-ci me coûtent une demi-douzaine d'Euros à la pièce.



Fig. 45 : Gamme des résistances de la société Caddock. Source : Caddock.com, Caddock Electronics Inc., 17271 North Umpqua Hwy, Roseburg, Oregon 97470-9422.

Dans cette gamme de résistances de précision, celles qui conviennent le mieux à mon application sont parmi celles qui ont un format similaire aux transistors en boîtier TO-220 (comme le boîtier des régulateurs 7805, 7812, etc.). Il est à remarquer que ces résistances sont du type non inductif, dans une certaine mesure, car l'inductance parasite est de l'ordre de 10 nH. Je dois choisir une gamme qui prévoit des valeurs de résistances de 5 kΩ à 100 kΩ pour trouver les valeurs de 10 kΩ, 15 kΩ, 20 kΩ et 25 kΩ qu'il me faut. Heureusement que ces valeurs font partie de celles qui sont normalisés dans cette gamme.

Selon ces critères, la seule série qui puisse me convenir est celle du modèle MP925 dont la puissance de dissipation peut aller jusqu'à 25 W lorsque les résistances sont montées sur un refroidisseur (dissipateur) de taille appropriée. Lorsqu'elles sont montées à l'air libre sans refroidisseur, ces résistances ont une puissance de dissipation maximale de 2,25 W.

Je peux fabriquer des petites plaquettes en aluminium ou en cuivre de la dimension des plaquettes en bakélite d'origine dans le voltmètre. Cela me servira d'interfaces mécaniques pour le montage des nouvelles résistances et fera office en même temps de petits refroidisseurs (dissipateurs).

Il est à remarquer que ces résistances sont fabriquées sur un substrat en céramique thermo-conductrice mais isolante au point de vue électrique. Cela simplifie le montage des résistances qui sont ainsi libres de potentiel par rapport aux refroidisseurs métalliques.

La tolérance standard des résistances du modèle MP925 est de 1 % et le coefficient de température, pour une température de référence de 25 °C, est de -20 ppm/K à +80 ppm/K et ce pour une différence de valeur de résistance prise à 150 °C. Ces performances sont largement suffisantes pour mon application.



Fig. 46 : Gamme des résistances Caddock en différents boîtiers dont le TO-220 Source : Caddock.com, Caddock Electronics Inc., 17271 North Umpqua Hwy, Roseburg, Oregon 97470-9422.

Construction de plaquettes en cuivre pour le montage des nouvelles résistances

J'ai réalisé trois plaquettes en cuivre d'une épaisseur de 1 mm et des mêmes dimensions que celles des plaquettes d'origine en bakélite.

Lors du montage des résistances sur les refroidisseurs, j'ai pris le soin d'enduire le substrat céramique d'une pâte thermo-conductrice afin de réduire la résistance thermique entre le substrat et le refroidisseur.

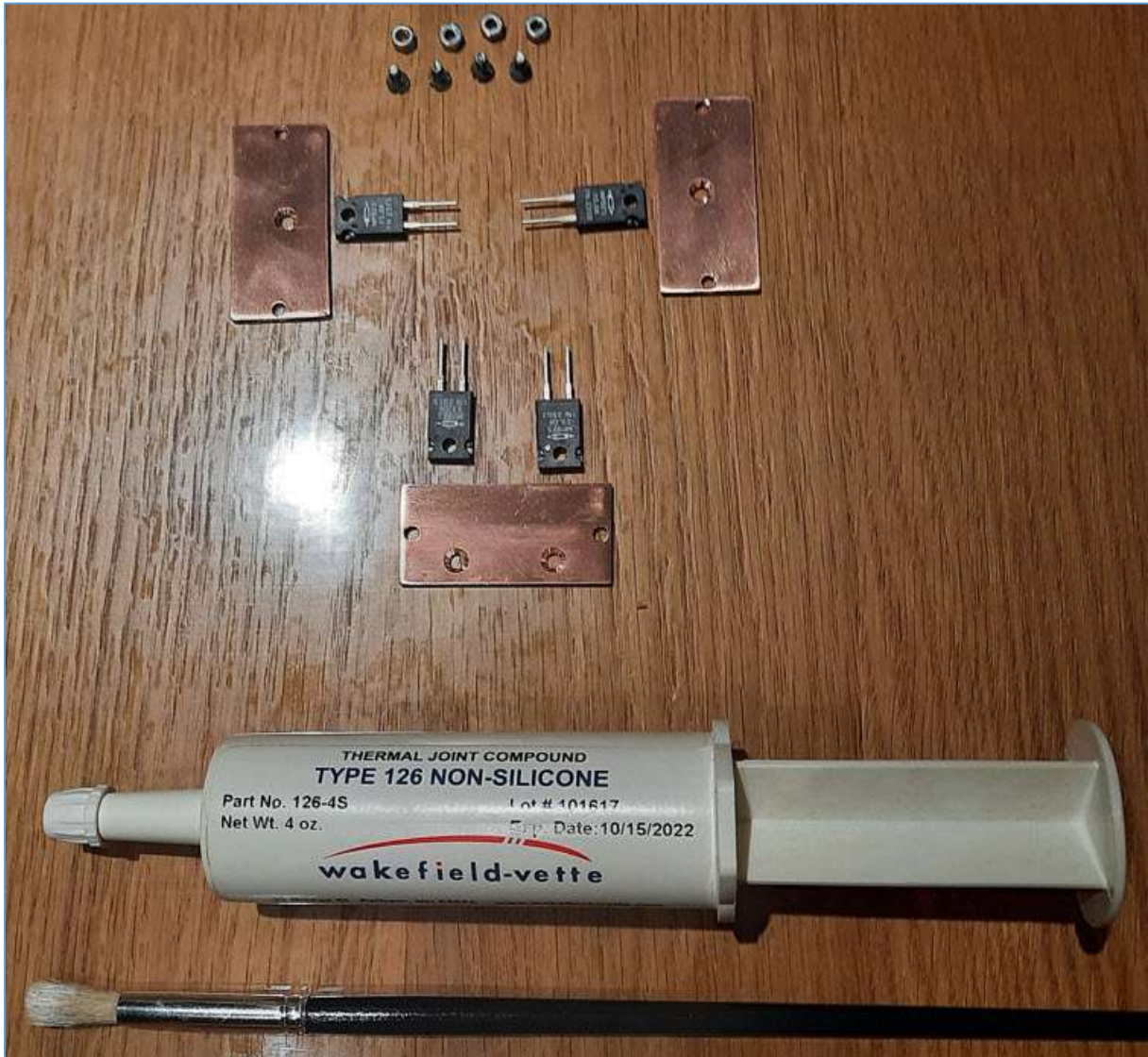


Fig. 47 : Résistances de précision Caddock MP925 et plaquettes en cuivre servant de refroidisseur et d'interface mécanique de montage. Photo : ON4HNO.

Assemblage final et câblage du voltmètre

Le montage des résistances dans le voltmètre a été rendu facile grâce aux plaquettes en cuivre qui viennent se substituer en lieu et place des plaquettes d'origine en bakélite. Pour le câblage, j'ai utilisé du fil souple de jauge (gauge) 24 AWG, c'est-à-dire d'un diamètre de 0,5 mm et donc d'une section de 0,2 mm².

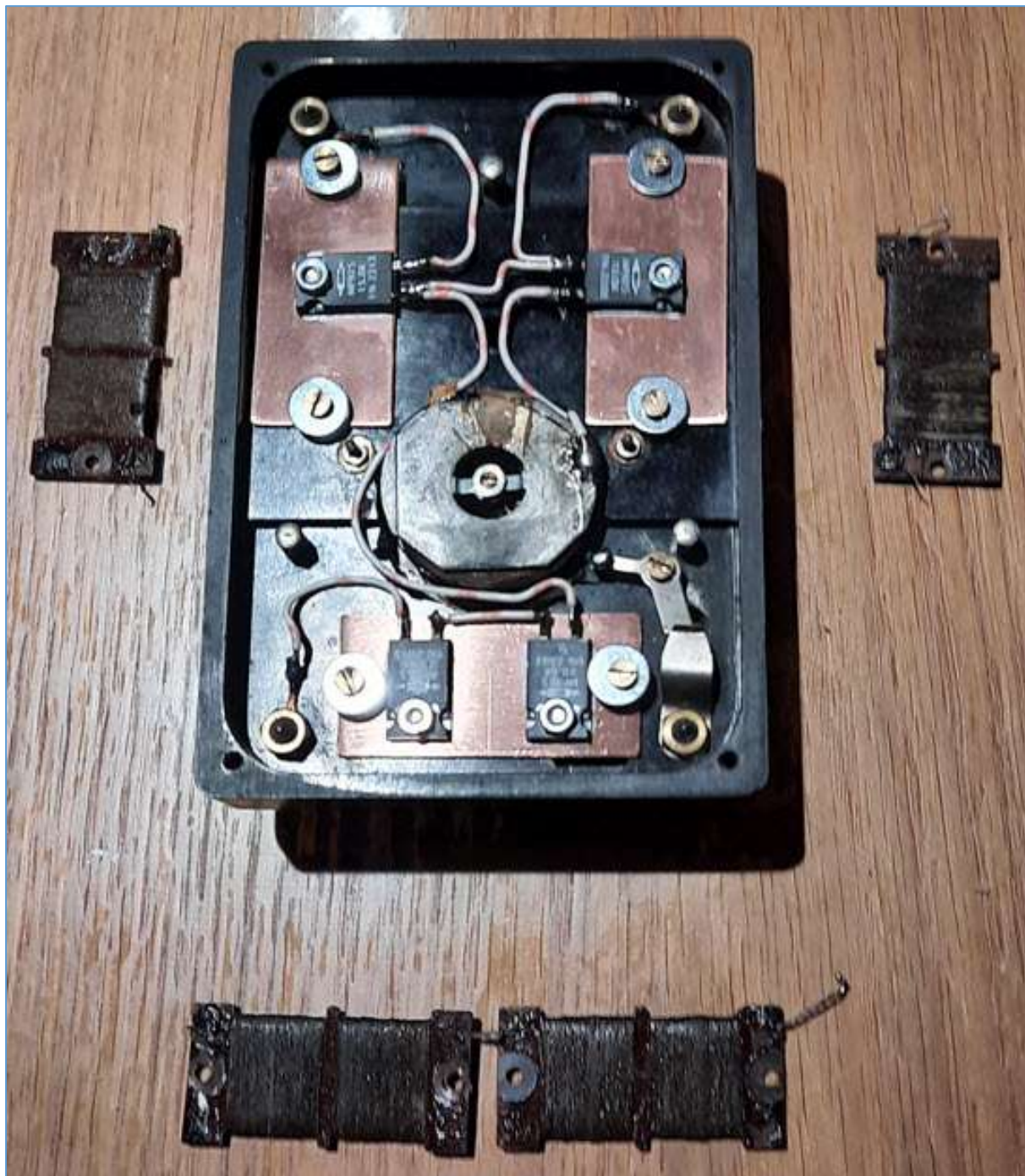


Fig. 48 : Montage et câblage des nouvelles résistances de précision dans le voltmètre. Les anciennes résistances bobinées en fil de constantan sont déposées à l'extérieur du boîtier pour illustrer la comparaison avec les nouvelles résistances Caddock. Photo : ON4HNO.

Mise en service et tests finaux

Après avoir mesuré la résistance interne totale du voltmètre à chaque calibre et ayant constaté que toutes les valeurs correspondent à celles qui sont indiquées au dos de l'appareil, me voici confiante pour une première mise sous tension du voltmètre.

Le plus simple a été de raccorder le calibre de 300 V du voltmètre sur le secteur de distribution d'énergie électrique en courant alternatif 230 V 50 Hz. La mesure obtenue est proche de 230 V. Je ne m'attends pas à une grande précision de mesure avec ce modeste voltmètre. Mais le voltmètre est réparé et il fonctionne, ce qui me procure déjà une belle satisfaction.



Fig. 49 : Test du voltmètre en courant alternatif sur le secteur 230 V 50 Hz en ayant raccordé le calibre de 300 V. Photo : ON4HNO.

Conclusions

L'achat d'un ancien voltmètre à la brocante de Louvexpo 2025 et le dépannage de ce voltmètre m'a permis de revoir quelques notions de base d'électrotechnique apprises aux cours radioamateurs pour la licence de base et pour la licence Harec. Cette expérimentation m'a aussi donné l'opportunité de prolonger cet apprentissage avec quelques nouvelles notions indispensables à la compréhension du fonctionnement interne de ce voltmètre.

C'est par la pratique et l'expérimentation que j'ai pu découvrir ces nouvelles notions. Cela m'a demandé le cheminement de plusieurs raisonnements pour découvrir le fonctionnement du voltmètre vintage, pour trouver l'origine de la panne, pour expliquer cette origine de la panne et pour analyser la façon dont ce voltmètre a été conçu.

C'est aussi par la pratique que je viens de découvrir l'existence de quelques technologies particulières. Il s'agit donc ici d'une expérimentation d'électrotechnique appliquée qui m'a permis de réaliser la synthèse de quelques lois dans les domaines de l'électricité et de l'électromagnétisme.

J'ai pu constater, à ma grande surprise, qu'il existe de nombreuses grandeurs physiques dans le domaine de l'électromagnétisme et que celles-ci sont régies par de nombreuses lois qui portent toutes des jolis noms.

Il y a encore bien d'autres phénomènes et diverses relations qui s'expriment par des lois dans le domaine de l'électrotechnique, d'une part entre des grandeurs électriques et d'autre part entre des grandeurs électromagnétiques. Mais le monde ne s'est pas fait en un jour.

88 de Noëlla ON4HNO.

73 de Jean-François ON4IJ.