Modélisation d1un relais polarisé haute sensibilité

Patrice Joyeux

▶ **To cite this version:**

Patrice Joyeux. Modélisation d1un relais polarisé haute sensibilité. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2000. Français. NNT : . tel-00689509

HAL Id: tel-00689509

https://theses.hal.science/tel-00689509

Submitted on 19 Apr 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque
|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 Mars 1992)

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée au laboratoire : Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

dans le cadre de l'Ecole Doctorale ***« Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunication et Signal »***

présentée et soutenue publiquement

par

Patrice JOYEUX

le 21 Décembre 2000

MODELISATION D'UN RELAIS POLARISE HAUTE SENSIBILITE

JURY

M. Jean Paul FERRIEUX	Président
M. Bernard MULTON	Rapporteur
M. Laurent NICOLAS	Rapporteur
M. Philippe REIGNIER	Examinateur
M. Albert FOGGIA	Directeur de thèse

A ma famille

SOMMAIRE

SOMMAIRE 1

REMERCIEMENTS 5

Introduction générale 9

Chapitre I. Généralité sur la protection différentielle. 13

I Introduction. 13

II Protection et définition. 13
II.1 Les dangers du courant électrique. 13
II.2 Les différents chocs électriques. 14
II.3 Historique de la fonction différentielle. 15
II.4 Protection électrique. 17
II.5 Définition et but de la protection différentielle. 17
II.6 Conclusion. 18

III Principe de la fonction différentielle. 18
III.1 Les différents types de mesures différentielles. 18
III.2 Fonctions de base. 19
III.3 Réalisation des différentes fonctions. 19
III.4 Le relais polarisé haute sensibilité. 21

IV Ce que doit respecter la fonction différentielle. 26
IV.1 Liste des tests. 27
IV.2 Liste des tests et des phénomènes rencontrés et des comportements attendus. 29

V Les problèmes rencontrés. 30

VI Conclusions. 31

Chapitre II. Mesure des entrefers. 35

I Introduction. 35

II Constitution détaillée du relais. 36

III Influence des défauts d'entrefer. 37
III.1 Modélisation des défauts d'entrefers. 38
III.2 Influence des paramètres des défauts d'entrefer. 41
III.3 Conclusion. 45

IV Elaboration d'une méthode de mesure. 46
IV.1 Difficultés de la mesure. 46
IV.2 Equations à résoudre. 47
IV.3 Mise en œuvre. 48

V Validation de la mesure. 50
V.1 Comparaison de la mesure avec le modèle analytique. 50
V.2 Pour des grands entrefers. 50
V.3 Pour des faibles entrefers. 52
V.4 Conclusion. 54

SOMMAIRE

VI Conclusion. 55

Chapitre III. Modélisation analytique du relais. *59*

I Introduction. 59

II Principe de fonctionnement. 60
II.1 Constitution. 60
II.2 Réalisation. 61
II.3 Fonctionnement détaillé. 62

III Choix de la méthode de modélisation. 63
III.1 Introduction. 63
III.2 Réalisation d'échantillons d'étude. 64

IV Phénomènes électromagnétiques. 65
IV.1 Le matériau magnétique utilisé dans le relais. 65
IV.2 Phénomène de diffusivité des matériaux magnétiques. 66
IV.3 Etude des courants induits. 67
IV.4 Fonctionnement de l'aimant. 74
IV.5 Critère de déclenchement. 76
IV.6 Conclusion. 77

V Elaboration du modèle. 77

VI Validation du modèle. 79

VII Conclusion. 81

Chapitre IV. Modèle Numérique. *85*

I Introduction. 85

II Etude Flux2D. 86
II.1 Modèle magnétostatique. 86
II.2 Modèle magnétique évolutif. 89

III Modèle 2D avec différentes coupes couplées. 96
III.1 Principe. 96
III.2 Application au relais. 97
III.3 Validation 98
III.4 Conclusion. 99

IV Modélisation Flux3D®. 99
IV.1 Introduction. 99
IV.2 Les difficultés rencontrées. 99
IV.3 Les simulations. 100
IV.4 Conclusion. 102

V Conclusion. 103

CONCLUSION GENERALE *107*

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES *111*

ANNEXE 1 *117*

ANNEXE 2 *127*

ANNEXE 3 *135*

ANNEXE 4 *146*

REMERCIEMENTS

REMERCIEMENTS

Le travail de ce mémoire à été effectué au sein de l'équipe machines électriques du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et en collaboration très étroite avec la société Hager dans le cadre d'une convention CIFRE.

Je tiens à remercier Jean Paul FERRIEUX , professeur à l'UJF pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse mais aussi des nombreux conseils qu'il m'a donné pendant mon DEA en Electronique de Puissance toujours au sein de ce labo.

Monsieur Bernard MULTON, professeur à l'Ecole normale supérieure de Cachan, pour avoir accepter d'être rapporteur de ce travail, et de m'avoir posé quelques questions avant ma thèse ceci m'a permis d'expliquer d'une autre façon mon travail.

Monsieur Laurent NICOLAS, professeur à l'école centrale de Lyon, pour avoir accepter d'être mon rapporteur.

Monsieur Albert FOGGIA, professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, d'avoir dirigé mes travaux de recherche pendant ces trois belles années. Je le remercie aussi pour tous les bons conseils qu'il m'a prodigués tout au long de ce travail de recherche, et j'espère que ces travaux continueront dans une prochaine thèse.

Monsieur Jean Marc HORNSPERGER, responsable du Laboratoire de la société Hager , pour m'avoir fait confiance et de son grand intérêt pour le sujet traité.

Monsieur Jean Pierre ROGNON, Directeur du LEG de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Une mention spéciale à Grégoire MOULIN de m'avoir encadré pendant les deux tiers de ma thèse, mais aussi des discussions que l'on a eu pendant nos différentes rencontres. Je te souhaite une bonne continuation dans ta nouvelle vie.

Je remercie l'ensemble des techniciens et ingénieurs qui ont toujours assuré un service de qualité tant au niveau des résultats que des délais. Un grand merci à Claude, Joël ,Bruno, pour leurs dévouements dans l'équipe de football du LEG. J'ai aussi une pensée aux administrateurs réseau pour leur patience, car s'il y avait des problèmes réseau je n'étais pas bien loin, en particulier Marie Thérèse LOUBINOUX, Florence FRANCOIS pour leur aide, Etiennette CALLEGHER (pour lui avoir saturer plusieurs fois ses disques), Patrick GUILLOT (pour les différents plantages dont je dois être l'origine, mais rien a été prouvé...)

Je n'oublie pas toute l'équipe du secrétariat pour leurs aide et de leurs bonne humeur.

Je remercie également toutes les personnes avec lesquelles j'ai eu de nombreuse discussions animées et passionnée, qui n'avait rien de techniques, mais qui m'ont forcé à me pencher sur moi même. Cette pensée s'adresse plus particulièrement à toi Jean Christophe et je sais qu' il y a encore beaucoup de travail (la pente est raide et tu sais que je préfère le plat)

REMERCIEMENTS

Je pense à tous ceux du LEG qui m'ont témoigné beaucoup de gentillesse et qui se reconnaîtront dans ces remerciements. Mais comme la tradition nous obligent à citer quelques noms j'ai une pensée à Audrey, Lulu, le Fab, broisouille, jeannot, la louloute, et à maxou et un grand merci pour la présentation de mon pot de thèse à delphine.

Un petit clin d'œil aussi au groupe de cuisiniers (Delphine, Jean Christophe, Bertrand, Bertrand)ceci me permettait de faire une bonne pose pendant la fastidieuse période de rédaction.

Merci à tous pour ces merveilleuses années

INTRODUCTION

Introduction générale

La mesure de protection électrique consiste, d'une part, à relier les masses des matériels électriques à une prise de terre et, d'autre part, à prévoir des dispositifs de coupure automatique intervenant avant que les personnes ne soient dans une situation dangereuse. Le danger s'exprime par les effets physiologiques produits par le passage du courant électrique à travers le corps humain et s'exprime en pratique par une relation entre l'intensité du courant qui passe à travers de celui-ci et le temps de passage de ce courant.

Afin d'assurer la sécurité des usagers, la protection différentielle à haute sensibilité (<30 mA) intervient avant que le passage du courant à travers la personne n'ait des conséquences dangereuses : le dispositif ne limite pas le courant mais intervient dans un temps compatible avec la sécurité.

Cette protection par dispositifs différentiels à haute sensibilité doit être considérée comme une protection complémentaire contre les contacts directs pour pallier la défaillance des mesures normales. Cependant il ne saurait dispenser en aucun cas des mesures de protection imposées pour la protection contre les chocs électriques. Une telle protection ne protège pas une personne qui toucherait simultanément deux parties actives à des potentiels différents, car le dispositif ne saurait faire de distinction entre un appareil d'utilisation et une personne. Heureusement de telles circonstances sont très rares. Ainsi, la généralisation des dispositifs différentiels à haute sensibilité constitue une amélioration importante du niveau de sécurité des installations et peut être considérée également comme un élément de confort pour l'usager.

C'est pourquoi les améliorations et perfectionnements apportés dans la conception et la construction de ces dispositifs ont permis d'imposer leur emploi dans toutes les circonstances où ils pouvaient contribuer à l'amélioration de la sécurité.

Ces dispositifs sont réalisés avec une chaîne de mesure dite différentielle. Elle est composée d'un transformateur de mesure et d'un actionneur électromécanique.

Les études menées jusqu'ici ont permit d'aboutir à une très bonne compréhension du fonctionnement du convertisseur statique de ces dispositifs. Les différents modèles réalisés sur le tore de mesure nous ont montrés qu'une bonne maîtrise de la réalisation et une meilleure compréhension de l'actionneur s'avèrent nécessaire. Pour réaliser cette étude nous avons élaboré une stratégie essentiellement basée sur l'expérimentation pour aboutir au résultat souhaité.

Dans le premier chapitre, nous présentons le domaine de la protection différentielle. Nous introduisons le principe de fonctionnement de ces appareils et les termes utilisés dans cette activité. Ensuite, nous détaillons les différents essais que doit respecter la chaîne de mesure différentielle. Ceci nous permet d'avoir une vue générale des dispositifs différentiels, et nous montre les difficultés de conception de ces appareils. Ceci aboutit sur les objectifs de la thèse sur le relais polarisé haute sensibilité.

Tous les paramètres du relais sont intimement liés et ne peuvent être séparés les uns des autres. Ce mémoire est rédigé d'une façon à amener le lecteur vers les points essentiels pour réaliser une modélisation d'un relais polarisé haute sensibilité.

Le deuxième chapitre, est une étude sur l'influence des défauts aux contacts de la pièce fixe et de la pièce mobile de cet actionneur. Cette étude a aboutit à l'élaboration d'une méthode de mesure pour déterminer un entrefer magnétique moyen vu par la bobine de l'actionneur. Cette donnée est ensuite utilisée dans les différents modèles réalisés au cours de ces travaux.

Le troisième chapitre met en évidence les différents problèmes physiques rencontrés dans celui-ci. Ces différentes études nous ont permis d'aboutir à un modèle analytique du relais.

Vu la complexité de la géométrie du circuit magnétique du relais nous ne pouvons pas seulement utiliser le modèle analytique. Pour pallier ce problème nous avons réalisé un modèle numérique utilisant une méthode originale pour déterminer les caractéristiques magnétiques et électriques du relais avec des temps de calcul raisonnables. Ceci est développé dans le quatrième chapitre.

CHAPITRE I

Chapitre I. GENERALITE SUR LA PROTECTION DIFFERENTIELLE.

I Introduction.

Dans tous les domaines, mais particulièrement en électricité, chacun se préoccupe de plus en plus de la sécurité des utilisateurs tant au niveau des biens que des personnes. C'est pour cela que dans les installations électriques conventionnelles la fonction différentielle constitue la principale mesure de protection contre les risques d'électrisation et les défauts d'isolement. Cette fonction est assurée par un dispositif qui contrôle en permanence l'équilibre de la somme instantané des courants dans les différents conducteurs d'une installation ou d'un circuit. Si cette somme atteint une valeur déterminée, au-delà de laquelle il pourrait en résulter des dangers pour les personnes et les biens, cette fonction doit provoquer la coupure de l'alimentation. Ce dispositif est appelé protection différentielle.

Avant d'aborder l'étude proprement dite, nous allons nous intéresser au contexte de mise en place des dispositifs différentiels dans leurs environnements. Nous décrirons d'abord leurs évolutions et leurs rôles. Cette première partie nous permet d'introduire ce domaine particulier de la fonction différentielle d'un point de vue électrotechnique.

Ensuite, nous décrirons cet appareillage d'un point de vue technologique. Dans un premier temps, cette description reste très générale, elle décrit le rôle des différents organes de la chaîne de mesure différentielle. Au fur et à mesure nous développerons d'une façon plus détaillée le sujet qui nous intéresse : Le relais polarisé haute sensibilité.

Une fois ce thème mis en place, nous introduirons tous les défauts que peut rencontrer un dispositif différentiel et plus particulièrement notre actionneur. Ceci nous permet d'intégrer la notion de confort d'exploitation. En effet, si un accroissement des mesures de sécurité rend difficile l'utilisation d'une installation électrique, son exploitation est incorrecte et l'objectif recherché n'est pas atteint.

II Protection et définition.

Pour mieux introduire le sujet de notre travail, nous présenterons dans ce paragraphe le vocabulaire utilisé dans la protection des biens et des personnes. Nous en profiterons pour déterminer les différents moyens de mise en œuvre de ces protections. Nous expliquerons les différentes méthodes de protection concernant les habitations domestiques (avec un régime de neutre de type TT, mais il faut savoir que l'on peut transposer toutes ces définitions et protections aux autres régimes de neutre voir Annexe 1).

II.1 Les dangers du courant électrique.

Le danger s'exprime par les effets physiologiques produits lors du passage du courant électrique à travers le corps humain. Il s'exprime en pratique par une relation entre l'intensité du courant qui passe à travers cette personne et le temps de passage de ce courant.

Pour un corps humain accidentellement traversé par un courant, on note deux sortes de conséquences.

- Des brûlures internes ou externes.
- Des contractures musculaires qui peuvent entraîner une tétanisation des muscles, ce qui empêche la personne de lâcher la partie sous tension ou provoquer directement l'arrêt du cœur.

La valeur du courant traversant la personne, dépend essentiellement de l'impédance de celle-ci. Cette impédance résulte des caractéristiques physiologiques de l'individu subissant cette électrisation (comme l'épaisseur de la peau, l'état de la surface de contact) mais aussi de son environnement (comme des locaux secs ou humides).

Ce risque, appelé aussi "chocs électriques" ou électrisation, peut avoir une issue fatale pour la personne dans le cas de l'électrocution.

II.2 Les différents chocs électriques.

Dans les installations électriques, certains matériaux utilisés dans le génie-électrique, vieillissent mal ou subissent des contraintes mécaniques importantes. Ces aléas peuvent occasionner différents accidents par des chocs électriques provoqués, par exemple, par la destruction de l'isolant des conducteurs ou de l'imprudence de l'usager. Ces derniers peuvent provoquer des brûlures voir le décès de la personne qui manipule l'installation défectueuse. Ces accidents surviennent dans différentes conditions que l'on va maintenant définir.

On parle de chocs électriques pour toutes situations provoquant le passage d'un courant dans le corps d'un être humain. La réglementation distingue deux situations pour lesquelles les moyens de protections peuvent être différents :

- Les contacts indirects
- Les contacts directs

Contact indirect (Figure 1): Il s'agit du contact d'une personne avec des masses métalliques mises accidentellement sous tension. Cette élévation de potentiel par rapport à la terre est due à un défaut d'isolement. Le défaut est causé par une défaillance des autres protections mises en œuvre comme le régime des neutres. Le courant Idt correspond au courant différentiel total. Si l'impédance de la ligne du conducteur de protection est importante, un courant résiduel Idr permanent s'écoule vers la terre. Maintenant, si une personne touche la carcasse métallique, un courant peut la traverser (Idh), ce qui peut provoquer une électrisation voire une électrocution de celle-ci.

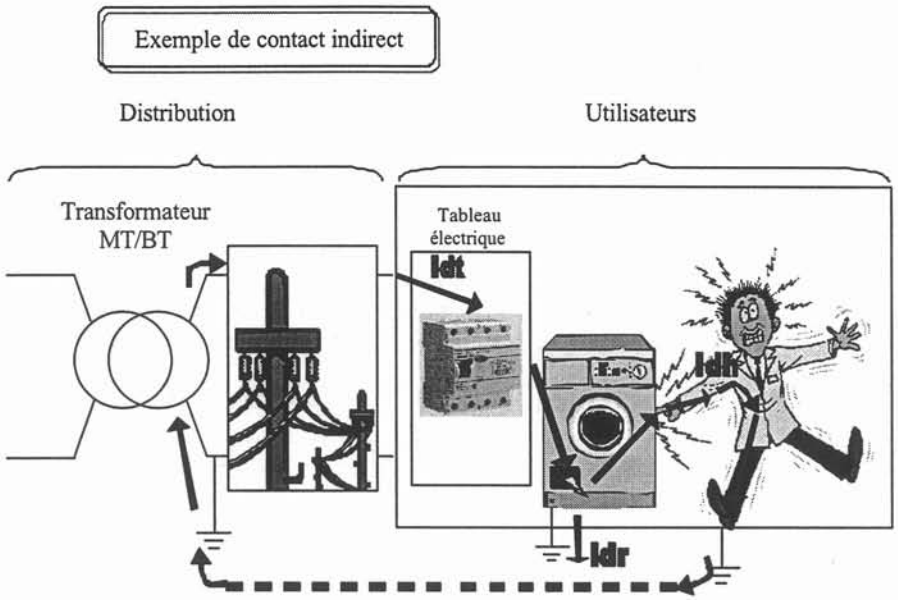


Figure 1 : Contact indirect.

Contact direct (Figure 2) : Lorsqu'une personne rentre en contact directement avec des pièces normalement sous tension, c'est elle qui est à l'origine du défaut. La plupart des accidents d'origine électrique sont dus à des contacts directs. Il s'agit du contact d'une personne avec un conducteur actif ou une autre pièce conductrice sous tension. Ce contact demeure toujours dangereux parce que seule la résistance corporelle limite le courant qui s'écoule vers la terre.

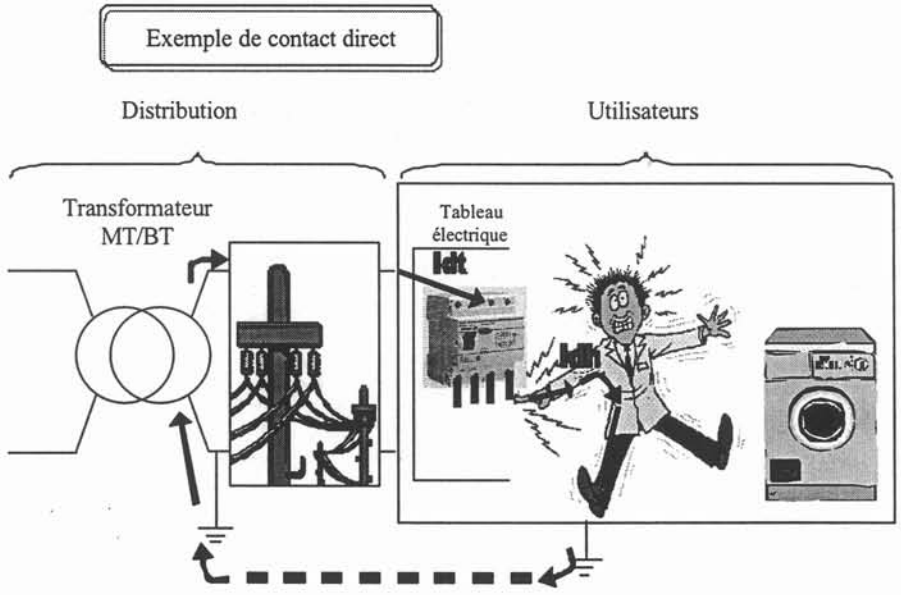


Figure 2 : Contact direct

II.3 Historique de la fonction différentielle.

Avant de commencer l'historique de la fonction différentielle, nous allons définir quelques termes essentiels qui caractérisent les dispositifs différentiels :

- Le courant différentiel résiduel que l'on va nommer $I\Delta n$, est la valeur efficace de la somme vectorielle des courants de défauts qui doit provoquer le déclenchement du dispositif différentiel.
- Le courant nominal d'utilisation In est le courant nominal qui circule dans les conducteurs de puissance.

Le principe de la détection d'un courant de défaut différentiel est ancien. En effet, le premier brevet date de 1928. Les premiers dispositifs différentiels ont été des disjoncteurs mis au point à la demande des distributeurs d'énergie électrique. La première application industrielle avait pour but de détecter le vol de courant. La sensibilité de ces dispositifs était alors comprise entre 2 et 3 A. Il faut attendre les années soixante pour trouver des produits capables d'assurer la protection visée par le brevet de 1928 (Annexe 4).

L'évolution du décret relatif à la protection des travailleurs de 1962, a permis l'utilisation du différentiel dans la protection des personnes contre les contacts indirects (appareil de moyenne sensibilité 500mA ou 300mA). En effet, ce décret exigeait, pour un schéma TT (Annexe 1), le contrôle permanent de l'installation par un dispositif qui, en cas de défaut d'isolement, sépare automatiquement le dispositif de sa source d'énergie. Le décret définissait également les conditions du fonctionnement de cet appareil sensible au courant de défaut, tel que, dans le cas général, seul un dispositif différentiel pouvait remplir. Le dispositif différentiel était ainsi consacré comme dispositif de protection contre les contacts indirects.

Il convient maintenant d'évoquer la fonction de protection contre les contacts directs. Cette fonction n'est pas récente, puisqu'elle s'est développée progressivement, mais elle s'est généralisée dans certaines installations depuis la parution de la nouvelle norme NF C 15-100 de mai 1991.

On peut citer comme date clé de cette fonction, le 20 juillet 1967, date de l'arrêté par lequel le Ministère du Travail autorisait, pour des installations exigeantes, dans des locaux ou emplacements particuliers, que les masses non mises à la terre le restent, à condition, notamment, je cite, "*que soit mis en place un dispositif de coupure automatique sensible au courant de défaut à la terre et dont, en outre, les caractéristiques de fonctionnement seront fixées de telle façon que le passage de ce courant à travers le corps humain n'ait pas de conséquences graves.*"

Par exemple, un contact de la main, sur une partie active sous tension est, par définition, un contact direct. Dans ce cas, la boucle de défaut est fermée par le corps de la personne. Ainsi, la totalité du courant de défaut traverse le corps humain. Le dispositif différentiel doit donc avoir une courbe de fonctionnement adaptée : celle des dispositifs différentiels à haute sensibilité, ne dépassant pas 30 mA. C'est pourquoi les améliorations et perfectionnements, apportés par les constructeurs dans la conception et la construction de ces dispositifs, ont permis d'imposer leur emploi dans toutes les circonstances où ils pouvaient contribuer à l'amélioration de la sécurité.

De plus, la NF C 15-100 a généralisé la protection différentielle à des contacts directs grâce à l'utilisation d'appareils de haute sensibilité comme les 30 mA ou 10 mA. Depuis cette époque, la protection différentielle est devenue le passage obligé de toute installation électrique.

II.4 Protection électrique.

La protection contre les défauts électriques est assurée par différents moyens techniques.

Le premier peut être mécanique, comme la double isolation qui définit les matériels de classe II. Ce type d'appareil ne nécessite pas de fil de terre.

Le second est électrique, dans ce cas, il y a trois types de protection différente.

- **Galvanique** comme le transformateur de séparation. Il supprime les risques de courant de défaut à la terre ou de tension de contact au premier défaut. Il est utilisé principalement dans les locaux humides.
- **Surintensité** comme le disjoncteur ou le fusible. Il coupe un courant supérieur à la valeur nominale In. Il est principalement utilisé pour la protection des lignes électriques mais aussi pour la protection des personnes en contact indirect associé à un régime de neutre tel que le régime IT ou TN (Annexe 1).
- **Différentielle**. Ce thème est développé ci-dessous.

II.5 Définition et but de la protection différentielle.

La protection différentielle est destinée d'une part, à mesurer les courants de fuite dans les différents conducteurs d'une installation ou d'un circuit. D'autre part, elle provoque la coupure de l'alimentation lorsque ce courant atteint une valeur déterminée au-delà de laquelle, il pourrait en résulter des dangers pour les biens et les personnes. Elle doit donc protéger contre :

- ***Les risques thermiques*** pour les installations et biens d'équipement. En effet, des courants de défauts supérieurs à 0.5A peuvent provoquer des échauffements, qui à leur tour peuvent enflammer des matières combustibles et ainsi être générateurs d'incendie.
- ***Les contacts direct et indirect*** pour la sécurité des personnes.

La protection contre les contacts indirects est destinée à éviter que des personnes, touchant la masse d'un appareil siège d'un défaut d'isolement, soient soumises à un choc électrique dangereux. La mesure de protection consiste, d'une part, à relier les masses des matériels électriques à une prise de terre et, d'autre part, à prévoir des dispositifs de coupure automatique, intervenant avant que les personnes puissent être dans une situation dangereuse.

De même pour les contacts directs, ils peuvent résulter du manque d'entretien des matériels, de la négligence ou de l'imprudence des usagers. Par exemple, l'usure des câbles souples peut entraîner la disparition de l'isolation des conducteurs ou la rupture du conducteur de protection. Tout contact avec le câble souple devient dangereux. De nombreux accidents sont également dus à des interventions sur du matériel à des fins de réparation sans mettre hors tension l'appareil.

Afin d'assurer la sécurité des usagers, la protection différentielle à haute sensibilité (<30 mA) intervient avant que le passage du courant à travers la personne n'ait des conséquences dangereuses : le dispositif ne limite pas le courant mais intervient dans un temps compatible avec la sécurité.

II.6 Conclusion.

En conclusion, il est important de rappeler que les dispositifs différentiels résiduels à haute sensibilité ne peuvent, en aucun cas, constituer l'unique protection contre les contacts directs proprement dits, elles ne constituent qu'une protection complémentaire. Une telle protection, ne protège pas une personne qui toucherait simultanément deux parties actives à des potentiels différents, car le dispositif ne saurait faire de distinction entre un appareil d'utilisation et une personne.

La protection par dispositif différentiel à haute sensibilité ne saurait dispenser de relier les masses des appareils à une prise de terre. Il est vrai que ces dispositifs assurent la coupure avant que la personne touchant un élément sous tension ne soit dans une situation dangereuse. Mais on conçoit qu'il faut éviter que ce soit le contact d'une personne qui provoque le fonctionnement du dispositif, même si le passage du courant n'est pas dangereux. Le passage de ce courant n'est pas agréable et peut entraîner des effets secondaires qui peuvent être périlleux, par exemple la chute d'une personne se trouvant sur une échelle.

Par contre, chaque fois qu'il y a risque de rupture du conducteur de mise à la terre, le dispositif différentiel résiduel à haute sensibilité apporte un complément de protection appréciable. C'est un complément à une mesure de protection contre les contacts indirects (mise à la terre des masses métalliques).

On peut maintenant distinguer deux types de protection différentielle qui sont destinés :

- $I\Delta n > 30mA$ à la protection des installations contre les défauts d'isolement (détérioration matérielle, risque d'incendie, etc.), contact indirect.
- $I\Delta n < 30mA$ à la protection des personnes contre les risques d'électrocutions par contact direct ou indirect.

III Principe de la fonction différentielle.

Dans un circuit électrique, entre le générateur et le récepteur, des courants dont la somme vectorielle est nulle, circulent dans chaque conducteur actif. Dans le cas d'une distribution monophasée, le courant qui circule dans la phase ou le conducteur aller est identique à celui qui circule dans le neutre ou le conducteur retour, mais leur direction est opposée.

Ainsi, toute différence de courant entre les conducteurs actifs ne peut être due qu'à un défaut, l'autre partie du courant passe par un autre circuit comme la terre. Le dispositif différentiel mesure en permanence les courants et, en cas de défaut, provoque l'ouverture du circuit. Le même raisonnement peut être poursuivi pour des systèmes polyphasés.

III.1 Les différents types de mesures différentielles.

Pour réaliser une protection différentielle, il existe trois possibilités techniques :

- La fonction mesure traditionnelle. Cette solution utilise uniquement l'énergie du défaut pour faire déclencher l'appareil le plus rapidement possible.

- La fonction mesure avec assistance électronique. Cette solution, comme la précédente, n'utilise que l'énergie du défaut pour déclencher. Toutefois, le principe est basé sur l'accumulation de l'énergie dans un condensateur. Le temps de déclenchement est ainsi retardé.
- La fonction mesure électronique. Cette solution utilise l'énergie du réseau pour faire déclencher le produit et ne dépend pas de l'énergie du défaut.

Dans ce mémoire, nous allons nous intéresser plus particulièrement à la fonction mesure traditionnelle.

III.2 Fonctions de base.

Comme nous l'avons vu dans le premier paragraphe, le principe de la protection différentielle va toujours se dérouler suivant trois étapes qui sont :

- Apparition du défaut,
- Détection du défaut,
- Réaction de l'appareil de protection qui doit couper le circuit d'alimentation pour mettre hors tension l'installation. Ceci évite tout danger pour les personnes et les biens.

Pour réaliser ces trois étapes la protection différentielle se décompose en quatre parties (Figure 3).

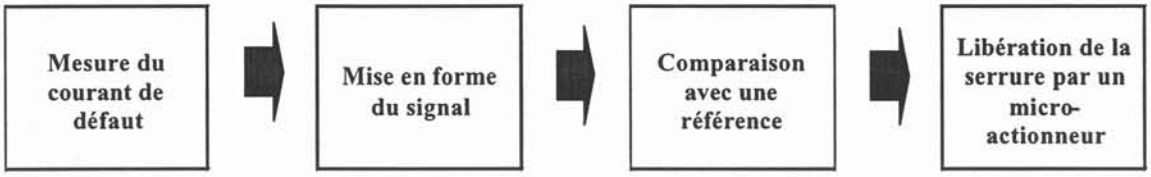


Figure 3 : Synoptique d'une fonction différentielle.

Ces fonctions sont :

- Mesure du courant de défaut.
- Mise en forme pour annihiler les déclenchements intempestifs.
- Comparaison de ce courant avec une valeur de référence.
- Déclenchement du dispositif de coupure.

Maintenant que nous avons défini les quatre fonctions principales, nous allons déterminer comment elles sont réalisées.

III.3 Réalisation des différentes fonctions.

La caractéristique de la fonction mesure traditionnelle est d'utiliser comme seule source d'énergie le courant de défaut. Ce principe nous permet d'avoir un déclenchement rapide de l'appareil.

Dans cette chaîne de mesure nous avons quatre éléments de base : un tore, un circuit de mise en forme, un relais polarisé haute sensibilité et une serrure (Figure 4).

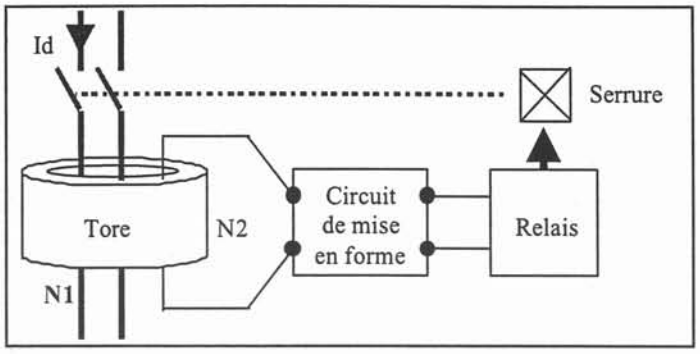


Figure 4 : Schéma de principe.

La détection est assurée par un transformateur de courant appelé **tore**. Il se présente sous la forme d'un anneau fermé, constitué d'un ruban magnétique à haute perméabilité enroulé. Il entoure tous les conducteurs actifs du circuit à protéger. Ces conducteurs sont utilisés comme enroulements primaires. Suivant les sensibilités des dispositifs différentiels, nous avons un ou plusieurs conducteurs primaires. Le sens de leurs enroulements est tel que les forces magnétomotrices produites par les courants des conducteurs actifs sont en opposition. En effet, pour un réseau, la somme vectorielle des courants dans les conducteurs est nulle (Figure 5a). Quand cette condition est respectée, aucun courant ne parcourt le circuit secondaire du tore. Si une différence se produit (Figure 5b), par exemple un défaut d'isolement, celui-ci provoque un déséquilibre dans le circuit primaire, créant une variation de flux, qui elle même engendre une tension induite dans le circuit secondaire.

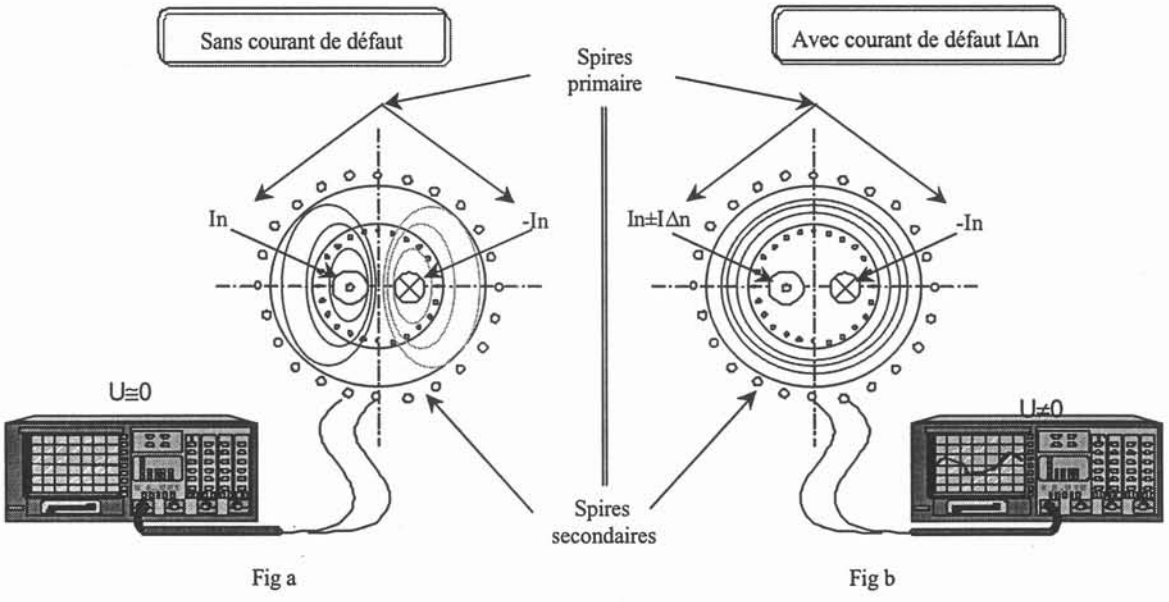


Figure 5 : Principe de fonctionnement du tore.

Un circuit de mise en forme (Figure 6) évite des déclenchements intempestifs (voir § IV). Il est constitué de composants passifs simples. Ce sont principalement des diodes, et des capacités.

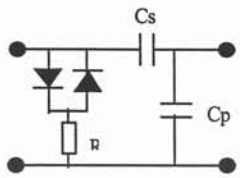


Figure 6 : Plaquette de mise en forme.

Lorsque le courant mesuré par le tore atteint une valeur prédéterminée, celle-ci active **un relais polarisé haute sensibilité** (voir § III.4).

La serrure, actionnée par le relais polarisé, provoque la coupure de l'alimentation. Les dispositifs de coupure sont généralement mécaniques et provoquent l'ouverture des contacts.

Cette description nous offre une vue d'ensemble d'une chaîne de mesure différentielle traditionnelle. A présent, nous allons nous intéresser plus particulièrement au relais polarisé haute sensibilité.

III.4 Le relais polarisé haute sensibilité.

III.4.1. Constitution du relais.

Le relais est un micro-actionneur qui provoque l'ouverture des contacts lorsqu'un courant de défaut limite est détecté. C'est un dispositif mécanique et électromagnétique utilisé pour transformer l'énergie électrique délivrée par le tore de mesure en une énergie mécanique.

Nous le définissons comme un dispositif mécanique pour deux raisons. D'abord, Il fait appel à la micromécanique (rectification des surfaces polaires). Ensuite, il se compose d'une pièce mobile et d'un ressort qui va engendrer la force de déverrouillage nécessaire pour l'ouverture de la serrure.

En outre, nous le définissons dispositif électromagnétique car il est composé d'un circuit magnétique massif, d'un aimant permanent et d'une bobine.

Le relais est constitué de différentes pièces (Figure 7) :

- Un circuit magnétique en Fer Nickel, massif, qui canalise les lignes de flux. Il comporte:
  - Une armature fixe en forme de **"U".**
  - Une palette mobile qui referme le circuit magnétique.
- Un aimant permanent, de type ALNICO.
- Une bobine recevant la mesure du courant de défaut.
- Un ressort qui engendre la force nécessaire pour le déverrouillage de la serrure.

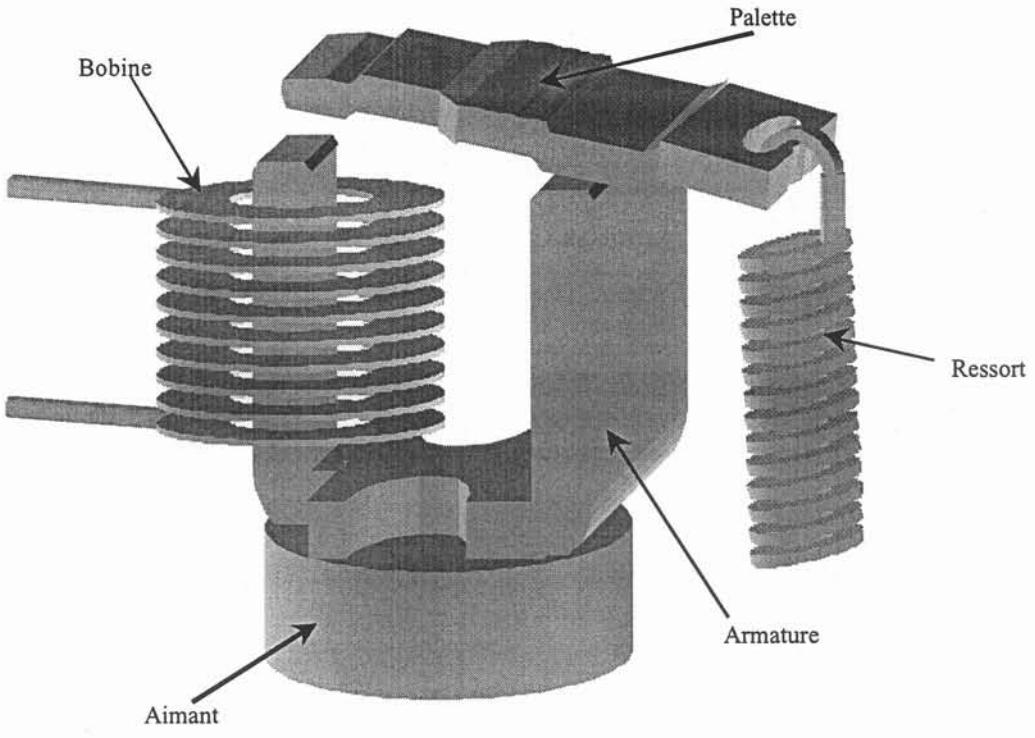


Figure 7 : Constitution du relais polarisé.

Comme nous l'avons vu le rôle du relais cumule deux fonctions :

- Une fonction électrique. Le relais est une impédance complexe insérée dans le circuit de détection du courant de défaut.
- Une fonction de seuil. A partir d'un certain critère de déclenchement sur la tension et le courant, le relais doit libérer une énergie mécanique suffisante pour déverrouiller une serrure.

Ces deux fonctions montrent que le relais est un constituant très sensible de la chaîne de mesure.

III.4.2. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement est simple (Figure 8). L'aimant crée un flux dans le circuit magnétique qui engendre des forces au niveau des entrefers palette/armature. Ces forces sont suffisamment importantes pour s'opposer à l'action du ressort et garder ainsi la palette collée à l'armature. Dans cette position le relais est au repos. Lorsque la bobine est alimentée dans le bon sens, et avec une amplitude suffisante, le flux qu'elle produit s'oppose au flux de l'aimant. Les forces dans l'entrefer vont décroître, la force du ressort devient prépondérante et décolle la palette de l'armature.

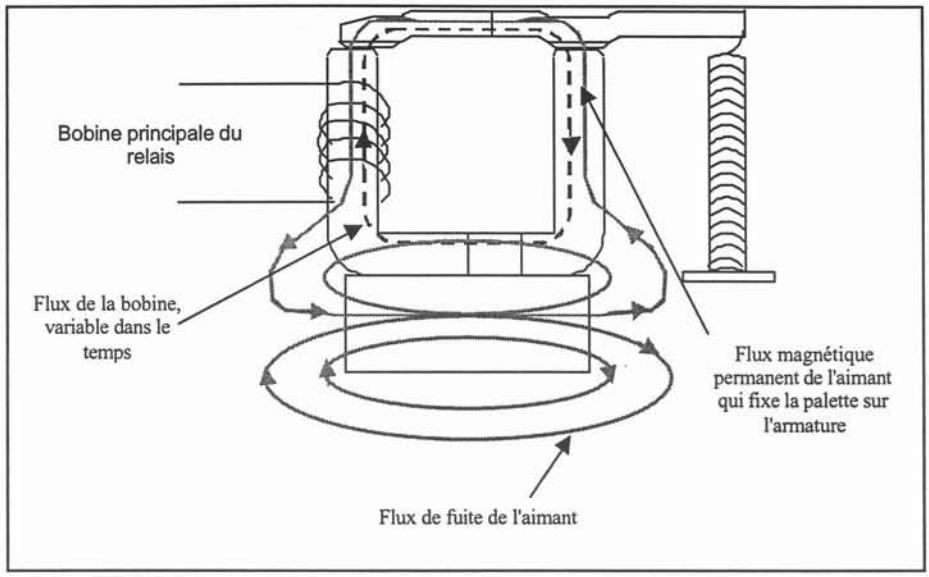


Figure 8 : Principe de fonctionnement.

Le relais est donc monostable, c'est-à-dire qu'il faut le réarmer pour le refermer. Cette condition impose des serrures différentielles complexes avec réarmement automatique.

De plus, le relais est polarisé, c'est-à-dire que le flux de la bobine doit avoir un signe prédéterminé pour faire déclencher le relais (opposé au flux de l'aimant).

III.4.3. Caractéristiques électriques du relais.

Après avoir précisé le rôle et la composition des appareils de protection différentielle. Nous avons aussi défini ce qu'est un courant de défaut, et évoqué la sensibilité des appareils. Nous allons à présent affiner ces notions et indiquer dans quelles conditions ce courant est mesuré. Ainsi, nous définirons les principales caractéristiques électriques du relais que l'on utilisera ensuite dans ce document.

Rappelons d'abord que la sensibilité d'un dispositif différentiel, c'est la valeur du courant de défaut exprimée en valeur efficace pour lequel l'appareil de protection différentielle déclenche.

III.4.3.a Conditions de mesure.

Dans le cadre de leur utilisation courante, le défaut différentiel est brusque (Figure 9 a). Ce genre de défaut est, hélas, difficile à caractériser. Cependant, pour pouvoir mettre au point ces appareils, les normes autorisent à créer des défauts différentiels d'amplitude lentement variable (Figure 9 b). Les valeurs des courants de défaut diffèrent un peu de celles obtenues avec des défauts brusques. Mais, nous pouvons en revanche faire l'hypothèse de régimes quasi permanents. Ces notions, que nous allons développer, vont aboutir à la notion de conditions proches du déclenchement que nous utiliserons dans toute la suite du mémoire.

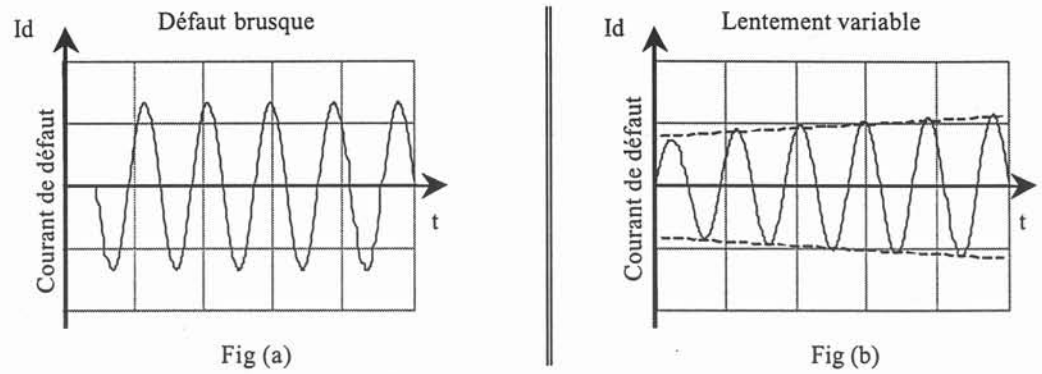


Figure 9 : Allure des différents courants de déclenchement.

Notre travail vise à modéliser le comportement du relais, notamment trouver la valeur du courant de défaut qui fait déclencher l'appareil. Mais, au moment de l'ouverture du relais, le flux dans l'entrefer chute brutalement et des phases transitoires apparaissent (Figure 10). Donc nous nous intéresserons à l'alternance avant l'ouverture. Le courant de défaut avait presque la même amplitude (à moins de 1% près), alors que le régime quasi permanent était établi. C'est cette amplitude de l'alternance précédant l'ouverture que nous allons étudier. Nous serons alors dans des conditions proches de celles du déclenchement.

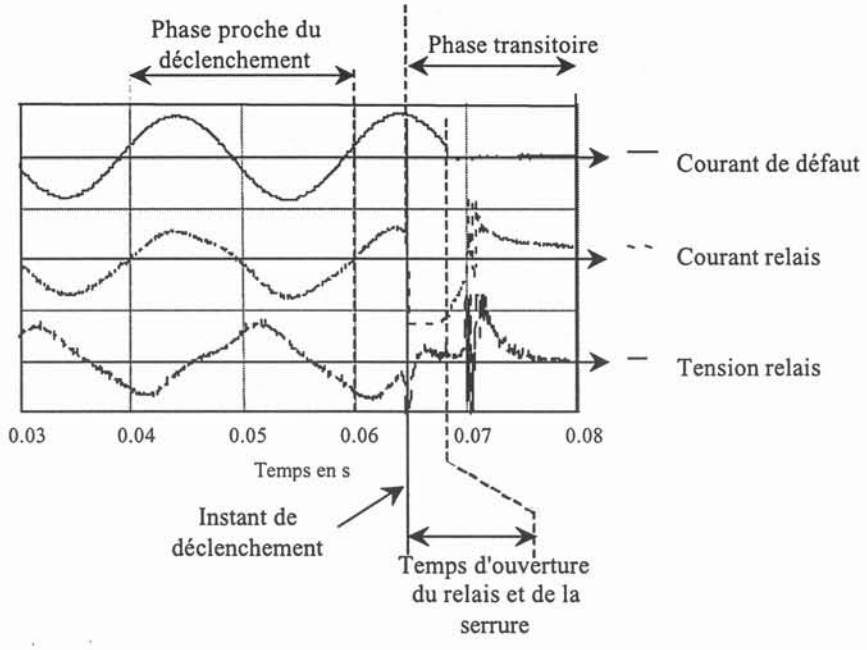


Figure 10 : Régime quasi permanent.

Nous considérons comme point de fonctionnement l'instant qui précède l'ouverture des contacts, nous sommes alors en régime permanent et les signaux sont sinusoï daux de fréquence 50 Hz (Figure 10). Ceci nous permettra de définir le critère de déclenchement du relais. Ce choix va nous permettre de représenter le relais par une impédance complexe, en module et en phase.

III.4.3.b Caractéristiques électriques.

Nous utilisons comme caractéristiques électriques du relais l'impédance et la puissance.

- Impédance du relais: lorsque le relais est alimenté, on peut mesurer sa tension et son courant. On appelle donc impédance du relais le rapport :

$$Zrelais = \frac{Ueff}{Ieff} \qquad \text{Équation 1}$$

avec la tension en valeur efficace et le courant sinusoïdal mesuré en valeur efficace.

On l'appelle alors simplement impédance du relais. Bien sûr, cette impédance peut être considérée sous forme complexe si l'on tient compte du déphasage entre tension et courant.

On constate que la valeur de cette impédance varie en fonction du niveau du courant imposé (car le relais n'est pas linéaire). Dans la pratique on ne s'intéresse qu'à l'impédance mesurée dans des conditions proches de celles du déclenchement.

- Puissance du relais : de la même manière que l'impédance du relais, on peut considérer le produit tension courant

$$Srelais = Ueff \cdot Ieff \qquad \text{Équation 2}$$

mesuré dans des conditions proches du déclenchement. On appelle ce produit la puissance du relais. Cette puissance va fixer le seuil de déclenchement du relais.

Nous utilisons l'hypothèse proche du déclenchement et ces définitions d'impédance et de puissance pour deux raisons :

- C'est le type de mesure employé dans le laboratoire de développement des appareils de protection différentielle.
- Avec des variations d'amplitude lentement variables, on peut faire en permanence l'approximation du régime permanent.

III.4.4. Principe de réglage du relais.

L'aimant du relais peut être réglé par une opération extérieure appelée ajustage. En réalisant cette opération, nous réglons le seuil de déclenchement de la chaîne de mesure différentielle.

En changeant le niveau d'aimantation, nous modifions le flux créé par l'aimant dans l'entrefer, et par là même le courant qu'il faudra injecter dans la bobine pour que le relais s'ouvre. Nous aurons donc modifié la puissance du relais. En agissant sur l'aimant il est donc possible d'ajuster précisément la puissance du relais : c'est l'opération d'ajustage. Par exemple nous dirons qu'un relais a été ajusté à 200 µVA par exemple.

Nous avons donc deux choix de réglage d'un appareil de protection différentiel :

- Soit un réglage direct de la puissance du relais.

- Soit un réglage du seuil de déclenchement de la chaîne de mesure complète.

Quelle que soit la méthode de réglage, la démarche est la même et s'effectue toujours en deux étapes (Figure 11).

- D'abord, nous magnétisons l'aimant, avec un champ magnétique extérieur important formé d'une demi onde sinusoï dale, ainsi nous décrivons la caractéristique de l'aimant (parcours de la caractéristique de a vers b). Comme nous l'avons vu précédemment, le circuit réluctant autour de l'aimant impose le point de fonctionnement de celui-ci (parcours de b vers c). Le circuit magnétique possède des points de polarisation qui vont être fixés par l'induction rémanente de l'aimant Br1. Ces points de polarisations vont fixer les caractéristiques électriques du relais avec une puissance de relais plus importante que la puissance recherchée.
- Ensuite, nous démagnétisons progressivement l'aimant avec une onde sinusoï dale amortie pour trouver le point voulu, nous allons donc décrire des cycles mineurs autour de la droite de fonctionnement (parcours de c vers d). Ce qui implique que l'aimant travaille avec un nouveau point de fonctionnement Br2. Puisque Br1 est supérieur à Br2, nous avons réglé le relais avec une puissance moins importante. Si le seuil ou la puissance du relais ne convient pas, nous répétons cette dernière opération jusqu'à l'obtention des caractéristiques (puissance ou seuil) voulues.

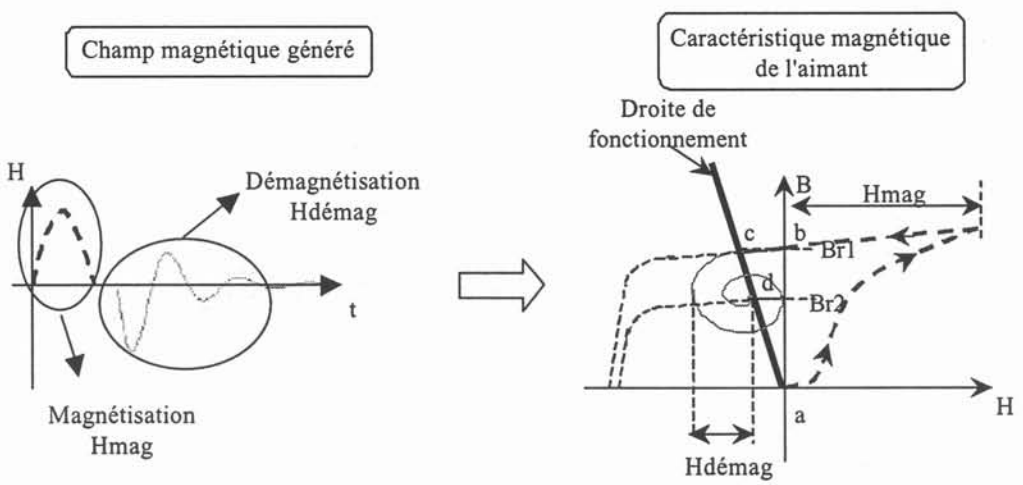


Figure 11 : Principe de réglage du relais.

Dans cette partie, nous pouvons déjà noter, les variations des caractéristiques électriques en fonction du réglage du seuil du dispositif différentiel. En effet, les matériaux magnétiques travaillent dans des zones non linéaires. La puissance modifiée implique un changement du point de polarisation. Ceci va modifier la réluctance du circuit magnétique et par conséquent l'impédance du relais.

IV Ce que doit respecter la fonction différentielle.

Les appareils de protection différentielle doivent protéger les biens et les personnes des dangers de l'électrocution. Ils doivent donc déclencher en cas de courant de défaut.

Ils sont cependant placés dans un environnement électrique avec ses aléas de fonctionnement.

Dans une installation électrique des courants différentiels autres que l'apparition de défauts peuvent intervenir. Ces courants ne sont pas dangereux pour les personnes et sont parfois intrinsèques à l'installation (tubes fluorescents). Le dispositif différentiel ne doit pas déclencher, s'il réagit nous les appelons déclenchements indésirables. De tels déclenchements peuvent notamment se produire lors d'orages à proximité, dus aux surtensions transitoires induites dans les lignes du réseau de distribution.

De tels déclenchements privent d'alimentation l'installation jusqu'à l'intervention d'une personne. Dans le cas de maisons non habitées en permanence, l'interruption d'alimentation peut durer plusieurs jours, voire plusieurs semaines, pouvant entraîner des conséquences fâcheuses, par exemple pour les congélateurs ou pour le chauffage hors gel.

C'est pourquoi, les constructeurs ont recherché des dispositions permettant d'éviter de tels déclenchements indésirables et des essais ont été mis au point dans ce sens. La plupart des dispositifs différentiels comportent maintenant des dispositions constructives garantissant leurs immunités contre les surtensions transitoires de choc.

Parmi les autres causes de déclenchements indésirables, on peut citer :

- le courant de démarrage des moteurs,
- le courant d'allumage de tubes fluorescents,
- la fermeture sur des charges capacitives,
- les champs électromagnétiques rayonnés.

Suivant la nature de l'aléa, on attend telle ou telle réaction de l'appareil de protection différentielle visant à maintenir une continuité d'exploitation. Pour pouvoir développer des appareils, ces aléas sont reproduits sous forme de tests.

IV.1 Liste des tests.

Sous la dénomination essai, on regroupe tous les tests relatifs à la fonction mesure autre que son fonctionnement nominal. Certains de ces essais concernent directement la sécurité de l'utilisateur, d'autres vont assurer la continuité de service.

IV.1.1. Les essais pour la sécurité de l'utilisateur.

IV.1.1.a Des courants différentiels importants

Le but de ces essais est de mesurer le temps de déclenchement pour des courants différentiels très importants. La valeur d'un courant de défaut n'est pas connu à priori. Il est vrai qu'au delà d'une certaine valeur, c'est le disjoncteur qui va assurer la protection. Toutefois, il existe des zones d'incertitudes où le disjoncteur se trouve dans la zone thermique et son déclenchement n'est pas immédiat. Ce retard met en danger l'utilisateur en cas de contact indirect. Ce test est séparé en deux essais distincts qui sont :

- **500A différentiels et 1500 A différentiels.**

raison de ce test : Lorsqu'on enclenche un appareil de protection différentielle, s'il y a un défaut franc d'isolation (phase à la terre), alors cela engendre un courant de défaut dont la valeur est proche de celle d'un court-circuit franc. D'où les 500 A et 1500 A différentiels.

réaction attendue de l'appareil : Cette fois-ci, il y a un défaut d'isolation, il existe un risque potentiel d'électrocution: la protection différentielle doit déclencher.

- **1500A équilibrés et 10 * IΔn.**

raison de ce test : S'il y a un court-circuit franc en même temps qu'un défaut différentiel important.

réaction attendue de l'appareil : Il y a un défaut différentiel dont il faut tenir compte. Le court-circuit franc n'est pas considéré comme un défaut à traiter par la protection différentielle. Mais il crée seulement des conditions de fonctionnement plus dures. La protection différentielle doit déclencher.

IV.1.1.b Fonctionnement en fonction de la température.

Vérification des plages de fonctionnement en temps et en courant sous In et en température.

- Fonctionnement en température. La température dans un coffret peut être élevée ou très froide lors d'une remise en route hivernale d'une installation. Les matériaux magnétiques sont très sensibles à la température.
- Fonctionnement sous In. En charge, la température du tore ainsi que l'influence électromagnétique des connections sur le tore et le relais, peuvent profondément perturber la fonction mesure.

IV.1.2. Les essais pour la continuité de service.

Le but est de ne pas déclencher vis-à-vis d'une onde perturbatrice. Ici, ne seront commentées que les ondes qui posent des problèmes pour la fonction mesure traditionnelle.

- **Onde de courant 8/20 µs**

raison de ce test : S'il y a un coup de foudre sur le réseau électrique.

réaction attendue de l'appareil : Un coup de foudre est un transitoire qui ne doit pas nuire à la continuité d'exploitation de l'installation électrique. La protection différentielle ne doit donc pas déclencher.

- **Ondes fluos:**

raison de ce test : Les tubes fluorescents ont des filtres comportant des condensateurs et des mises à la terre. Lors de la mise sous tension de ceux-ci, il se crée des transitoires qui peuvent faire déclencher la protection différentielle.

réaction attendue de l'appareil : La mise sous tension de tubes au néon ne constitue ni un accident ni un défaut différentiel. La protection différentielle ne doit donc pas déclencher.

- **Equilibrage:**

raisons de ce test : Lorsque des moteurs démarrent (en aval de l'appareil de protection différentiel), il y a un appel de courant de ligne pouvant aller jusqu'à 10 fois le courant nominal de l'appareil. Bien qu'il n'y ait pas de courant de défaut durant ces instants, il arrive que certains dispositifs déclenchent. Ceci est provoqué par une mauvaise position (équilibrage) des conducteurs primaires, et qui peuvent engendrer des saturations locales, donc un déséquilibrage du flux à l'intérieur de celui-ci, et ainsi provoquer l'ouverture du relais. Un autre phénomène peut intervenir, c'est le rayonnement des conducteurs de puissance qui peuvent le faire déclencher.

réaction attendue de l'appareil : Durant ce transitoire, il n'y a en fait, pas de défaut et le moteur doit continuer à tourner : la protection différentielle ne doit pas déclencher.

IV.1.3. Conclusion.

Il faut savoir qu'actuellement, ces tests représentent un véritable défi technique. En effet, dans la fonction mesure traditionnelle, les fonctions ne sont pas "découpables" comme dans une fonction électronique. La performance nominale est intimement liée aux performances des autres essais. De plus, les essais entre eux sont partiellement contradictoires. Ainsi par exemple, l'amélioration de la tenue aux ondes 8/20µs peut dégrader le déclenchement à 500A différentiels.

En effet pour ces tests, la principale difficulté est que le tore est extrêmement saturé, la tension secondaire est formée de "pics" très étroits et d'amplitudes importantes comme pour l'onde 8/20µs. Nous avons vu dans le descriptif de la fonction différentielle, que nous avons un circuit de mise en forme pour éviter ce genre de signaux indésirables. Ce circuit est composé de diodes qui servent à détourner un courant pour éviter le déclenchement du relais. Dans ces deux tests, le tore nous fournit une tension similaire, dans le premier (le test des 500A différentiels) l'appareil doit déclencher, mais pour le second (ondes 8/20µs) le dispositif ne doit pas s'ouvrir, nous voyons bien que ces deux essais sont tout à fait antagonistes.

IV.2 Liste des tests et des phénomènes rencontrés et des comportements attendus.

De nombreux phénomènes comportementaux des composants se retrouvent dans plusieurs tests. Le tableau suivant met en relation les phénomènes appréhendés et les tests où ils s'expriment.

	Critère de déclenchement du relais	Influences des conducteurs de puissance sur le relais	Comportement du relais avec des fronts raides
Equilibrage	*	*	
500A et 1500A différentiels	*	*	*
1500A équilibrés + 10 * IΔn	*	*	
Onde 8/20	*	*	*
Ondes fluos	*		*

Tableau 1 : Mise en relation des phénomènes et des tests.

Le Tableau 1 résume les principales caractéristiques des essais prévus pour se prémunir contre ces différentes causes de fonctionnement indésirables. Tous ces essais auxquels satisfont maintenant les dispositifs différentiels, permettent de considérer que ces dispositifs possèdent une bonne fiabilité et sont bien appropriés aux protections qu'ils doivent assurer.

V Les problèmes rencontrés.

Le relais est constitué d'un matériau haute perméabilité massif. La maîtrise du calcul des courants de Foucault qui se développent à l'intérieur de celui-ci est déterminant. Ces courants, dépendent bien sûr des caractéristiques magnétiques et géométriques. Ils modifient l'allure de l'induction et du champ. Cette modification change la perméabilité relative apparente de notre matériau. Nous avons étudié l'effet de peau en régime linéaire et en régime saturé dans des matériaux massifs. L'équation de diffusion en régime non linéaire ne peut pas être résolue analytiquement. Ceci nous a amené à effectuer une bibliographie importante pour pouvoir élaborer un modèle analytique.

Un tel modèle nécessite d'appréhender les phénomènes électromagnétiques qui se produisent à l'intérieur de celui-ci. Pour cela, il faut élaborer un modèle analytique qui tiendra compte de tous les paramètres du process de fabrication comme par exemple les tolérances géométriques, les défauts d'entrefer, etc. De plus, l'élaboration d'un tel modèle nous permet de comprendre tous les phénomènes qui se produisent dans le relais, et ainsi d'appréhender leurs influences sur les caractéristiques du relais. L'avantage d'un modèle analytique est de posséder un outil rapide capable de déterminer les écarts d'impédance et de puissance du relais, et de pouvoir optimiser le coût du relais comme le volume de l'aimant, le changement de matière, etc. Ce travail a débouché sur notre modèle analytique que nous décrivons dans les chapitres suivants.

D'autre part, on peut résoudre ces problèmes par une méthode numérique grâce aux éléments finis qui nous permettent de résoudre des équations différentielles partielles non linéaires. Le relais est un dispositif tridimensionnel qui ne peut pas se réduire à une coupe 2D. De plus, la profondeur de pénétration du flux est faible (0.2mm) devant la plus petite section du relais (2mm) et conduit à d'énormes problèmes de maillage. Ce problème peut être résolu par un maillage très fin mais au détriment du temps de calcul. Pour éviter des temps de calcul trop longs et ces problèmes de maillage, nous avons élaboré une méthode originale qui utilise Flux2D® et deux coupes

2D couplées. C'est le modèle numérique. Ceci nous permettra d'appréhender les problèmes du flux de fuites de l'aimant : l'aimant étant placé sous l'armature du relais, il crée beaucoup de fuites que l'on ne maîtrise pas. Ces lignes de fuites ont un rôle important sur le point de fonctionnement du relais, il faut donc en tenir compte dans les modèles. Ainsi on pourra voir leurs influences sur les écarts d'impédance et de puissance du relais.

Tous les modèles nous ont montré que le paramètre prépondérant, lors de la réalisation du relais est l'entrefer. Le deuxième chapitre fera l'objet d'une méthode de mesure de l'entrefer en faisant intervenir les défauts d'entrefer.

Ce paramètre, s'il est mal maîtrisé et mal connu, cache les autres phénomènes comme les dimensions géométriques du relais. L'entrefer "physique" peut comporter plusieurs défauts qui modifient l'entrefer "électrique" vu par la bobine. Ces défauts d'entrefer peuvent avoir plusieurs natures : la rugosité, la planéité, la flexion de la palette, le changement du point de rotation initial de la palette, etc. On peut essayer de trouver une mesure de cet entrefer "magnétique" en faisant une mesure en quasi statique par la bobine principale sans destruction du relais.

VI Conclusions.

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la fonction des appareils différentiels. Nous avons précisé leurs compositions. Ainsi nous partons sur de bonnes bases pour la compréhension de la suite. Nous avons aussi montré comment la fonction mesure traditionnelle est délicate à mettre en œuvre. Cela nécessite une maîtrise complète de chaque élément constituant la fonction différentielle.

Dans les chapitres suivants, nous introduisons, le modèle analytique du relais qui a permis d'étudier les différents phénomènes physiques rencontrés dans les matériaux magnétiques. Grâce à ce modèle nous pouvons maintenant connaître l'influence de tous les paramètres géométriques et déterminer l'impact sur la valeur du flux utile ou sur l'impédance du relais.

En outre, il s'avère que le modèle analytique n'est pas suffisant. Nous avons élaboré un modèle numérique Flux2D® puis Flux3D®. Ils nous permettent d'analyser les phénomènes locaux et d'étudier par exemple les flux de fuite. Toutefois, son application industrielle n'est pas envisageable sous cette forme, car elle nécessite :

- un temps de calcul qui reste long pour l'industrie,
- un personnel qualifié en élément fini.

A contrario, le modèle analytique est rapide, simple. Il permet après un étalonnage sur le modèle numérique par exemple des flux de fuite, d'obtenir des résultats satisfaisants. Les deux modèles sont donc tout à fait complémentaires et font l'objet de cette thèse.

CHAPITRE II

051 096321 3

Chapitre II. MESURE DES ENTREFERS.

I Introduction.

Un paramètre important du relais est très mal connu; il s'agit de l'entrefer. Ce paramètre pose des problèmes de mesure et sa connaissance est indispensable pour la modélisation et la mise au point du relais. Cette inconnue perturbe les modèles numérique et analytique.

Il est intéressant de rappeler ce qu'est un entrefer. Par définition l'entrefer est la couche d'air qui sépare deux constituants d'un circuit magnétique. Puisqu'on parle de contact direct entre la palette et l'armature, ceci revient à dire qu'il n'y a pas d'entrefer.

Or nous ne pouvons pas définir l'entrefer du relais polarisé de la même manière que celui d'un actionneur électromécanique. Nous définissons l'entrefer entre la palette et l'armature du relais polarisé haute sensibilité plutôt comme un entrefer moyen vu de la bobine.

De plus, le relais possède un aimant qui maintient la palette fixée quand il est au repos. Pour aboutir à ce résultat l'aimant crée un flux qui traverse ces entrefers. Ainsi, une force suffisante est créée. La dispersion des caractéristiques électriques (impédance) de cet actionneur dépend fortement de ces entrefers.
Ceci est confirmé par les différents modèles du relais élaborés qui nous ont montré que les entrefers de la petite et de la grande section polaire (Figure 12) sont prépondérants pour le fonctionnement du relais. La maîtrise de ce paramètre, c'est-à-dire de la rectification utilisée, nous permet d'améliorer fortement les caractéristiques électriques du relais et de valider les modèles.

L'entrefer va dépendre fortement de l'état des surfaces polaires. En effet, lors des usinages de ces deux surfaces nous utilisons des meules qui arrachent de la matière sur les surfaces rectifiées. Cette méthode a deux incidences sur l'entrefer. La première, est que cet usinage entraîne un échauffement du matériau, ce qui provoque localement une altération des caractéristiques magnétiques. La seconde, est l'arrachement de matière qui provoque des stries entraînant des défauts de rugosités.

Par conséquent, pour la modélisation d'un tel dispositif, il faut inclure les défauts d'entrefer que l'on peut rencontrer, directement dans le modèle. A cause des dimensions géométriques de ces défauts, par rapport aux dimensions des pièces polaires (rapport d'environ 2000), il faudrait un maillage extrêmement fin. Cette modélisation complète du relais nécessite des temps de calculs inimaginables. L'élaboration d'un modèle nécessite de travailler avec des grandeurs globales surtout au niveau des entrefers.

La question qui vient tout de suite à l'esprit : comment peut-on maîtriser ces entrefers?

Il faut tout d'abord une méthode d'évaluation pour en déterminer leurs dimensions. La palette est posée directement sur l'armature. Elle va donc reposer sur différents points de contact. Mécaniquement pour que le système soit stable il faut au minimum trois points de contacts. Ceci implique qu'il n'y a théoriquement pas d'entrefer.

Pour accéder à cette information capitale, il faut une méthode de mesure de celui-ci. Dans un premier temps, nous pouvons penser à utiliser une méthode de mesure physique. Différentes techniques peuvent être utilisées, mais elles sont très lourdes à mettre en œuvre. Dans un deuxième temps, nous pouvons élaborer une méthode d'évaluation de celui-ci par une mesure électrique.

Le but de ce chapitre est de déterminer l'influence de tous ces paramètres et de trouver une méthode d'évaluation de ces entrefers.

II Constitution détaillée du relais.

Dans le chapitre I, nous avons décrit la constitution du relais polarisé haute sensibilité. Maintenant, intéressons-nous plus en détail aux différentes pièces du circuit magnétique dont il est composé (Figure 12).

Nous avons vu que le relais est composé d'une armature et d'une palette. Nous définissons le reste du vocabulaire que nous utiliserons dans ce document.

L'armature a une forme en **U** et nous pouvons la décomposer en trois parties :

- Le shunt, qui se situe au dessus de l'aimant.
- La branche de la petite section polaire, ses dimensions sont petites car c'est elle qui accueille la bobine (branche psp).
- La branche de la grande section polaire (branche gsp).

La palette quant à elle, peut être divisée en deux morceaux au niveau du rétrécissement. On définit ces deux zones comme précédemment en :

- palette coté psp,
- palette coté gsp.

Nous pouvons aussi définir le point de rotation ou point de pivot de la palette. Normalement, il se situe coté grande section polaire, coté ressort.

Les autres paramètres importants sont les entrefers, comme les différentes zones de l'armature, nous distinguerons :

- entrefer petite section polaire,
- entrefer grande section polaire.

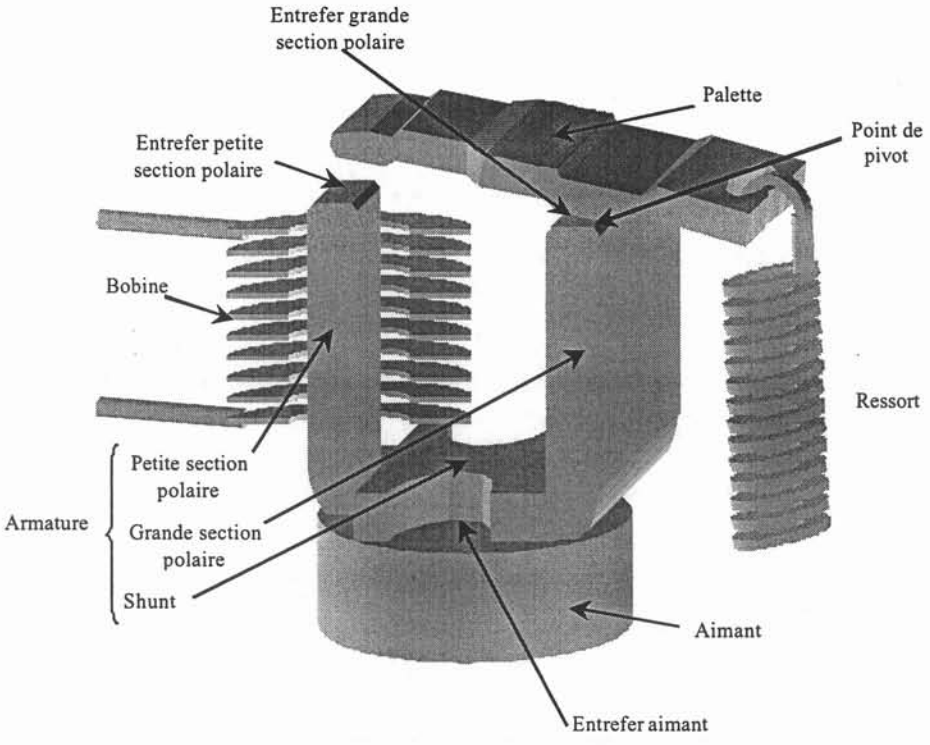


Figure 12 : Géométrie et définition des différentes pièces du relais.

III Influence des défauts d'entrefer.

Nous allons estimer l'influence des défauts de la surface sur la valeur de l'entrefer. Pour cela, nous élaborons un modèle numérique qui nous permet d'appréhender les phénomènes de saturation. Ces simulations sont réalisées à l'aide d'un logiciel d'éléments finis : Flux2D®. Cette méthode est lourde à mettre en œuvre car dés qu'il y a une modification d'un paramètre, il faut refaire un maillage, ce qui prend du temps. A partir de ces simulations nous avons élaboré un modèle analytique nous permettant, d'une manière très rapide, d'estimer l'influence de la rugosité et de la saturation.

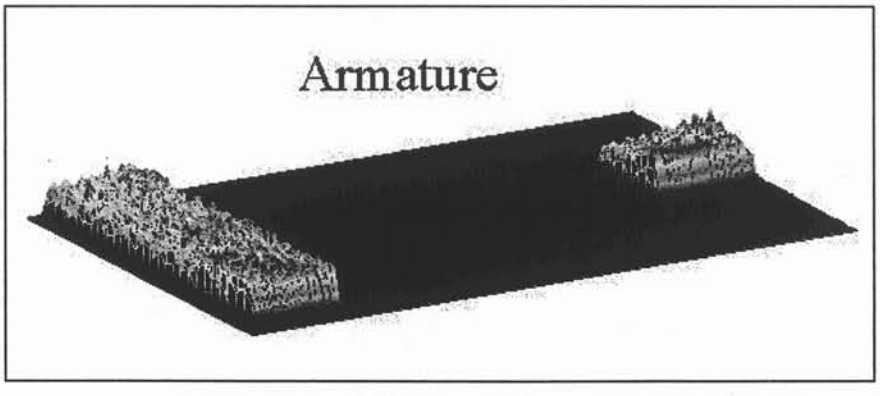


Figure 13 : Allure de l'état de surface.

Une première étape consiste à comprendre et à simuler l'influence des états de surfaces (Figure 13) au niveau des entrefers. Ensuite, cette caractérisation nous permet de quantifier une valeur d'entrefer.

III.1 Modélisation des défauts d'entrefers.

Comment modéliser les effets des défauts d'entrefer?
Pour répondre à cette question, il faut que nous puissions représenter les défauts d'une manière géométrique.

Nous pouvons séparer tous ces défauts géométriques en deux catégories :

- La rugosité (Figure 14) qui est la grandeur caractéristique de l'état de surface d'une pièce. C'est la moyenne des valeurs absolues des écarts entre les saillies et les creux du profil microscopique de la surface et son profil théorique.
- La planéité (Figure 14) qui est l'angle formé entre les deux surfaces en vis-à-vis.

D'autres imperfections comme l'ondulation entre les deux surfaces, peuvent être prises en compte. Nous allons nous servir seulement des deux premières pour expliquer leurs influences, et déterminer la validité entre les différents modèles élaborés pour l'estimation et la compréhension des entrefers très minces.

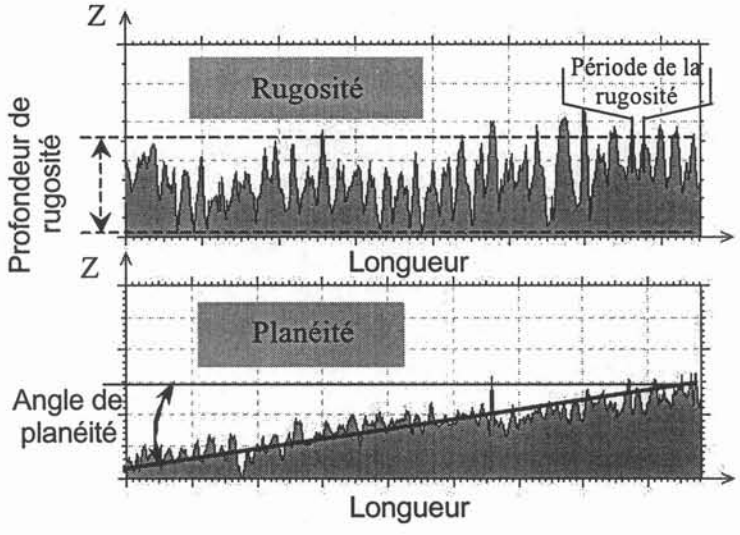


Figure 14 : Défauts géométriques.

Autre interrogation : quels sont les phénomènes rencontrés pour des entrefers très minces?
La valeur de l'entrefer ne va pas seulement dépendre des défauts géométriques mais aussi des phénomènes de saturation des matériaux magnétiques. En effet, les matériaux magnétiques utilisés dans le relais sont non linéaires. Ceci implique que la perméabilité n'est pas forcément constante; elle diminue lorsque la saturation du matériau apparaît. Celle-ci décroît jusqu'à la perméabilité du vide. Le matériau se comporte alors comme de l'air, ce qui provoque un entrefer équivalent vu de la bobine.

Ces imperfections sont principalement dues au moyen de rectification utilisé. En effet, les différentes méthodes d'usinage engendrent différents états de surface. Ce sont ces états qui créent un entrefer équivalent.

III.1.1. Etude Flux2D.

Pour cette étude, nous allons nous baser dans un premier temps sur une étude Flux2D®. Cela nous permet d'étudier les effets électromagnétiques locaux et de quantifier leurs influences au niveau de l'entrefer équivalent.

Pour mettre en œuvre cette simulation nous allons simplifier les défauts de surface sans détériorer la précision des résultats. Les rectifications pouvant être utilisées sont principalement composées d'une meule ayant des grains abrasifs. Les surfaces polaires des armatures et des palettes glissent à l'intérieur de la machine avec une vitesse constante. La vitesse de rotation de la meule est très importante devant la vitesse de déplacement des pièces à usiner, ce qui crée des stries parallèles (Figure 14).

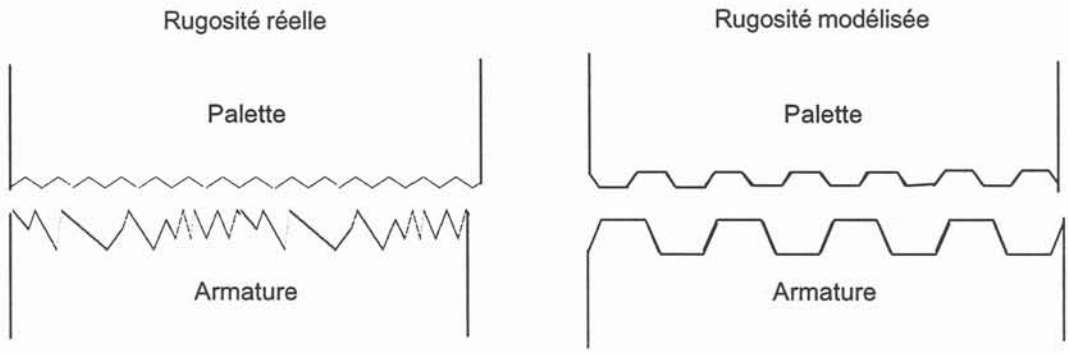


Figure 15 : Géométrie utilisée.

Cette particularité nous permet de simplifier les phénomènes de rugosité réelle par une série de défauts en forme de trapèzes.

Pour déterminer ces paramètres, nous avons mesuré les états de surface par une méthode profilométrique. Sur les profils nous nous apercevons d'une périodicité de ces stries comme nous l'avons défini ci-dessus. Cette mesure détermine la fréquence et la profondeur moyenne de ces stries (Figure 14).

Nous avons laissé un paramètre libre comme la profondeur de rugosité. Ainsi, nous avons déterminé la valeur du flux que nous avons comparé entre les deux modèles (rugosité réelle et rugosité en trapèze (Figure 15)). Nous avons comparé ensuite pour un nombre d'ampères tours constants et sans défaut de planéité, l'influence sur le flux entre la rugosité réelle et la rugosité en forme de trapèze. Ainsi nous pouvons déterminer le domaine de validité de cette approximation.

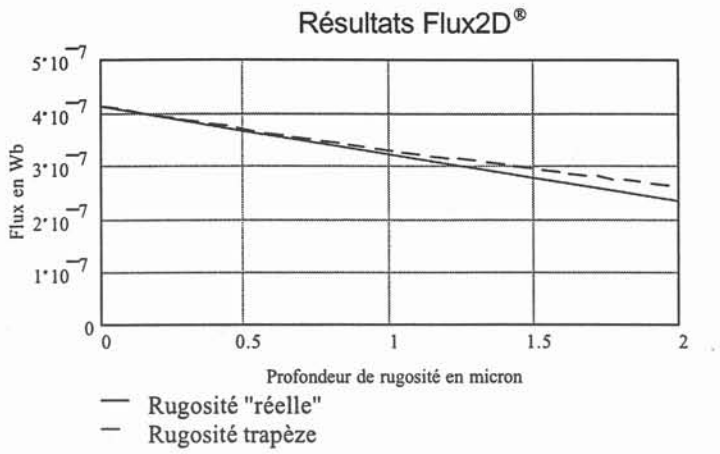


Figure 16 : Comparaison d'une rugosité réelle et d'une rugosité en trapèze.

Cette hypothèse est valable pour une profondeur de rugosité n'excédant pas 1.5µm (Figure 16). Nous allons par la suite utiliser cette géométrie pour représenter les défauts de surface. Nous utiliserons cette représentation pour vérifier la cohérence des résultats du modèle analytique.

La géométrie étant régulière nous pouvons directement l'intégrer dans Flux2D® avec le relais complet. Cependant, les dimensions de ces entrefers sont de l'ordre de quelques micromètres ce qui provoque d'énormes problèmes de maillage. Discrétiser un tel problème entraîne un nombre de mailles conséquent ce qui engendre des temps de calcul très importants. Pour résoudre ce problème nous pouvons utiliser des régions linéiques pour simuler les entrefers moyen entre les deux surfaces.

III.1.2. Etude analytique.

Pour élaborer le modèle analytique, nous allons utiliser un réseau de réluctances qui intègre les phénomènes de saturation. Pour cela, nous discrétisons le circuit magnétique en un réseau de réluctances (Figure 17). Puisque nous avons des matériaux non linéaire, nous résoudrons le système par la méthode des caractéristiques partielles.

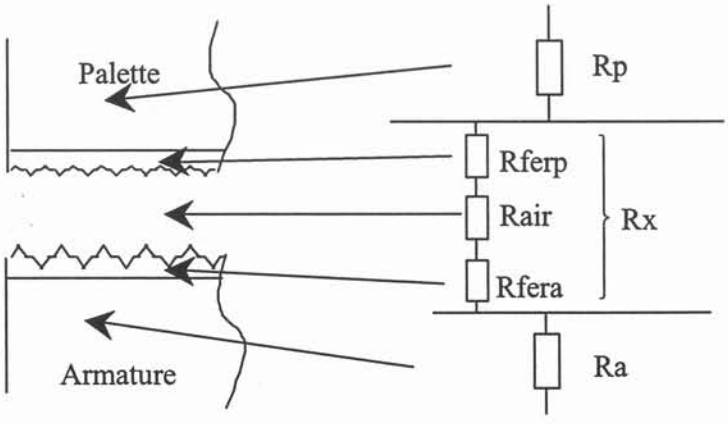


Figure 17 : Réseau de réluctance du modèle analytique.

Pour comparer les données expérimentales et les valeurs théoriques, nous devons introduire les défauts des entrefers comme la planéité et la rugosité. Le réseau réluctant équivalent doit aussi inclure les phénomènes de saturation. Ceci nécessite la connaissance des caractéristiques magnétiques des matériaux étudiés.

III.1.3. Comparaison modèle Flux2D et modèle analytique.

Pour vérifier les résultats de ce modèle analytique, nous allons les confronter avec les résultats de Flux2D® (Figure 18).

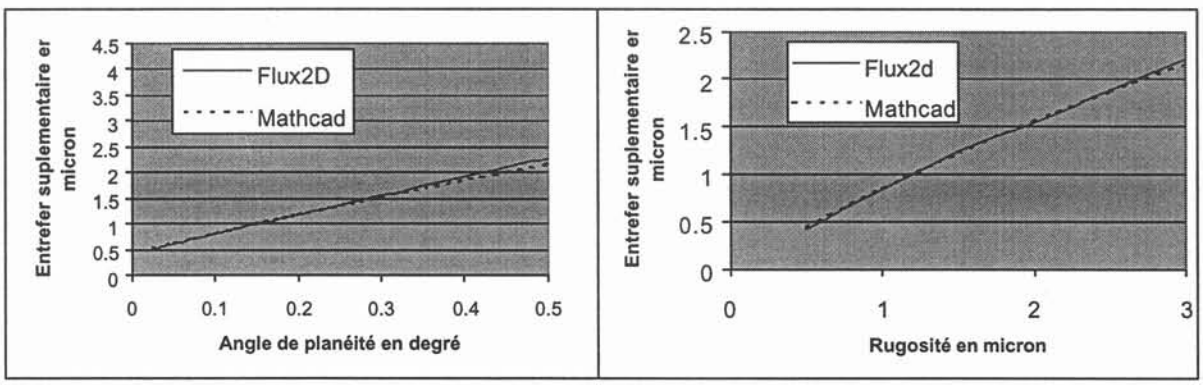


Figure 18 : Comparaison modèle analytique et modèle numérique.

Les résultats ci-dessus nous montrent une bonne corrélation entre les deux modèles. Maintenant nous allons nous baser sur le modèle analytique pour vérifier l'influence des paramètres de défauts. Pour des défauts de planéité plus importants (0.5°) le modèle analytique n'est plus assez précis car le lignes de flux ne sont plus alignées. Il faudrait créer un réseau matricielle de réluctance.

III.2 Influence des paramètres des défauts d'entrefer.

Nous devons déterminer les paramètres prépondérants des défauts d'entrefer. Pour cela, nous faisons varier les défauts les uns par rapport aux autres, mais d'une manière complètement dissociée. Ainsi, nous pouvons apprécier leurs influences respectives et déterminer sur quel paramètre il faut travailler pour améliorer les caractéristiques électriques du relais.

Pour réaliser cette comparaison, nous avons utilisé deux graphiques. Le premier représente l'influence de la rugosité avec différents états de saturation. Le second correspond à l'influence de la planéité avec différents états de saturation.

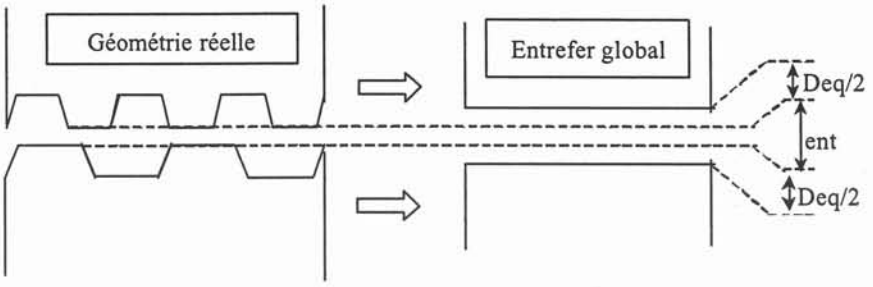


Figure 19 : Définition de l'entrefer équivalent.

Les calculs sont réalisés avec un entrefer initial faible de l'ordre de 0.1µm. Nous nous intéressons seulement à l'entrefer équivalent supplémentaire provoqué par les défauts géométriques et par la saturation (Figure 19). Nous comparons ce résultat avec un entrefer parfait. Nous en déduisons ensuite l'entrefer, que l'on nomme Deq, à ajouter à l'entrefer initial. Nous traitons cette entrefer par l'Équation 3.

$$Deq = (Reluctance_{défaut} - Reluctance_{parfait}) \cdot \mu 0 \cdot Stot \qquad \text{Équation 3}$$

III.2.1. Influence de la rugosité et de la planéité.

L'évolution de l'entrefer en fonction de la rugosité est intéressante à étudier (

Figure 20). Cette investigation nous permet de déterminer l'influence de la profondeur de la rugosité. Mais, nous ne pouvons pas seulement étudier leffet des irrégularités de la surface, car il y a deux phénomènes que nous ne pouvons pas dissocier : les défauts géométriques et les phénomènes de saturations locales.

Dans le chapitre I, nous avons expliqué que l'on pouvait régler la puissance du relais en réglant l'aimantation de l'aimant. Ceci entraîne que le flux traversant les surfaces polaires va dépendre de ce réglage. Pour appréhender l'influence cet effet nous allons étudier l'entrefer magnétique moyen en fonction de l'induction traversant les surfaces polaires.

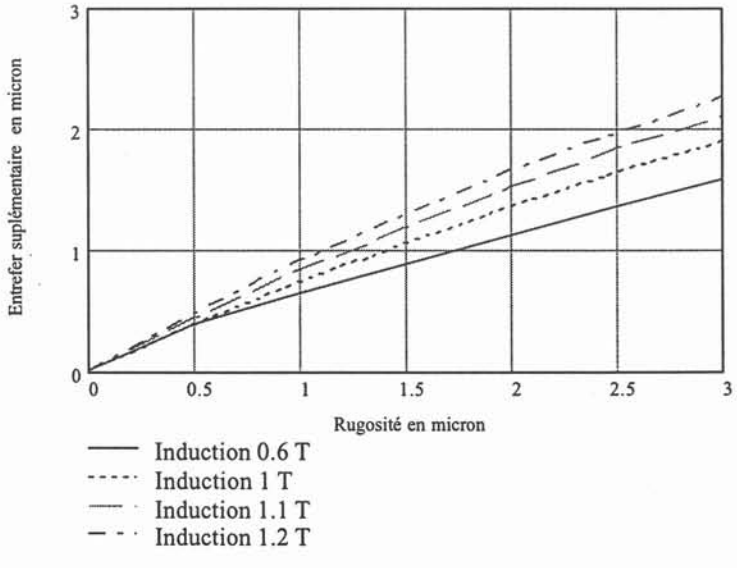


Figure 20 : Influence de la rugosité.

La valeur de l'entrefer est déterminée surtout par l'état de saturation du matériau. On peut remarquer que les courbes ayant de faible rugosité et d'aimantation (jusqu'à 1T) sont superposées. Ceci s'explique car l'on se situe dans le domaine linéaire du matériau et qu'il n'y a pas de saturation même locale.

Pour des saturations plus importantes la variation est beaucoup plus nette. Dans cette configuration, l'influence des défauts de l'entrefer est beaucoup plus importante. Par exemple, pour une rugosité moyenne de 2 microns, l'entrefer équivalent peut pratiquement doubler pour une saturation passant de 1T à 1.2T. Ceci implique pour des relais de forte puissance, c'est-à-dire qu'ils possèdent une aimantation élevée au niveau des entrefers; il faut alors tenir compte de la variation d'entrefer dans les modèles que nous pouvons obtenir à cause des saturations locales.

Nous avons réalisé la même opération mais avec des défauts de planéité (Figure 21).

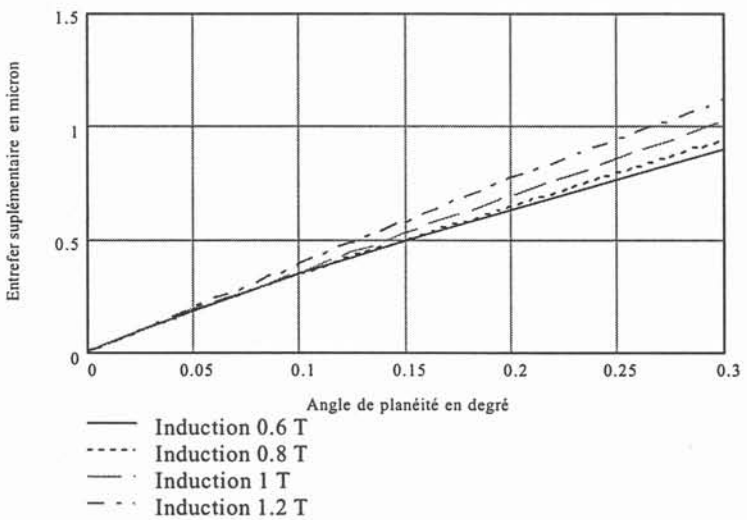


Figure 21 : Influence de la planéité.

Nous pouvons faire la même remarque que précédemment, lorsque l'on se trouve dans le domaine linéaire du matériau.

Un angle de planéité de seulement 0.05° implique un écart de 1.8 micron entre les deux extrémités de la surface de l'entrefer (Figure 22).

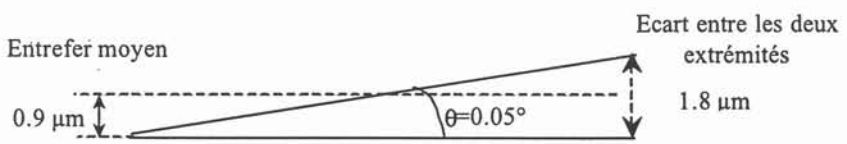


Figure 22 : Défauts de planéité.

La première approche consiste à calculer directement l'entrefer moyen, dans le cas cité ci-dessus, nous obtenons 0.9 µm. Ce résultat n'est pas du tout viable, car nous commettons une erreur non négligeable : nous surestimons la valeur de l'entrefer. Ceci s'explique de la manière suivante : lorsque l'on est proche de l'angle réalisé par les deux

surfaces, la valeur du réseau de réluctance est plus faible qu'à l'autre extrémité. Le flux a tendance à privilégier ce chemin. Si la saturation n'est pas trop importante l'entrefer est ainsi diminué.

Vu les valeurs d'entrefer obtenues, le défaut de planéité est un critère prépondérant dans la mise en œuvre d'une rectification pour l'usinage des surfaces polaires.

III.2.2. Etude de la saturation.

Les simulations sur Flux2D® nous ont permis de déterminer l'influence des défauts locaux (Figure 23). Lorsque le matériau commence à saturer, sa perméabilité chute très rapidement ce qui implique une augmentation de l'entrefer équivalent.

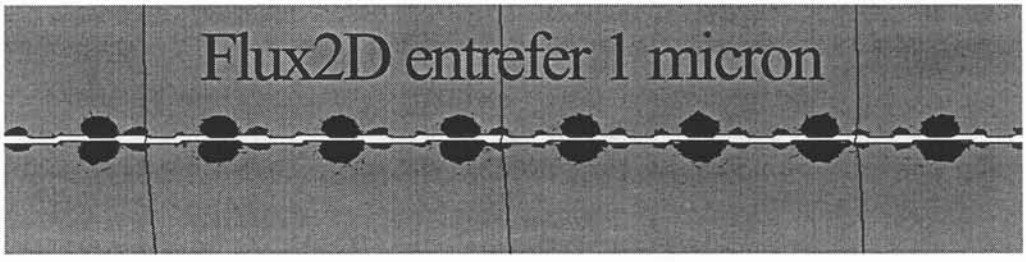


Figure 23 : Saturation locale.

La saturation locale, entraîne une augmentation de l'entrefer moyen (Figure 24). En effet, le réseau de réluctances étant plus faible au niveau des points de contacts, le flux va "préférer" ce chemin. Ceux-ci, peu nombreux, auront tendance à saturer rapidement. Une fois saturés, ils vont se comporter comme de l'air. Ainsi, la couche d'air qui est déterminée par les défauts de rugosité et de planéité intervient. D'où l'augmentation apparente de l'entrefer magnétique.

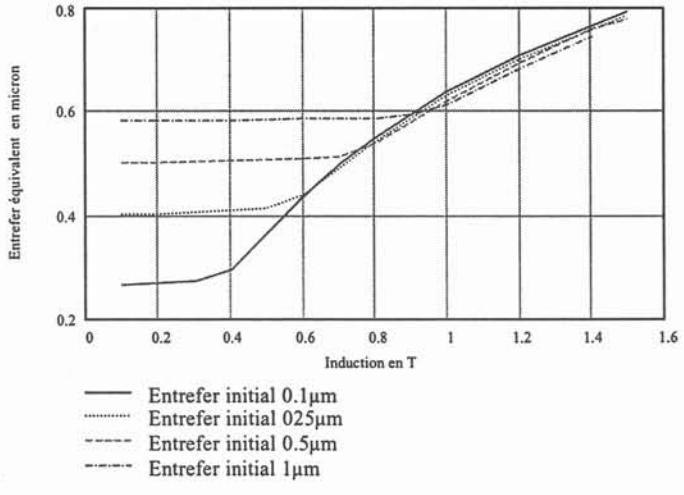


Figure 24 : Influence de la saturation.

Le flux créé par l'aimant va circuler dans ces entrefers. La réluctance des points de contacts sera plus faible que les réluctances des "trous". Le flux va circuler par les points de contacts, ce qui entraîne leurs saturations. Celle-ci va occasionner une modification de l'entrefer vu par la bobine et l'aimant. Il ne reste plus que les écarts de rugosité entre la palette et l'armature. L'entrefer vu de la bobine ou de l'aimant va donc dépendre principalement de ces deux paramètres, la rugosité, mais aussi le point de polarisation de l'aimant.

Pour une rugosité donnée, plus l'entrefer initial est faible, plus l'influence de la rugosité est importante. En effet, pour une faible saturation, les réluctances dues à la rugosité sont beaucoup plus faibles que la réluctance de l'air, le flux « préférera » passer aux points les plus proches. En outre, si l'entrefer initial est important, moins la saturation vient augmenter l'entrefer équivalent.

Nous pouvons donc retenir que plus l'amplitude de l'entrefer magnétique moyen due à la saturation est importante plus l'entrefer initial est faible. Nous pouvons exploiter cette donnée en considérant que plus la variation d'entrefer en fonction de la saturation est important plus nous avons de points de contacts (meilleure planéité (Figure 25)).

Par conséquent, nous pouvons en déduire le taux de portance entre la palette et l'armature est plus élevé.

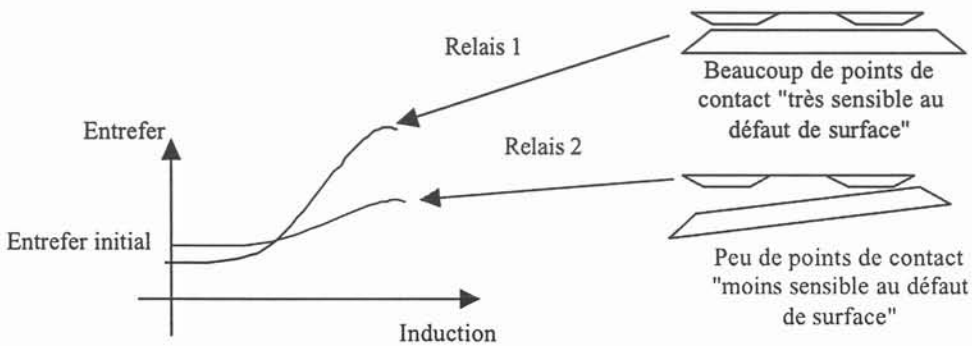


Figure 25 : Qualité de rectification.

L'entrefer final doit donc impérativement tenir compte de la rugosité. En effet, plus la profondeur du défaut est importante plus l'entrefer va augmenter dans des conséquences non négligeables : pour une rugosité d'environ 1 micron cela peut augmenter l'entrefer moyen de 50 % par rapport à l'entrefer initial.

III.3 Conclusion.

L'élaboration d'un modèle analytique nous a permis de déduire d'une façon simple les différents phénomènes que l'on peut rencontrer dans des entrefers très minces. Cette connaissance détermine l'influence de chaque paramètre que constituent les défauts d'entrefer. Cette modélisation nécessite une compréhension et une évaluation de ceux-ci.

Pour l'élaboration de ce modèle nous avons utilisé une géométrie en forme de trapèze. Ceci nous a permis d'évaluer et de comparer l'évolution de l'entrefer avec ces défauts par une méthode numérique utilisant les éléments finis. Ainsi nous avons validé ce principe de modélisation. Avec le modèle analytique nous pouvons, par un relevé via un rugosimètre, déterminer avec la géométrie réelle une estimation de la valeur de cet entrefer si la planéité n'est pas trop importante.

Le défaut de planéité est un critère prépondérant pour la valeur finale de l'entrefer. Il faut améliorer la maîtrise de ce défaut. Car l'entrefer est un élément fondamental pour le courant de déclenchement, qui est en lien direct avec les caractéristiques électriques du relais. Une amélioration de ce défaut rend le relais plus sensible aux écarts des points de

polarisation (Figure 24). Ceci peut engendrer des fluctuations importantes, sur l'écart type de l'impédance.

Lorsque l'on augmente la saturation, l'entrefer électromagnétique moyen augmente. Cet entrefer électromagnétique moyen dépend de tous les défauts d'entrefer (du nombre de points de contacts, de la rugosité, de la planéité, etc.). La rugosité et le nombre de points de contacts peuvent être modifiés lorsque le relais fonctionne, par le simple matage des pièces polaires. Une mesure de l'entrefer en régime de saturation pourrait nous renseigner sur l'évolution de l'entrefer par rapport à un relais "neuf". Ainsi, grâce au modèle décrit dans les chapitres suivants, nous pourrons établir l'écart sur l'impédance ou la puissance, donc sur la stabilité du relais.

Maintenant que nous avons regardé l'influence des défauts d'entrefer, nous allons étudier une méthode de mesure pour évaluer l'entrefer global observé par la bobine. Cette mesure doit estimer l'entrefer en considérant les différentes caractéristiques des défauts que nous avons étudiés ci-dessus.

IV Elaboration d'une méthode de mesure.

Actuellement la seule mesure d'entrefer que nous pouvions effectuer était une mesure physique. Donnons un exemple du mode opératoire pour arriver à quantifier l'entrefer. Nous moulons le relais à étudier dans de la résine, puis nous le découpons en plusieurs tranches pour mesurer l'entrefer physique. Cette méthode donne de bons résultats pour des entrefers importants, mais elle est longue et détruit le relais. De plus, elle ne permet pas d'appréhender l'effet des saturations locales aux points de contacts ou des défauts de rugosité.

Pour résoudre ce problème sans détruire le relais, nous avons développé une méthode originale de mesure électrique de l'entrefer. Le principe de cette mesure consiste à calculer un entrefer moyen à partir d'une mesure d'impédance effectuée à très basse fréquence. L'entrefer que l'on en déduit correspond à l'entrefer vu par la bobine.

L'avantage de cette méthode est la non destruction du relais. Cela peut être un critère de qualité ou de contrôle, lors de la fabrication. Aussi, nous pouvons déterminer l'influence des saturations locales dues aux défauts et aux points de contacts.

IV.1 Difficultés de la mesure.

L'avantage de cette mesure est de supprimer au maximum les inconnues, comme l'influence des courants de Foucault ou les fuites de l'aimant.

En effet, lorsqu'il y a une variation de champ créée par exemple par une bobine autour d'un matériau ferromagnétique, nous pouvons utiliser la loi de Lenz. Cette loi nous indique qu'il y a création de courants qui vont s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Ces courants qui se développent dans le matériau sont les courants de Foucault qui dépendent de la variation du champ extérieur, donc de la fréquence. De plus les courants ne rencontrent pas la même résistance électrique du matériau, car elle dépend de la géométrie de ce dernier.

Ceux-ci vont créer un champ qui s'oppose au champ extérieur et ainsi empêchent celui-ci de pénétrer à l'intérieur du matériau. Le champ magnétique n'est donc pas uniforme dans le matériau.

En résumé, les courants de Foucault dépendent bien évidement de la courbe matière, qui est non linéaire, de la géométrie du domaine d'étude et de la fréquence. Pour résoudre ce problème nous avons l'habitude de travailler avec des grandeurs globales, ce qui implique une courbe matière pour chaque fréquence et chaque géométrie. Pour éliminer ce problème nous pouvons travailler en basse fréquence, ainsi nous utiliserons une seule courbe matière en quasi-statique.

De plus, le sens de l'aimantation de l'aimant pose des difficultés supplémentaires. Il entraîne des difficultés de maîtrise des points de polarisation de chaque branche du matériau. En effet, les points de polarisation dépendent de la valeur des entrefers palette et armature. Puisque nous cherchons une méthode de mesure pour estimer ceux-ci, nous ne pouvons pas les intégrer dans ce moyen de mesure. Outre, la méconnaissance des points de polarisations, une disparité entre le flux de la petite section polaire et de la grande section est générée par le flux de fuite. Ce flux de fuite n'est pas maîtrisé et dépend aussi de l'entrefer. La résolution de ce problème consiste à démagnétiser l'aimant.

IV.2 Equations à résoudre.

Une fois que les problèmes cités ci-dessus résolus, nous pouvons travailler avec un modèle magnétostatique illustré à la Figure 26.

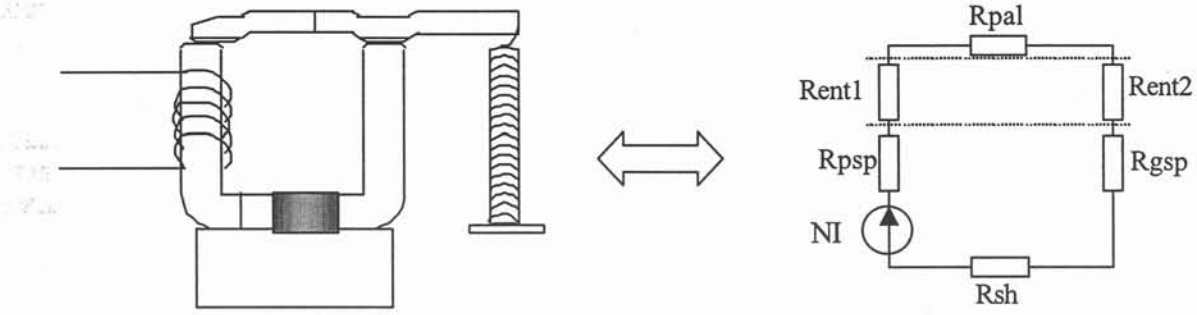


Figure 26 : Schéma de principe.

Grâce à ce modèle, nous obtenons une relation entre le flux et l'épaisseur de l'entrefer qui dépend du courant dans la bobine.

$$Rcircuit(\phi)\cdot\phi + Rentrefer * \phi = NI \qquad \text{Équation 4}$$

Un autre paramètre est pris en compte, il s'agit de la tension mesurée ou l'impédance définie par la relation $Z = R + j \cdot L \cdot \omega$. On peut obtenir l'inductance propre du circuit magnétique par une mesure simple du déphasage entre le courant et la tension mesurée.

$$L \cdot \omega = \frac{Ueff}{Ieff} \cdot sin(\varphi) \qquad \text{Équation 5}$$

L'inductance propre du relais dépend du flux et du courant traversant celui-ci par la relation suivante :

$$L = nbsp \cdot \frac{\phi}{I} \qquad \text{Équation 6}$$

Nous avons deux relations pour déterminer l'entrefer et le flux traversant le relais (Équation 4 et Équation 6).

Il y a des précautions à prendre si nous voulons regarder les limites de la méthode. Il faut aussi savoir la limite de cette méthode, voire la précision de mesure à atteindre. Pour cela nous avons tracé la courbe entrefer en fonction du déphasage (Figure 27)

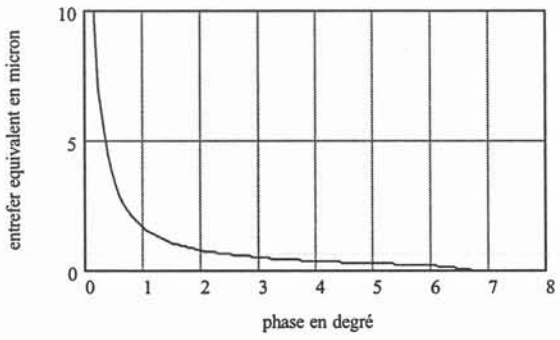


Figure 27 : Limite de la méthode.

La forme de cette courbe est de type hyperbolique. Nous nous apercevons que cette méthode de mesure a quelques limites. Par exemple, elle n'est pas viable pour des entrefers supérieurs à 20µm puisque la précision de la mesure doit être importante.

IV.3 Mise en œuvre.

Le but de cette mesure est de conserver le relais fabriqué sans y toucher, c'est-à-dire ne pas l'ouvrir pour ne pas introduire des pollutions par exemple. Pour cela nous maintenons le relais fermé en ajoutant une force sur la palette (Figure 28).

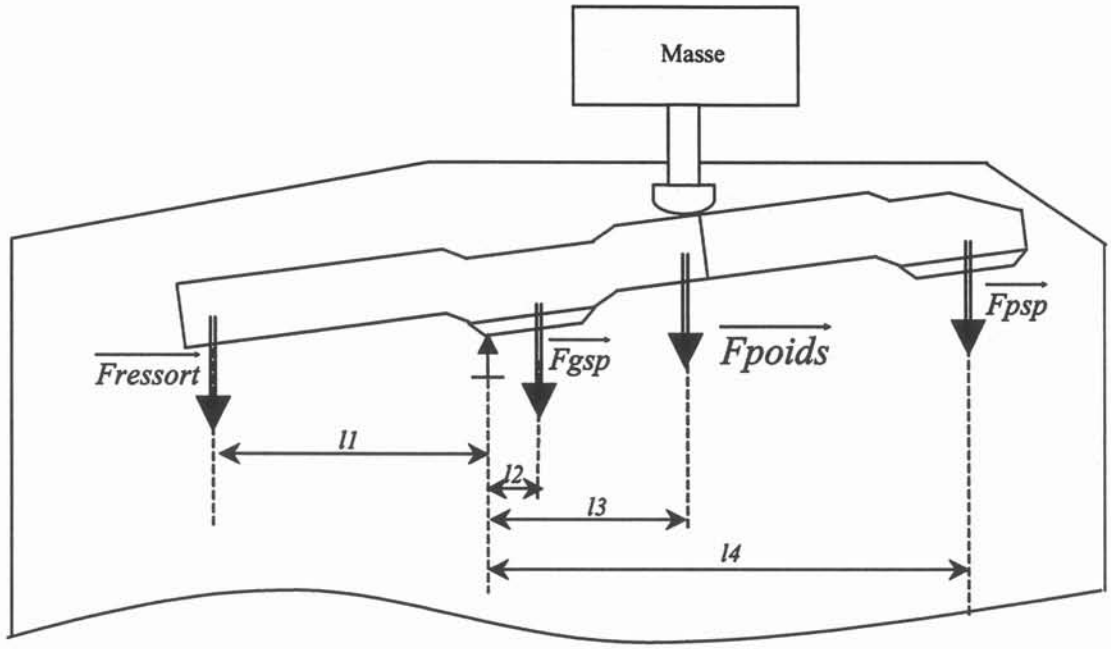


Figure 28 : Calcul de la force exercée.

$$Fressort \cdot l1 + Fgsp \cdot l2 + Fpsp \cdot l4 \leq Fpoids \cdot l3 \qquad \text{Équation 7}$$

Le schéma de principe de cette mesure est montré sur la Figure 29.

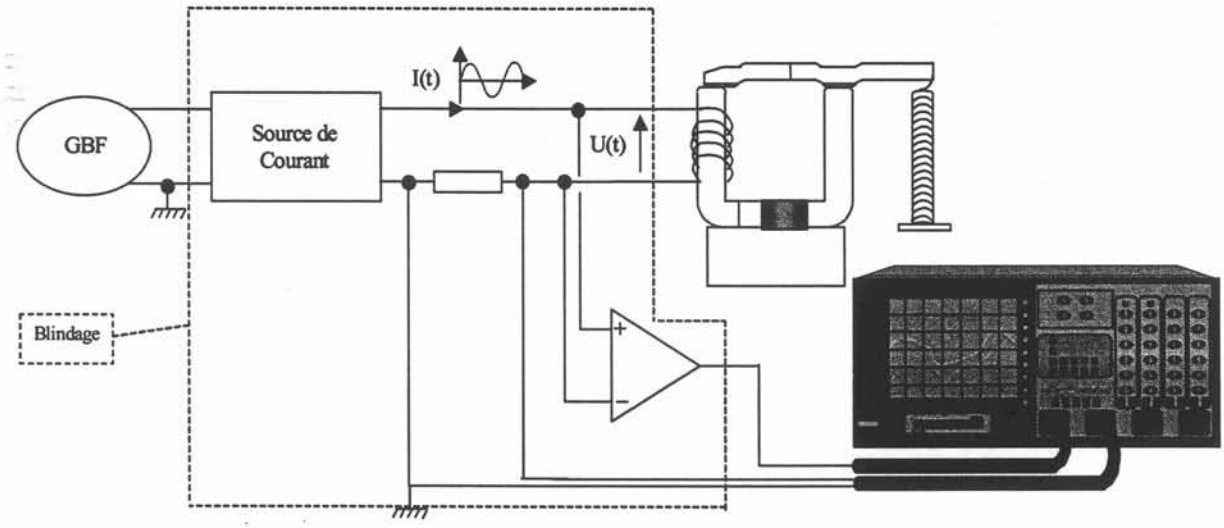


Figure 29 : Montage utilisé pour la mesure d'entrefer.

La mesure électrique est une mesure très délicate pour des fréquences très basses. Nous avons vu que pour les mesures de grand entrefer il faut une précision importante sur la mesure de la phase. L'amplitude des signaux reste faible environ 10mV donc très sensible aux bruits.

V Validation de la mesure.

La méthode de mesure détaillée ci dessus doit être validée. Nous avons défini différents modes opératoires pour vérifier les différents résultats de la méthode de mesure de l'entrefer électrique moyen observé par la bobine. Nous avons utilisé trois configurations.

- Comparaison du modèle analytique avec une mesure électrique en fonction de la saturation.
- Mesure pour des entrefers importants, ceci nous permet de définir la limite de notre méthode de mesure. Nous la comparons aussi avec une méthode de mesure physique.
- Mesure pour des faibles entrefers, nous la comparons avec une méthode de mesure physique adaptée aux faibles entrefers.

V.1 Comparaison de la mesure avec le modèle analytique.

Nous avons comparé une mesure d'entrefer réalisée sur un relais, en utilisant a méthode décrite ci-dessus, avec les résultats du modèle analytique (Figure 30). Nous avons modifié l'angle de planéité et la profondeur de rugosité pour trouver la même forme que la mesure.

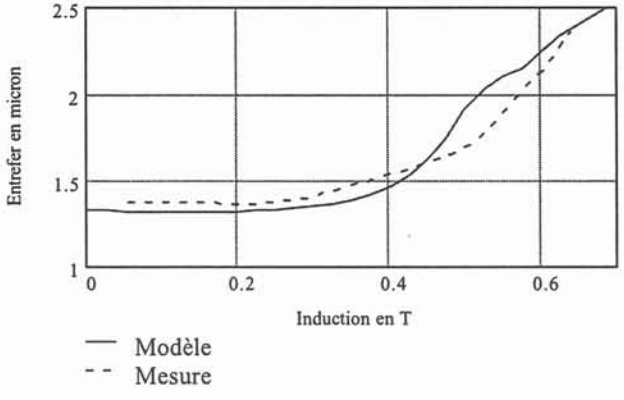


Figure 30 : Comparaison modèle et mesure.

Nous retrouvons les mêmes allures et ordres de grandeurs entre le modèle analytique et la mesure électrique.

V.2 Pour des grands entrefers.

Pour la validation nous nous sommes placés dans un cas extrême, en augmentant volontairement l'entrefer pour deux raisons. La première, mesurer un entrefer physique important, par une méthode optique est plus facile. La deuxième, on se place sur une précision de mesure de la phase importante. Ceci va nous permettre de déterminer les limites du principe de cette mesure.

Pour élaborer ce type de mesure nous avons réalisé des relais avec un traitement de surface en utilisant un matériau amagnétique. Ce traitement a été réalisé par électrolyse. Le matériau utilisé étant du cuivre.

Nous avons cuivré des armatures et des palettes. Ensuite, nous avons reconstitué les relais en mélangeant des palettes et des armatures sans traitement de surface, avec

des palettes et armatures cuivrées. L'avantage de cette méthode est d'avoir des relais ayant des entrefers de différentes tailles. Pour réaliser cette méthode d'essai nous avons fait deux relais de chaque série :

- Palette cuivrée et armature saine (P1 et P2).
- Palette saine et armature cuivrée (A1 et A2).
- Palette cuivrée et armature cuivrée (AP1 et AP2).

Les mesures de l'entrefer physique ont été réalisées avec le mode opératoire suivant. Une fois, les relais assemblés et nettoyés, ils sont moulés dans de la résine afin que la palette ne puisse plus se déplacer sur l'armature et ainsi perturber les mesures. Une fois cette opération effectuée, nous mesurons l'entrefer par notre méthode de mesure de l'entrefer. Puis, les relais sont découpés avec une polisseuse orbitale. Les coupes sont réalisées par des gros grains pour ébaucher l'endroit que l'on veut mesurer, jusqu'à des grains extrêmement fins (solution au diamant) pour un polissage final. La mesure de la distance de l'entrefer s'effectue sous microscope. Celle-ci est répétée avec un pas régulier sur la longueur de la coupe de l'entrefer (Figure 31). Nous calculons l'entrefer physique moyen de la coupe. Nous répétons les différentes opérations plusieurs fois pour avoir une représentation plus fine de l'entrefer. Ceci nous permet d'en déduire l'entrefer physique équivalent en faisant la moyenne de nos mesures.

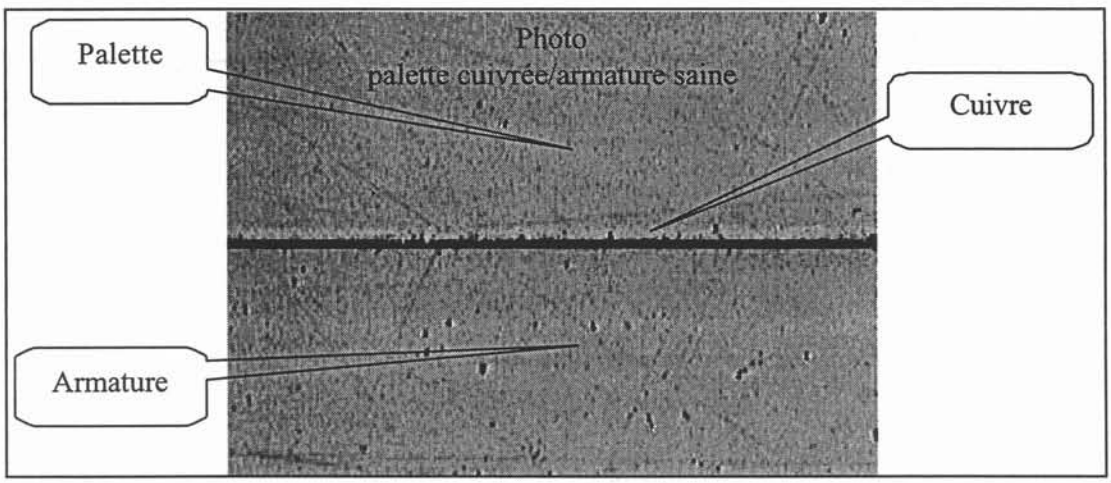


Figure 31 : Coupe d'un relais palette cuivrée.

Nous avons comparé cette mesure de l'entrefer physique avec notre méthode de mesure de l'entrefer "électrique" (Figure 32). Pour des entrefers inférieurs à 20 microns (comme les relais nommés A1, A2 ,P1 et P2) la mesure est très précise : nous avons environ 6% d'erreur. Vu les approximations sur la mesure physique et les tolérances sur la mesure électrique nous obtenons d'excellents résultats. Pour des entrefers plus importants, nous commettons des erreurs beaucoup plus conséquentes. La précision que l'on doit obtenir sur la mesure de la phase devient trop importante. Le moindre bruit "environnant" peut perturber la mesure et ainsi détériorer la précision de cette dernière. Pour des entrefers plus importants notre méthode n'est plus valable, car nous atteignons les tolérances de nos appareils de mesures.

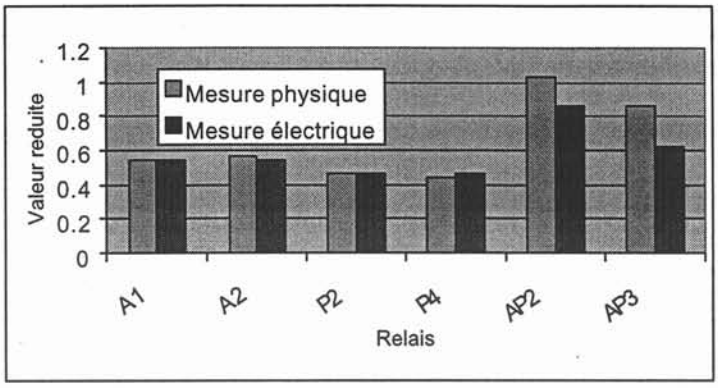


Figure 32 : Comparaison mesure électrique et physique.

La méthode de mesure de l'entrefer donne de très bons résultats pour des entrefers n'excédant pas 20 microns. Ceci nous fixe la limite de cette méthode. Mais les entrefers qui nous intéressent sont largement plus faibles ce qui signifie qu'il faut que l'on détermine un autre mode opératoire pour la validation de cette mesure. L'utilisation de la méthode précédente n'est pas assez précise pour déterminer la valeur pour des faibles entrefers. La discrétisation des différentes coupes ne nous permet pas de déterminer tous les points de contact.

V.3 Pour des faibles entrefers.

Comme nous l'avons vu le nombre de points de contact entraîne des variations non négligeables de l'entrefer observé par la bobine. Nous avons donc élaboré un autre mode opératoire. Nous avons réalisé des mesures de type optique interférométriques sans contact en collaboration avec une société extérieure.

V.3.1. Principe de la mesure optique.

Les techniques optiques sont actuellement largement utilisées. Elles présentent une précision excellente, une grande fiabilité et elles permettent des mesures non destructives, c'est-à-dire sans contact avec les pièces à mesurer. Elles peuvent utiliser aussi des méthodes interférométriques.

L'interférométrie est une technique de mesure utilisant les interférences. Elle est utilisée pour les mesures géométriques de haute précision. Les franges d'interférence produites dans les interféromètres constituent une graduation extrêmement précise : l'intervalle entre deux franges étant de l'ordre de 0,1 µm. Les mesures par interférences sont soit comparatives, soit absolues. Dans le premier cas, elles servent à estimer la différence de longueur entre la pièce à mesurer et le point mesuré précédant. La distance à apprécier est faible, la mesure est rapide et aisée, mais ne correspond pas à notre besoin. Nous avons besoin d'un référentiel fixe pour garantir la différence d'altitude entre la petite et grande surface polaire. Dans le second cas, la mesure est faite sur un repère fixe mais demande un temps de mesure plus important. Pour conserver l'altitude entre nos deux surfaces polaires nous avons choisi la mesure de type absolu.

La gamme d'instruments de mesure permet des acquisitions sans contact de la topographie des surfaces et des revêtements avec des caractéristiques qui dépassent de très loin en performance les outils utilisés jusqu' alors par l'industrie. La station de

mesure utilisée est composée d'un capteur optique, d'une station de pilotage d'axes, de tables de déplacement et d'un logiciel d'étude micro topographique basé sur la technologie Mountains®.

Les mesures ont été réalisées avec une station de micromesure comprenant trois axes de déplacement et équipée du capteur optique sans contact CHR 150 et du crayon optique standard de profondeur de champ 300µm.

Ce crayon optique permet de mesurer les variations d'altitude de l'échantillon avec une précision en Z de 0.1µm et une résolution latérale d'environ 2µm (taille du spot lumineux sur l'échantillon)

V.3.2. Mode opératoire pour la réalisation de nos mesures.

Pour la validation de la mesure électrique nous avons choisi des relais ayant peu de points de contacts. Les points de contacts diminuent la valeur du système réluctant et donc la valeur de l'entrefer. Si nous voulons comparer la mesure électrique et la mesure physique, il faut que les caractéristiques topographiques soit choisies en conséquence. Nous avons choisi des relais ayant de léger défaut de planéité. Ceci implique que la mesure d'entrefer par une méthode électrique doit être inférieure à la mesure physique.

Nous avons réalisé six relais avec des palettes et armatures mesurées par la méthode optique citée ci-dessus. Nous avons déterminé la couche d'air moyenne entre les deux surfaces. Ceci nous a permis de comparer les valeurs obtenues par cette technique et la mesure de l'entrefer équivalent.

Nous avons réalisé les traitements suivants pour la mesure de nos échantillons de validation (Figure 33).

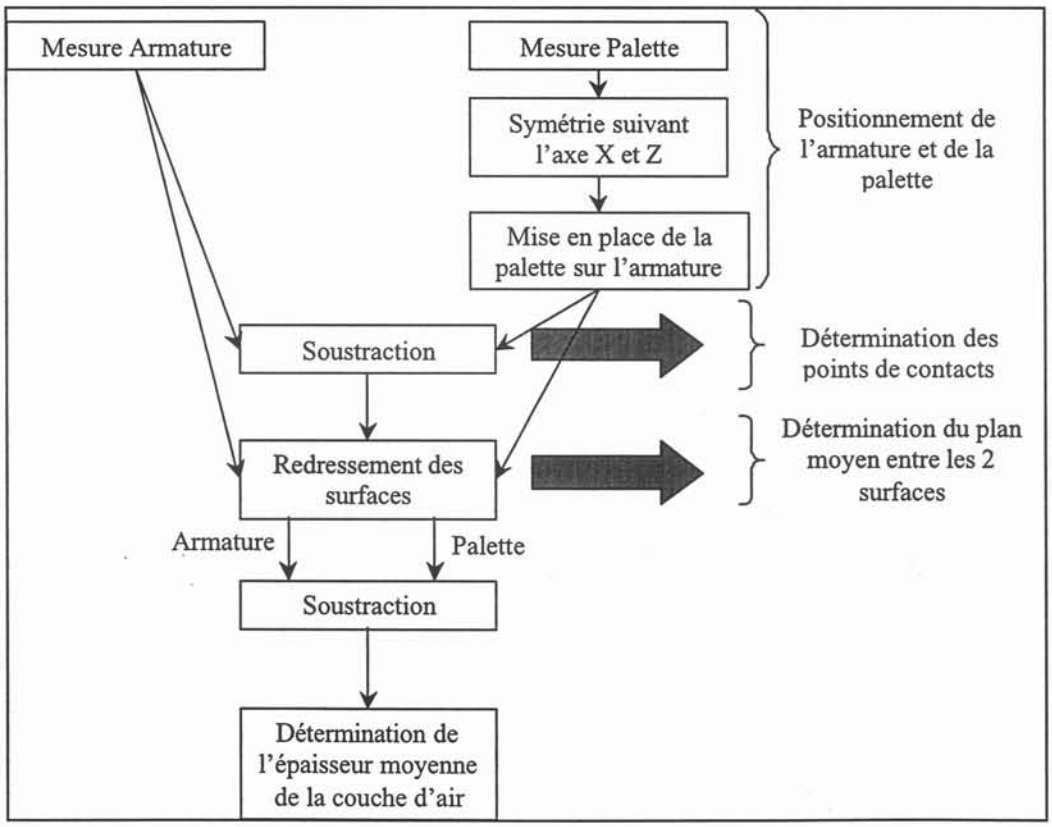


Figure 33 : Mode opératoire.

Chaque surface a été redressée par rapport à son plan moyen et seuillée afin d'éliminer les points non mesurés entre les deux surfaces fonctionnelles.

Ensuite, pour représenter les deux surfaces dans leur configuration de fonctionnement c'est-à-dire en vis-à-vis, nous avons effectué un zoom centré, de même taille sur chaque surface, de façon à pouvoir les soustraire.

La soustraction effectuée est une soustraction algébrique des altitudes de chaque surface par rapport à leur plan moyen.

Le résultat de cette soustraction entre les surfaces de la palette et de l'armature nous permet de localiser les zones de contact qui correspondent au lieu des points de plus faible altitude. Cette opération a pour but de redresser indépendamment les figures de la palette et de l'armature par trois points correspondants aux trois zones de contact. Ceci nous permet d'en déduire le plan entre les deux surfaces.

Le redressement par trois points étant effectué, nous replaçons les surfaces en vis-à-vis, orientées par rapport à leur plan réel de contact, conformément à l'orientation relative qu'elles avaient lors de leur mise en place.

Nous obtenons les résultats suivants entre les deux mesures de ces entrefers (Figure 34).

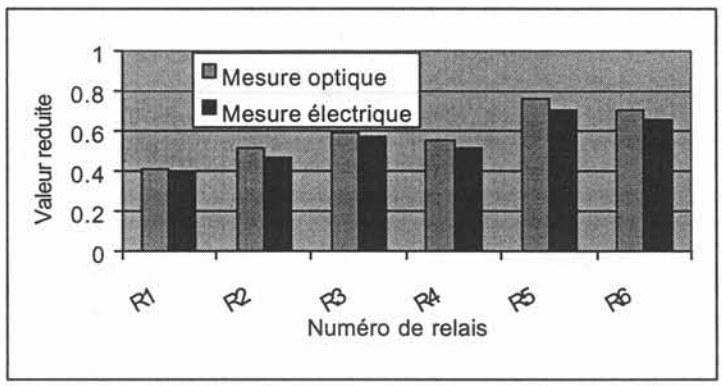


Figure 34 : Comparaison mesure électrique et mesure physique.

En comparant les deux méthodes, nous avons au maximum 9% d'erreur entre les deux mesures. Il faut savoir que la mesure d'entrefer par la méthode électrique tient compte des saturations locales aux points de contacts, ce qui diminue légèrement l'entrefer magnétique équivalent. C'est cet entrefer qui nous intéresse car c'est le flux de l'aimant qui va imposer ces saturations locales et donc sur l'impédance du relais à 50Hz. De plus, nous sommes dans les tolérances de mesure imposées par le capteur optique utilisé.

V.4 Conclusion.

Cette mesure électrique d'entrefer donne d'excellents résultats pour des entrefers faibles (<15µm). Cette méthode est très intéressante car nous avons un moyen de mesurer l'entrefer des relais. De plus, elle tient compte des effets des saturations locales ce que ne permet pas une mesure d'entrefer par une méthode optique.

VI Conclusion.

La modélisation des actionneurs ayant des contacts entre les pièces mobiles et les pièces fixes, utilisait l'entrefer comme paramètre de réglage pour ajuster le modèle à la réalité. Dans ce chapitre nous avons étudié l'influence des défauts de surface de ces pièces et élaboré une méthode de mesure de celle-ci. L'inconvénient d'utiliser l'entrefer comme paramètre de réglage, c'est qu'il peut cacher d'autres paramètres comme le point de pivot initial (voir chapitre III).

L'entrefer du relais polarisé dépend fortement des défauts de surfaces. Nous avons réalisé un modèle analytique que nous avons vérifié avec Flux2D®.

Le modèle analytique est un outil très rapide à utiliser. Il a l'avantage de s'adapter très rapidement à toutes les surfaces que nous pouvons rencontrer. Il suffit simplement de mesurer la topographie de la surface soit par un relevé via un rugosimétre soit par une méthode de mesure de type optique. Il faut récupérer les points du relevé et déterminer les points de contacts. Ensuite, le modèle nous permet d'en déduire un entrefer équivalent en fonction de la saturation.

Cette méthode nous permet de travailler avec un entrefer global. Ceci nous permet un gain de temps appréciable dans l'utilisation des différents modèles.

Ensuite, nous avons élaboré une méthode de mesure de l'entrefer sans destruction du relais. Cette méthode a l'avantage d'être rapide, et représente un critère de qualité lors de la fabrication du relais. Elle permet aussi d'orienter un choix sur une machine de rectification en comparant leurs résultats d'une manière statistique.

Ce moyen de mesure a été validé sur plusieurs relais, avec des tailles d'entrefer différentes. On s'aperçoit que l'on ne peut pas mesurer des entrefers supérieurs à 20 microns car la précision sur les mesures électriques est importante. En outre, pour des entrefers faibles, la mesure est extrêmement intéressante car elle permet de déterminer la valeur de l'entrefer équivalent en tenant compte des défauts des surfaces et de l'état de saturation de celle-ci.

Une étude sur l'influence de la saturation au niveau des surfaces polaires nous indique l'état de surface de celle-ci. En effet, lorsque le relais est en position fermé, il y a au moins 3 points de contacts. A ces points nous avons théoriquement un entrefer nul. Ce qui implique que le flux va essayer de passer par ceux-ci. Ces points vont saturer rapidement et vont se comporter comme de l'air, ce qui est équivalent à un entrefer vu par la bobine. Donc, si nous utilisons cette méthode nous aurons une indication sur l'influence des points de contacts et sur la rugosité. De plus, nous pouvons utiliser cette méthode pour déterminer l'influence du vieillissement du relais, comme, l'influence d'un matage des surfaces polaires par rapport à l'entrefer initial.

CHAPITRE III

Chapitre III. MODELISATION ANALYTIQUE DU RELAIS.

I Introduction.

Le chapitre I, nous a montré que le relais est un organe prépondérant dans la chaîne de mesure d'une protection différentielle. Mais il ne faut pas oublier que ce produit est fabriqué en grande série. Puisque le relais est un organe mécanique et électromagnétique, il est constitué de plusieurs pièces. Ces pièces possèdent des dimensions géométriques et des positionnements par rapport à d'autres pièces comme la palette ou l'aimant.

Comme dans toutes les grandes séries, les pièces constituant un ensemble présentent certaines tolérances. La dérive de ces paramètres décrit statistiquement une loi normale. Bien sûr, ils vont avoir une valeur nominale mais ils possèdent aussi un écart type autour de cette moyenne (Figure 35).

Ces différentes tolérances vont entraîner une dispersion des caractéristiques des relais d'un même lot. Les caractéristiques électriques vont ainsi varier dans des proportions qu'il reste à déterminer.

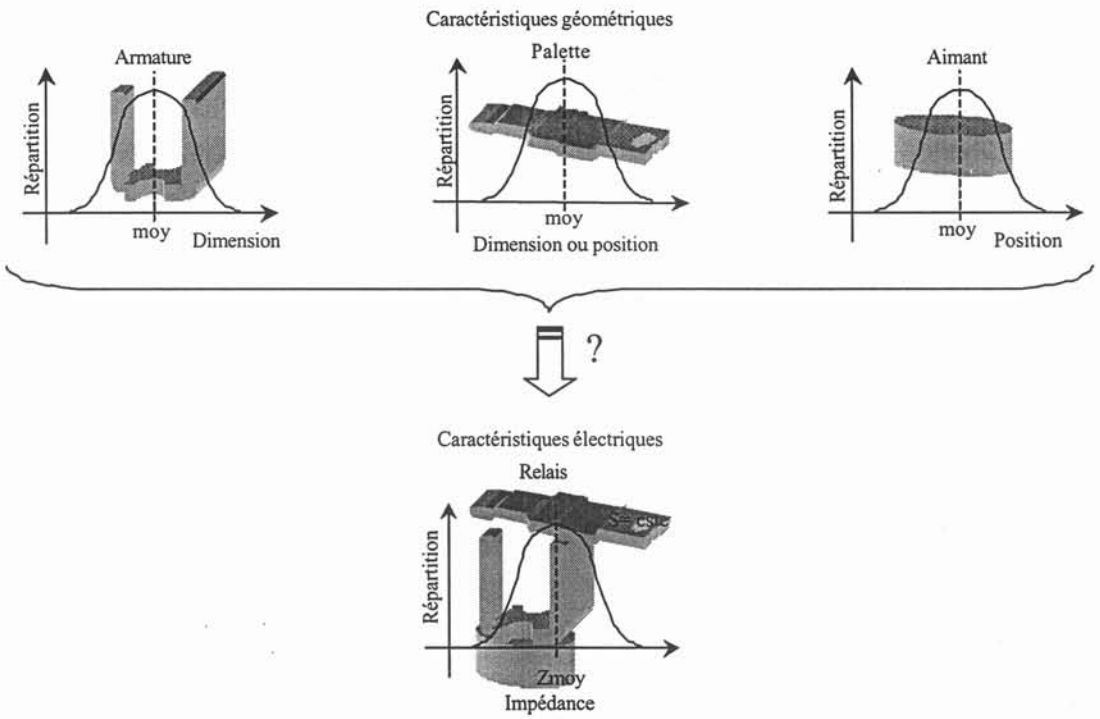


Figure 35 : Répartition et position des pièces constituant le relais.

La maîtrise actuelle de ce composant repose en grande partie sur des démarches empiriques. Pour optimiser et stabiliser ses performances et ainsi réduire les rebuts de fabrication, une approche théorique et une modélisation s'avèrent nécessaire.

La modélisation que nous avons effectuée et que nous présentons dans ce chapitre porte essentiellement sur les influences des paramètres comme :

- les entrefers minces,
- les matériaux magnétiques massifs non linéaires utilisés,
- la détermination des points de polarisation de l'aimant,
- l'influence et la maîtrise des tolérances du produit.

Le but de la modélisation effectuée, consiste à déterminer les tolérances maximales que l'on peut avoir, sans les dérives des caractéristiques. Nous connaîtrons ainsi les paramètres prépondérants pour la fabrication de ces pièces.

Dans le cas du relais beaucoup de données sont couplées entre elles, ce qui empêche leurs dissociations pour déterminer leurs importances. Dans la mesure où beaucoup de paramètres sont intimement liés, la réalisation et une étude expérimentale seule du relais polarisé sont difficiles.

En revanche, la modélisation consiste à dissocier chaque phénomène. Bien que beaucoup de paramètres soient liés les uns aux autres. On peut citer l'exemple suivant : la modification de la position de la palette entraîne une modification des bras de levier, et une modification de la valeur de l'entrefer.

En effet, lors de l'expérimentation, nous avons beaucoup d'inconnues que l'on ne sait pas mesurer. C'est pour cela que nous allons étudier le relais grâce à un modèle analytique. Il permet de modifier chacun des paramètres séparément et voir leurs influences respectives. Il permet aussi de comprendre tous les phénomènes physiques qui se produisent.

II Principe de fonctionnement.

II.1 Constitution.

Dans le chapitre II, nous avons décrit la constitution des pièces magnétiques du relais polarisé haute sensibilité. Maintenant, intéressons-nous plus en détail aux différentes pièces constituant l'ensemble du relais (Figure 36).

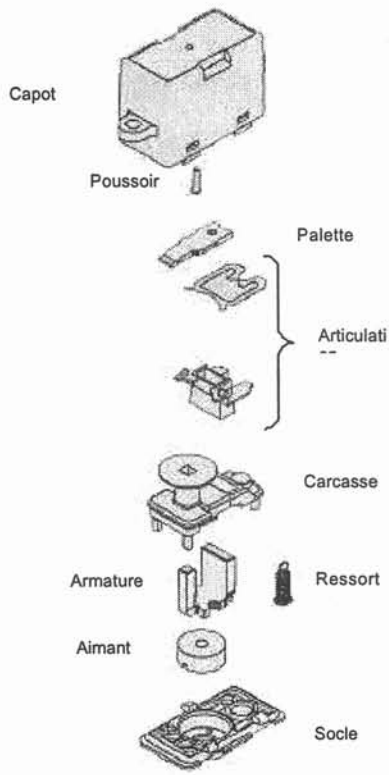


Figure 36 : Répartition et définition des différentes pièces du relais.

II.2 Réalisation.

Le relais polarisé est composé d'un ensemble de pièces magnétiques de forme complexe. Les caractéristiques magnétiques du matériau peuvent être altérées par la mise en forme des pièces (découpage et pliage). En effet, lors de ces opérations le matériau subit des contraintes telles que des étirements et des échauffements au niveau des pliages. ceci peut modifier le comportement magnétique du matériau localement.

Pour éviter ces dispersions des caractéristiques magnétiques, le constructeur met en oeuvre des traitements thermiques sous champ extérieur. Ainsi, les armatures et les palettes d'un même lot, possèdent les mêmes propriétés magnétiques.

Une fois ces pièces réalisées, une micro rectification est effectuée sur les surfaces polaires de l'armature et de la palette. Une autre opération de rectification est entreprise pour maîtriser l'entrefer aimant.

L'aimant est placé puis soudé au laser sur l'armature. Après le bobinage, l'armature est positionnée sur la carcasse en même temps que le ressort, puis on clipse le socle. Ensuite, vient la mise en place du support de l'articulation sur la palette par soudure au laser. Cette opération est délicate car c'est elle qui détermine le positionnement de la palette sur l'armature.

A cet instant, nous positionnons le support de la palette sur l'armature par l'intermédiaire de son support. Une fois ces opérations réalisées, le relais est lavé dans plusieurs bains, la suite du montage s'effectue en salle blanche.

Le but de ces lavages consiste à ne pas introduire des poussières ou des pollutions comme des morceaux de plastique ou de limaille de fer qui entraîneraient un dysfonctionnement ou une mauvaise stabilité du relais.

Ces différentes opérations montrent bien que cet organe de commande est difficile à fabriquer. Les caractéristiques magnétiques et électromagnétiques sont en rapport direct avec la qualité des composants et leurs réalisations. Le relais fait intervenir différents paramètres essentiels pour la fabrication qu'il faut maîtriser comme :

- Les entrefers minces.
- La reproductibilité et la position des assemblages.

II.3 Fonctionnement détaillé.

Le relais polarisé doit fournir une force de déclenchement pour l'ouverture de la serrure. Il doit convertir l'énergie électrique du courant de défaut en une énergie mécanique suffisante pour l'ouverture de la serrure. L'énergie mécanique est fournie par le ressort qui est déjà contraint lorsque le relais est au repos. Le ressort est fixé sur la palette et fournit son énergie à celle-ci.

Le relais peut être décrit en deux phases :

- Position de repos : sans courant dans la bobine.
- Régime de travail : avec un courant traversant la bobine.

Comme nous l'avons vu, nous réglons l'aimant pour avoir des caractéristiques électriques qui concernent la puissance de déclenchement du relais. Une partie des variations tant géométrique, ou de positionnement des pièces peuvent être compensées par le réglage de l'aimant entre les différents relais.

Au repos, l'aimant doit contrecarrer le couple du ressort et ajouter une puissance nécessaire pour fixer le seuil de la chaîne de mesure du dispositif différentiel, mais aussi pour que le relais ne déclenche pas à la moindre vibration.

En effet, tant que le shunt n'est pas saturé, un très faible flux circule dans les branches des petite et grande sections polaires. Si la réluctance du circuit de la palette devient suffisamment faible par rapport à la réluctance du shunt, un flux plus important peut circuler et créer ainsi des forces électromagnétiques à travers les entrefers. Ces forces vont permettre de créer un couple qui va s'opposer au couple ressort et au couple de maintien. Celui-ci détermine la puissance de déclenchement du relais qui va fixer le seuil du dispositif différentiel.

Nous voyons que le réglage du relais va dépendre fortement de la réluctance des entrefers de la petite section polaire et de la grande section polaire. Nous pouvons ainsi considérer que l'aimant va engendrer "un entrefer variable" dans le shunt.

Nous pouvons maintenant raisonner sur les deux cas extrêmes.

- Si l'aimant est trop démagnétisé, c'est-à-dire s'il ne fournit pas assez de flux, tout le flux est canalisé par le shunt, et non pas, par les entrefers qui nous intéressent. La réluctance du shunt est inférieure à la réluctance du circuit de la palette. Ceci n'entraîne aucune force dans les entrefers.

- De même si l'aimant est magnétisé à sa valeur maximale et que le circuit reluctant de la palette est trop important par rapport à celle du shunt, nous ne pourrons pas régler le relais.

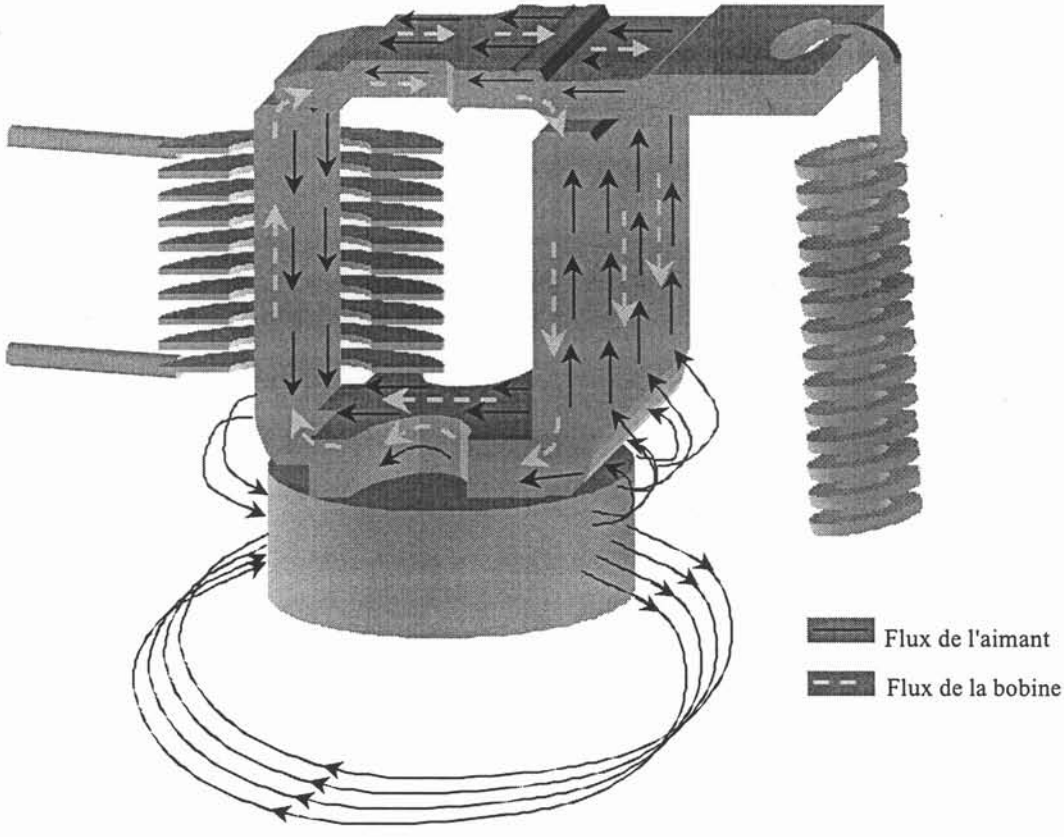


Figure 37 : Principe de fonctionnement.

Lorsque le relais fonctionne, le flux créé par la bobine s'oppose à celui de l'aimant. Celui-ci fait décroître l'induction du matériau (Figure 37). En revanche, le flux créé par la bobine s'ajoute à celui créé par l'aimant dans la région du shunt, cela entraîne une sursaturation de celui-ci. Le courant engendre deux effets de nature opposée : la diminution de la saturation de la petite section polaire et l'augmentation de la saturation du shunt. Ce qui se traduit par une réduction des forces magnétiques qui s'exercent sur la palette.

III Choix de la méthode de modélisation.

III.1 Introduction.

Dans un relais polarisé beaucoup de phénomènes physiques rentrent en jeu. Une étude directe de celui-ci, ne nous permet pas d'appréhender chaque phénomène indépendamment des autres. Pour l'élaboration d'un modèle du relais, nous avons suivi une démarche plutôt expérimentale pour déterminer quels sont les phénomènes électromagnétiques prépondérants. Cette démarche nous a permis d'étudier chaque phénomène séparément.

Nous allons dans cette partie, nous consacrer aux phénomènes magnétiques comme :

- Les courants induits qui concentrent le flux dans une épaisseur du matériau que l'on appelle épaisseur de peau
- Des points de polarisation créés par l'aimant

L'expérience nous a montré que l'épaisseur de peau est délicate à calculer analytiquement pour des matériaux non linéaires de dimension finie. C'est pourquoi nous avons adopté une démarche à la fois expérimentale et théorique. Ainsi, nous avons réalisé des anneaux de différentes sections pour évaluer l'influence de la géométrie sur la caractéristique magnétique de notre matériau. Cette démarche, pas à pas, a eu pour but de comprendre les phénomènes prépondérants qui se produisent dans les matériaux massifs à haute perméabilité.

Cette solution impose la réalisation d'échantillon d'étude. Suivant les contraintes que subit le matériau, ses caractéristiques magnétiques peuvent être modifiées.

III.2 Réalisation d'échantillons d'étude.

Les matériaux magnétiques sont sensible aux contraintes mécanique et thermique. Il faut donc énormément de précaution pour l'usinage de nos différents échantillons.

La caractéristique magnétique que l'on mesure représente l'induction maximale en fonction du champ magnétique maximal.

III.2.1. Echantillons réalisés.

Nous avons réalisé différents tores que nous considérons importants pour comprendre les phénomènes électromagnétiques rencontrés dans le relais.

Nous disposons de rondelles qui sont composées du même matériau que le relais, la coupe transversale de celles-ci est un rectangle d'une largeur de 2mm et d'une longueur de 5 mm. La largeur correspond à l'épaisseur de l'armature du relais et la longueur correspond à la grande section polaire. On a réalisé deux tores pour regarder l'influence du changement de section. Nous les avons appelés respectivement anneau mince et anneau intermédiaire Pour déterminer leurs dimensions, nous nous sommes basés sur les dimensions de l'armature du relais. L'anneau mince représente la petite section polaire et l'anneau intermédiaire possède la même dimension que le shunt.

Nous allons nous baser sur ces échantillons pour réaliser et comprendre les phénomènes électromagnétiques qui agissent sur le relais.

III.2.2. Méthode d'usinage.

Nous avons utilisé comme méthode d'usinage, la découpe au fil; c'est la meilleure méthode d'usinage utilisable. En effet, la pièce est immergée dans 60 litres d'eau déminéralisée. De plus, une pompe injecte de l'eau directement sur le fil de découpe pour le refroidir. L'échauffement ainsi produit, au niveau de la pièce, reste très localisé. Comme nous l'avons explicité, les caractéristiques magnétiques du matériau dépendent fortement de la fréquence et de la géométrie. Pour vérifier que les caractéristiques magnétiques du matériau restent identiques, nous allons les mesurer en quasi-statique pour éliminer les effets cités précédemment (Figure 38).

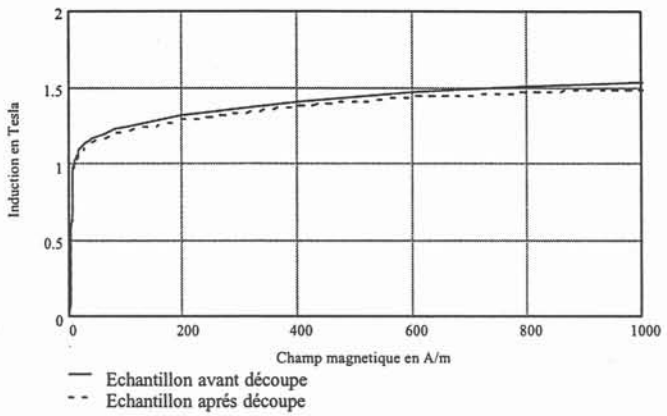


Figure 38 : Comparaison avant et après usinage.

Si nous utilisons un autre moyen d'usinage, comme le perçage, l'échauffement est beaucoup plus important. Ces effets thermiques modifient fortement les caractéristiques magnétiques du matériau.

IV Phénomènes électromagnétiques.

Le but de ce paragraphe est d'appréhender les phénomènes électromagnétiques qui sont prépondérants dans la compréhension et l'étude du relais polarisé haute sensibilité.

Nous pouvons rappeler que nous avons deux problèmes magnétiques :

- Le flux de l'aimant est constant dans le temps et crée un champ de polarisation dans le matériau : étude statique.
- Le flux crée par la bobine est variable dans le temps : étude dynamique.

IV.1 Le matériau magnétique utilisé dans le relais.

Le relais est constitué de matériaux magnétiques à haute perméabilité. Ce matériau est constitué de Fer et de Nickel de type Permenorm. Il est composé d'environ 48% de Fer et 52 % de Nickel. Pour obtenir sa caractéristique magnétique, il a subit différents traitements thermiques comme un traitement à 1000°C sous champ extérieur. La particularité de cet alliage est qu'il possède une perméabilité relative très importante en statique environ 120000. Mais en régime dynamique, puisque nous avons un matériau à l'état massif et possédant une faible résistivité, cette perméabilité chute fortement ($\mu r \cong 7000$ pour une fréquence de 50Hz) (Figure 39). Cette décroissance importante de perméabilité est principalement due aux courants induits qui se développent dans celui-ci. Nous allons approfondir cette notion dans le paragraphe IV.3.

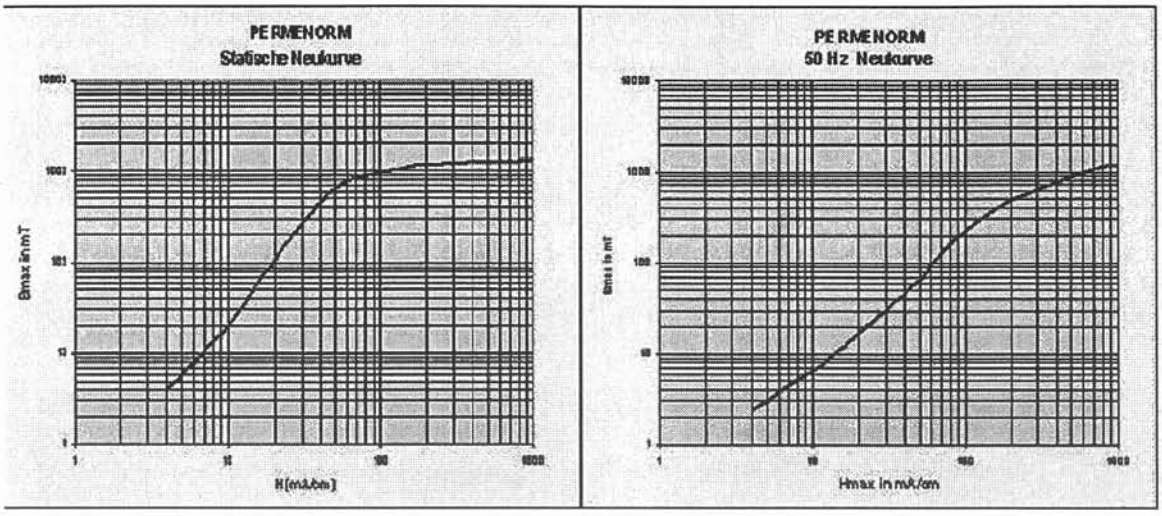


Figure 39 : Caractéristiques constructeur statique et dynamique.

La caractéristique quasi-statique du FeNI peut être décomposée en différentes parties :

- Régime linéaire (avec une perméabilité relative d'environ 120000).
- Une seconde pente d'une perméabilité relative plus faible (environ 2500).
- La saturation.

On peut aussi ajouter que l'on utilise cet alliage à l'état massif dans les dispositifs où une faible puissance de commande exige des matériaux à bas champ coercitif. De plus, la grande facilité de mise en forme et leur absence de vieillissement magnétique contribuent à leur utilisation dans les appareils de sécurité.

IV.2 Phénomène de diffusivité des matériaux magnétiques.

En sachant que le circuit magnétique est massif et bon conducteur, il est évident qu'il sera le siège de courants de Foucault qui vont ce développer dans celui-ci.

En effet, la bobine du relais est alimentée par le tore qui réagit au courant différentiel de défaut. Ce courant est en général provoqué par une mise accidentelle à la terre d'une carcasse métallique ou d'un contact direct d'une personne (Chapitre I § II.2). Il va avoir une fréquence identique à celle du réseau EDF (50Hz).

Celui-ci va créer, par l'intermédiaire de la bobine, un flux magnétique variable dans le temps. Selon la loi de Faraday, cette variation de flux va induire des forces électromotrices dans la masse du matériau qui va s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Puisque le matériau est un bon conducteur, ces forces électromotrices vont engendrer des courants. La résultante de ces courants aura une direction opposée au courant de la bobine (voir Figure 40).

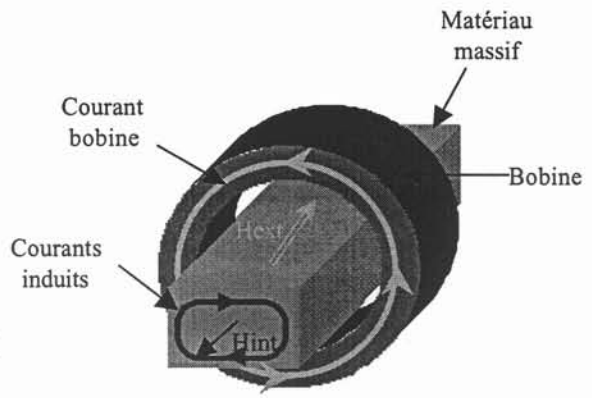


Figure 40 : Courants induits.

Ces courants induits créent un champ interne opposé au champ extérieur créé par la bobine qui ralentit la pénétration du flux dans le matériau. Ce phénomène se situe en surface du matériau. On ne peut plus déterminer le champ seulement par les ampères tour extérieurs mesurés, mais il faut aussi tenir compte des courants induits.

C'est pour cela qu'il faut maîtriser le calcul de la profondeur de pénétration pour en déduire une surface où nous pouvons supposer que le champ est uniforme. Ceci implique que l'on n'utilise pas toute la section du matériau, ce qui engendre une diminution de la perméabilité.

Nous allons nous occuper de la validation expérimentale de cet effet et montrer l'importance de la saturation et de la géométrie des échantillons.

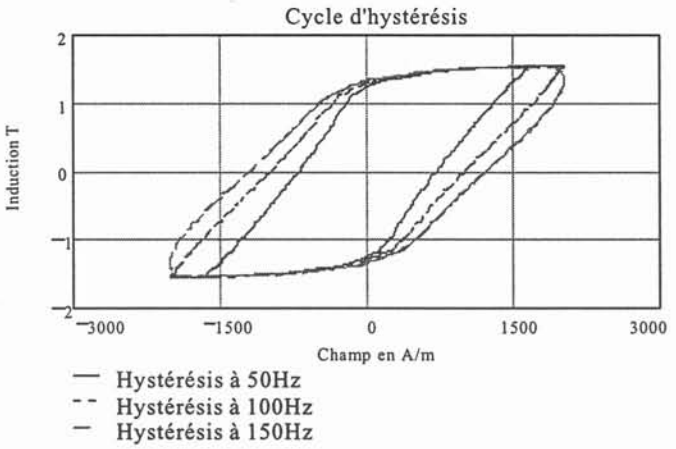


Figure 41 : Allure des cycles magnétiques en fonction de la fréquence.

IV.3 Etude des courants induits.

Une étude très précise nous permet de tenir compte des effets locaux. Pour cela nous sommes obligés de calculer le champ local en fonction du temps grâce aux équations de Maxwell qui régissent les lois de l'électromagnétisme (Tableau 2). Ces équations relient les phénomènes magnétiques et leurs sources.

Equations locales		Relation dépendant du milieu	
$\overrightarrow{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	Équation 8	$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$	Équation 9
$\overrightarrow{rot}(\vec{H}) = \vec{J} +$	Équation 10		
$div(\vec{B}) = 0$	Équation 11	$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$	Équation 12
$div(\vec{D}) = \rho$	Équation 13		

Tableau 2 : Equations de Maxwell.

En nous plaçant dans l'approximation des régimes quasi-stationnaires, nous pouvons simplifier ces équations. Avec cette approximation qui est valable dans notre cas, vu les fréquences utilisées et le matériau étudié (très bon conducteur), nous pouvons résoudre ces équations en faisant l'hypothèse que les courants de déplacement sont nuls. En combinant l'Équation 8 et l'Équation 10, nous obtenons une équation de la forme (Équation 14).

$$\Delta \vec{H} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \qquad \text{Équation 14}$$

Cette équation est une équation de diffusion.

Celle-ci peut être résolue en supposant que le matériau est homogène et isotrope. Pour être résolue analytiquement, il faut ajouter une autre condition : la caractéristique magnétique du matériau est linéaire.

IV.3.1. Calcul en régime linéaire.

Les matériaux magnétique en régime dynamique peuvent être le siège de différents phénomènes comme :

- Les courants induits.
- L'hystérésis (déplacement des parois).

Cette étude en régime linéaire du matériau utilisé dans le relais, va nous indiquer quel est le phénomène prépondérant dans celui-ci. Pour cela nous allons résoudre l'équation de diffusion (Équation 14) qui prend en compte seulement un des deux phénomènes : les courants induits.

IV.3.1.a Etude théorique.

Le relais est composé d'une armature et d'une palette possédant des changements de sections importants. Par exemple la branche de la petite section peut être représentée par une barre carrée de 2mm de coté et la branche de la grande section polaire est représentée par une barre rectangulaire de 2mm de largeur et de 6mm de longueur. Ces forts changements de sections peuvent influencer le développement des courants induits. Nous allons mettre en évidence ce phénomène en résolvant l'équation de diffusion (Équation 14) en régime linéaire.

Différentes méthodes peuvent être employées pour résoudre cette équation de diffusion du champ en régime linéaire. La séparation des variables peut être utilisée [BEWLEY]. Elle a l'avantage d'être rapide mais elle considère seulement le régime permanent (voir Annexe 2). Une autre résolution tout à fait intéressante, appliquée par [PARODI] utilise la transformée de Fourrier. Cette méthode permet d'avoir le régime transitoire quand le matériau est démagnétisé. Nous retenons cette dernière.

Le flux traversant les différentes branches du circuit magnétique a une section rectangulaire. Nous allons nous intéresser, pour la résolution de cette équation, à cette condition. Nous résoudrons donc l'équation de diffusion (Équation 14) avec un barreau de section rectangulaire et de longueur infinie. Nous ajoutons aussi des conditions aux limites : un champ extérieur le long de ce barreau, ayant une variation sinusoï dale d'amplitude Hm (Figure 42).

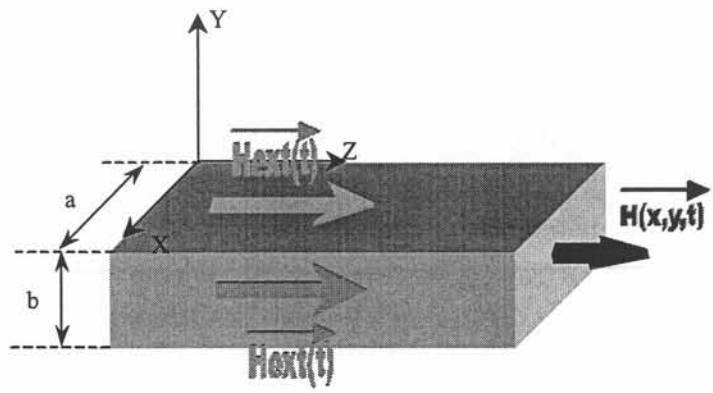


Figure 42 : Géométrie du barreau soumis à un champ extérieur.

La résolution de cette équation avec la méthode de la transformée de Fourier employée par [PARODI] est détaillée en Annexe 2. Le résultat est ci-dessous (Équation 15)

$$Hz(x,y,t)=\sum_{n=1,3,5}\sum_{p=1,3,5} V_{n,p}(t)\cdot\sin\left(\frac{n\cdot\pi\cdot x}{a}\right)\cdot\sin\left(\frac{p\cdot\pi\cdot y}{b}\right)+ Hm\cdot\sin(\omega\cdot t)$$

$$V_{n,p}(t)=\frac{16\cdot Hm\cdot\omega}{n\cdot p\cdot\pi^2\cdot\left(\left(\frac{\alpha_{n,p}}{\sigma\cdot\mu}\right)^2+\omega^2\right)}\cdot\left(\omega\cdot\sin(\omega\cdot t)+\cdots\cdot\frac{\alpha_{n,p}}{\sigma\cdot\mu}\cdot\left(\cos(\omega\cdot t)-\cdot e\right.\right.$$

Équation 15

$$\text{Avec } \alpha_{n,p}=\pi^2\cdot\left(\left(\frac{n}{a}\right)^2+\left(\frac{p}{b}\right)^2\right)$$

Grâce à cette méthode de calcul nous pouvons faire apparaître l'influence de la géométrie sur les courants induits. De plus, nous pouvons remarquer que ces courants empêchent le champ magnétique de pénétrer. Ceci provoque un déphasage entre le champ magnétique et l'induction.

Ce modèle est très intéressant puisqu'il nous permet de voir l'évolution du champ H et de l'induction B en fonction du temps, afin de déterminer l'angle de déphasage entre eux. On remarque aussi que le retard entre le champ et l'induction est provoqué par les courants induits qui empêchent celui-ci de pénétrer à l'intérieur du matériau. C'est le phénomène de relaxation des matériaux magnétiques.

De plus, on peut voir le régime transitoire de l'induction moyenne lorsqu'on lui applique brusquement un champ sinusoïdal. Ce résultat est présenté sur les courbes de la Figure 43.

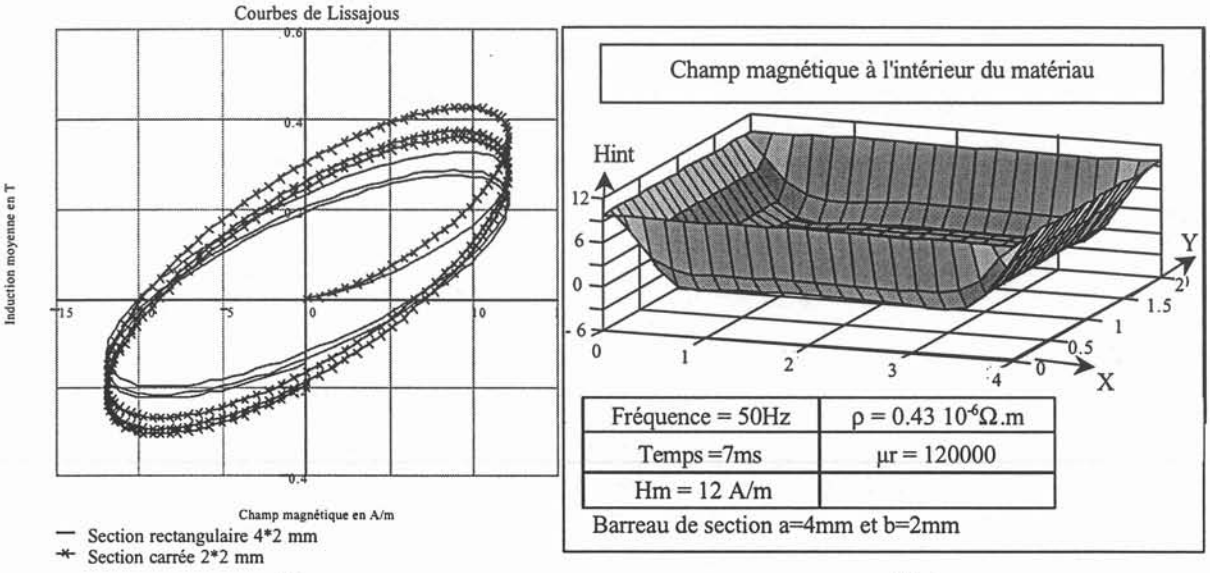


Fig a Fig b

Figure 43 : Régime transitoire de B en fonction de H.

Ce modèle nous permet d'appréhender l'influence de la géométrie (Figure 43a). En effet pour un champ donné, l'amplitude de l'induction est différente de 25% entre un barreau de section carré et un barreau rectangulaire.

Ce modèle nous montre les effets des courants de Foucault sur les caractéristiques du matériau FeNi. Ce calcul du champ local à l'intérieur du barreau, nous permet de vérifier que le flux reste concentré dans une couronne (Figure 43b) d'une épaisseur d'environ de 200μm. Ceci nous fait apparaître que l'on utilise seulement une petite section du matériau.

Il nous permet aussi de voir l'influence d'un défaut brusque. Si le sens du courant de défaut traversant la bobine réduit le flux de l'aimant, le flux maximum de la première période est plus important que les phases suivantes, ce qui risque de faire déclencher le relais plus rapidement. Dans ce mémoire nous n'allons pas développer ce phénomène, mais il faut tout de même le connaître et en avoir conscience. Dans la suite nous utiliserons des courants lentement variable proche du déclenchement (défini au chapitre I).

IV.3.1.b Validation expérimentale.

Nous utilisons la seconde partie de la caractéristique magnétique en quasi statique (perméabilité relative environ 2500) (voir paragraphe IV.1). Pour travailler dans cette

partie nous ajoutons un point de polarisation. Ensuite, nous faisons varier le champ autour de celui-ci. Nous avons comparé les résultats de cette expérimentation au calcul en régime linéaire sur l'induction moyenne à l'intérieur de l'échantillon (Figure 44).

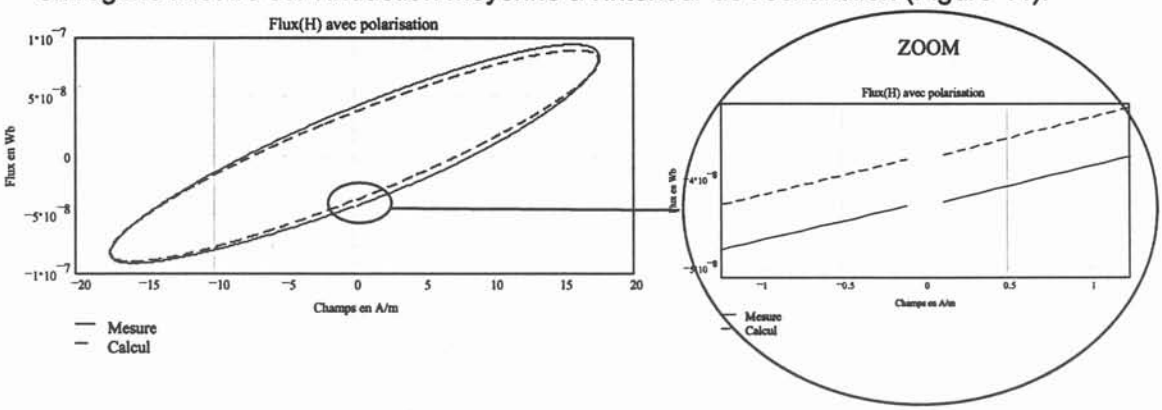


Figure 44 : Résultat du modèle linéaire.

Nous avons de très bons résultats entre le modèle et l'expérimentation, nous pouvons aussi observé le léger décalage entre la valeur du flux au début et la fin de la période car nous ne sommes pas en régime établi. Ce modèle nous permet de déterminer que les effets dynamiques sur ce matériau sont principalement provoqués par les courants induits.

Dans ce cadre, en régime linéaire, nous avons montré l'importance de la géométrie sur les caractéristiques magnétiques d'un matériau à l'état massif. L'influence de la géométrie et de la fréquence sur les caractéristiques magnétiques doivent absolument être prise en compte dans notre modèle.

Il ne faut pas oublier, que le FeNi employé est un matériau haute perméabilité. Ce matériau sature très rapidement, l'hypothèse du régime linéaire n'est pas valable. Nous allons dans le prochain paragraphe étudier ce phénomène en régime non linéaire.

IV.3.2. Calcul en régime saturé.

IV.3.2.a Etude théorique.

Le calcul de la profondeur de pénétration est déterminé par le calcul en régime linéaire (en prenant une perméabilité relative constante quel que soit le champ (Équation 15)). Cette profondeur calculée est trop petite quand nous la comparons avec les mesures faites sur nos échantillons. C'est pour cela qu'il faut déterminer l'influence de la saturation sur le calcul de la profondeur de pénétration.

Lorsque l'on ne peut pas faire l'hypothèse simplificatrice qui considère le matériau linéaire, nous avons deux choix pour résoudre cette équation :

- La première est une résolution par une autre méthode analytique en ajoutant d'autres hypothèses simplificatrices qu'il faut ensuite valider.
- La seconde consiste à résoudre cette équation d'une manière numérique en utilisant les éléments finis. Cette partie sera développée dans le chapitre suivant avec les logiciels Flux2D® et Flux3D®.

Le Fer Nickel à l'état massif, et tous les autres alliages de fer, présentent des courbes B(H) non linéaires ce qui pose d'importants problèmes pour la résolution des équations de Maxwell. Pour les matériaux haute perméabilité (qui saturent rapidement), nous pouvons utiliser une courbe B(H) simplifiée. Cette méthode a été développée par [McCONNELL], [MACLEAN] et finalisée par [AGARWAL].

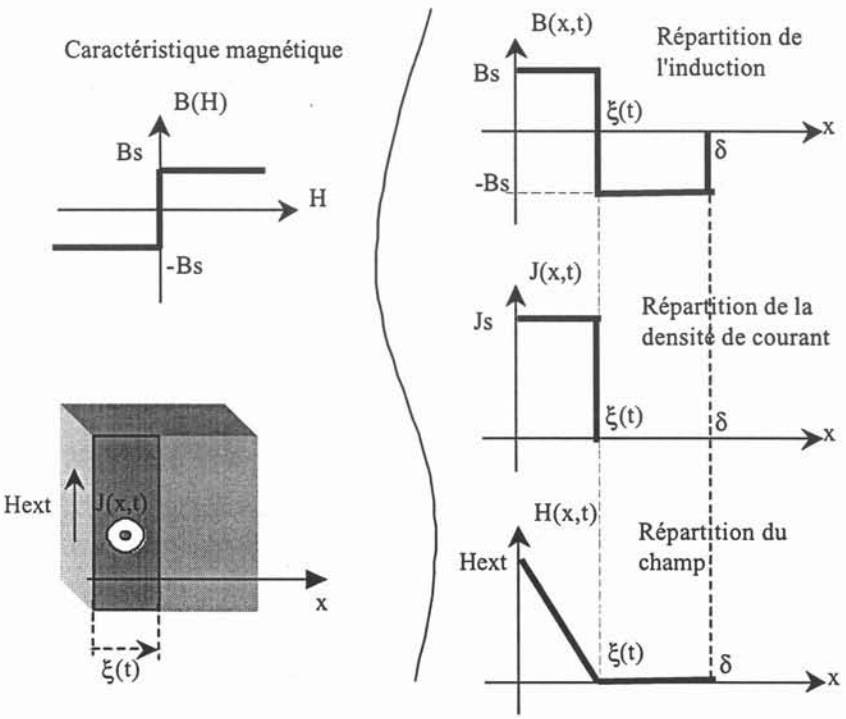


Figure 45 : Répartition de B(x,t), J(x,t) et de H(x,t) à un instant donné.

Pour illustrer cette méthode, on applique un champ magnétique tangentielle à la surface d'une plaque infinie; l'expression du champ est de la forme $H(0,t) = Hm \cdot \sin(\omega \cdot t)$. Ce champ ne va pas pénétrer instantanément dans le matériau, mais il va se déplacer de plus en plus vers l'intérieur de celui-ci. Cette pénétration du champ va changer l'état de saturation de notre matériau et va passer de –Bs à +Bs.

Si on considère un barreau, quel que soit le temps t, on peut définir la "distance de pénétration" du champ par rapport à la surface que nous appelons ξ(t). Au delà, il n'y a pas de variation de flux car le champ n'est pas arrivé jusque là. Par conséquent, il n'y a aucun champ électrique pour x>ξ(t) donc aucun courant induit. On peut maintenant représenter l'allure de la répartition de l'induction B(x,t) ainsi que l'allure de la densité de courant J(x,t) à un instant "t" quelconque (Figure 45).

Après résolution, nous obtenons l'évolution de la pénétration du flux (voir Annexe 3).

$$\xi(t) = \delta \cdot \sin(\frac{\omega \cdot t}{2}) \qquad \text{Équation 16}$$

$$\text{Avec } \delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho \cdot Hm}{\omega \cdot Bs}} \qquad \text{Équation 17}$$

δ représente l'épaisseur de peau du matériau en régime saturé

IV.3.2.b Validation expérimentale.

Pour illustrer les résultats donnés par cette méthode nous allons nous placer dans les hypothèses citées pour déterminer par calcul l'épaisseur de pénétration du champ. C'est-à-dire que l'on suppose un modèle 1D, une plaque d'épaisseur finie, et un champ magnétique important de 2000 A/m. Nous allons prendre comme référence les mesures sur le tore de grande section qui correspondent à ces hypothèses. Nous obtenons le résultat suivant (Figure 46) ce qui est satisfaisant.

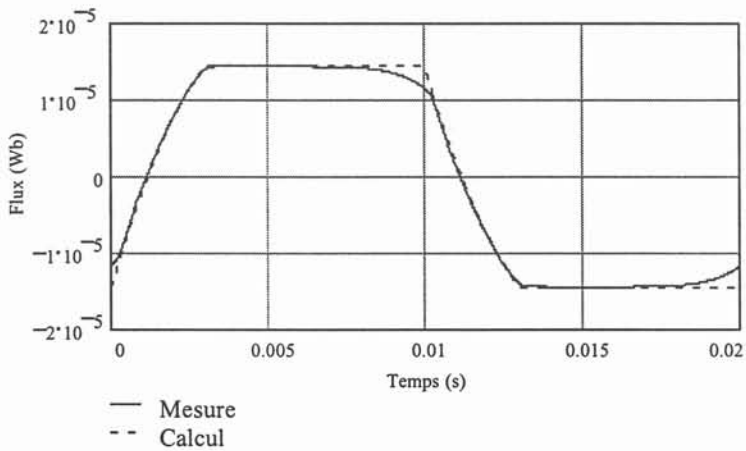


Figure 46 : Comparaison calcul [AGARWAL] et mesure du tore grande section pour un champ magnétique de 2000 A/m.

IV.3.3. Conclusion.

Lorsque l'on mesure les caractéristiques magnétiques d'un échantillon nous travaillons avec des grandeurs globales par une méthode classique d'Epstein. Par exemple, sur un tore constitué du matériau à étudier, nous injectons un courant sinusoï dal (pour générer le champ) sur un enroulement dit "primaire". Par un second enroulement nous mesurons une tension. En intégrant la tension nous allons obtenir le flux. Pour en déduire l'induction nous divisons le flux par la section du matériau.

En très basse fréquence où il n'y a pas de courants induits, le flux peut pénétrer entièrement dans le matériau, la section du matériau représente réellement la section du passage du flux.

Maintenant pour une fréquence plus élevée le flux est concentré dans une épaisseur "δ". La section traversée par le flux n'est plus la section du matériau. Ceci implique que l'on travaille avec une induction équivalente moyenne.

On considère que le matériau est saturé dans l'épaisseur de peau, la caractéristique dynamique est la caractéristique de l'induction moyenne crête en fonction du champ magnétique crête appliqué (Figure 47).

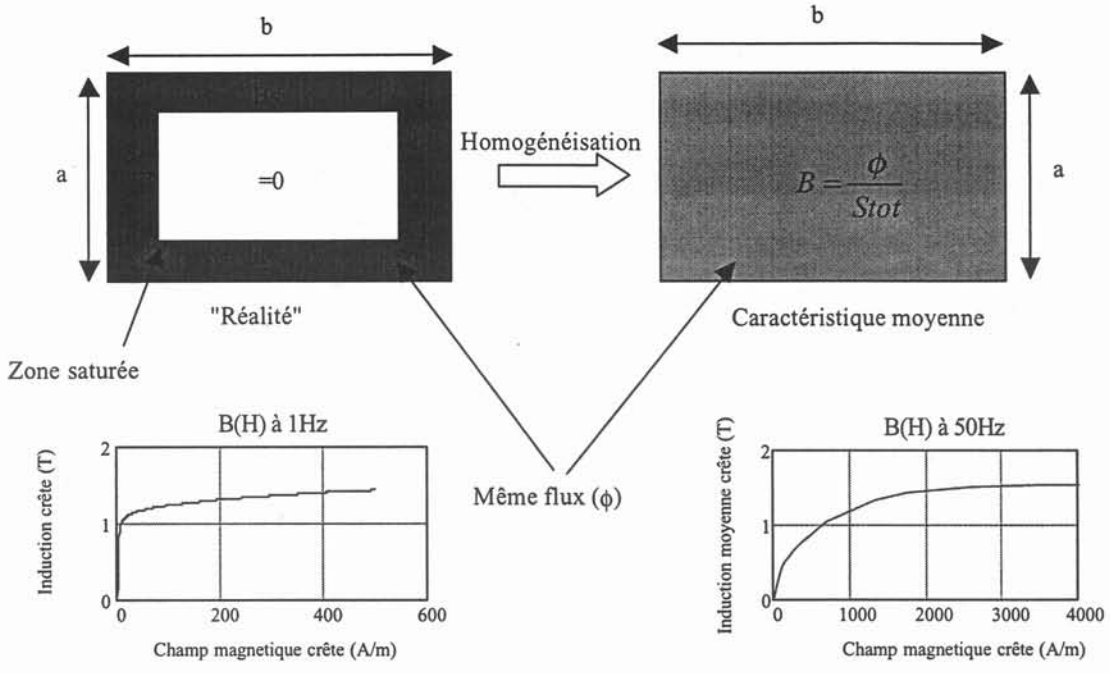


Figure 47 :définition des grandeurs globales.

Ceci implique que la caractéristique moyenne est inférieure à Bs tant que l'épaisseur de peau est inférieure à la plus petite dimension ($\delta = \frac{a}{2}$) (Figure 47)

IV.4 Fonctionnement de l'aimant.

IV.4.1. Etude du flux de fuite de l'aimant.

Le paramètre qui nous permet le réglage du relais à une puissance précise est la valeur de son aimantation. Sans modélisation nous ne pouvons pas connaître exactement le point de fonctionnement de l'aimant. En effet, ce dernier dépend des tolérances de chaque pièce ainsi que de leur géométrie.

De plus, l'aimant est placé sous l'armature et possède une aimantation dans le sens de cette structure. Les lignes de champs, de l'aimant, ne sont pas directement canalisées par le circuit magnétique mais passent d'abord dans l'air. Ceci implique que la position de l'aimant entraîne des flux de fuites importants. Ces flux de fuites modifient ou déséquilibrent les points de polarisation dans chaque branche du matériau.

Une mise en évidence par le modèle magnétostatique (voir chapitre IV) sur Flux2D® (Figure 48), nous a montré que les fuites de l'aimant ne sont pas négligeables. Ce flux de fuite n'est pas maîtrisé puisqu'il dépend de l'environnement qui entoure le relais. Ceci implique que les lignes de fuites peuvent être très sensibles aux champs extérieurs.

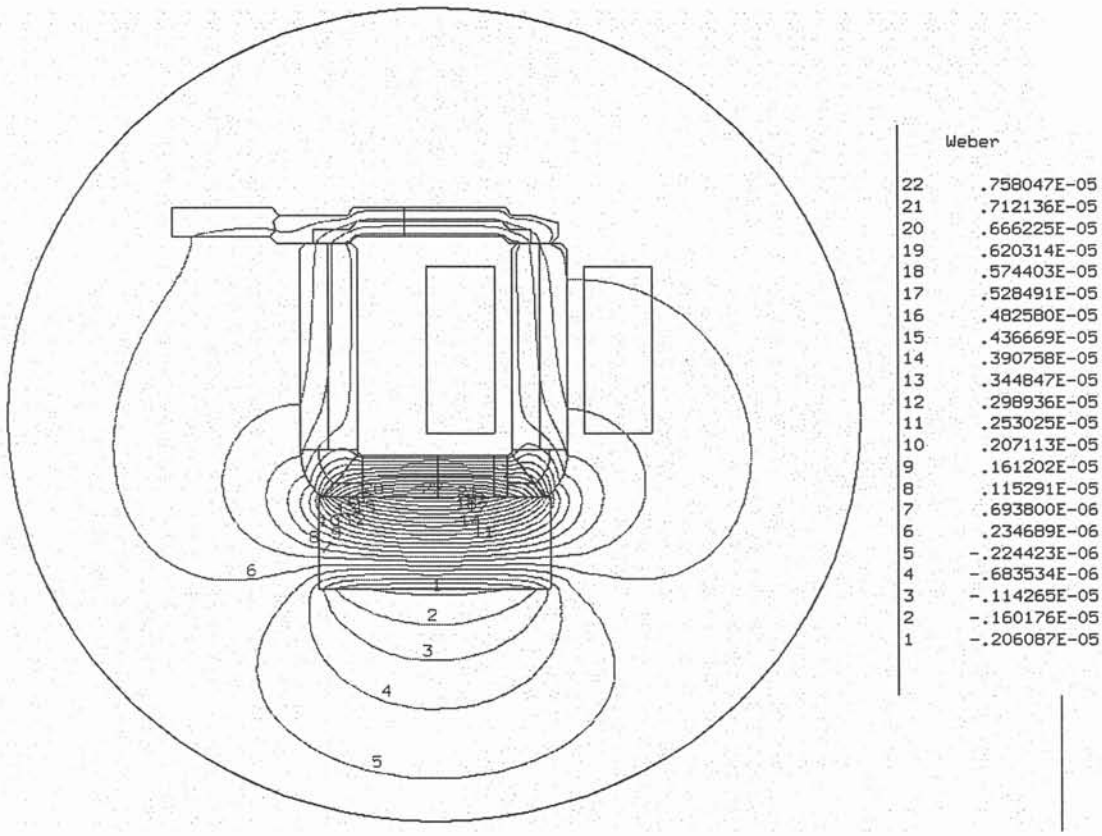


Figure 48 : Lignes de fuite de l'aimant.

Le ressort du relais est un acier inoxydable légèrement magnétique. Il canalise un tube de flux créé par l'aimant. Ce tube de flux a la particularité de suivre un chemin jusqu'à l'entrefer de la petite section polaire. Le bras de levier de cet entrefer est le plus important, donc la force créée par celui-ci est prépondérante par rapport à la force créée par la grande section polaire. Puisque la force est proportionnelle au carré du flux, le moindre écart de flux au niveau de cet entrefer est prépondérant. Une mauvaise estimation de ce flux de fuite peut entraîner des erreurs importantes du modèle car ce flux fixe la puissance du relais.

IV.4.2. Etude des points de polarisation.

Autre phénomène qu'il faut prendre en compte : les points de polarisation de l'aimant. En effet nous employons des matériaux magnétiques non linéaires qui saturent très rapidement. Le flux créé par la bobine va se superposer au point de polarisation de l'aimant. Cette superposition va créer une dissymétrie du flux comme illustré à la Figure 49. Celle-ci va occasionner une composante supplémentaire par rapport au point de polarisation. Cette composante va se soustraire au point de polarisation.

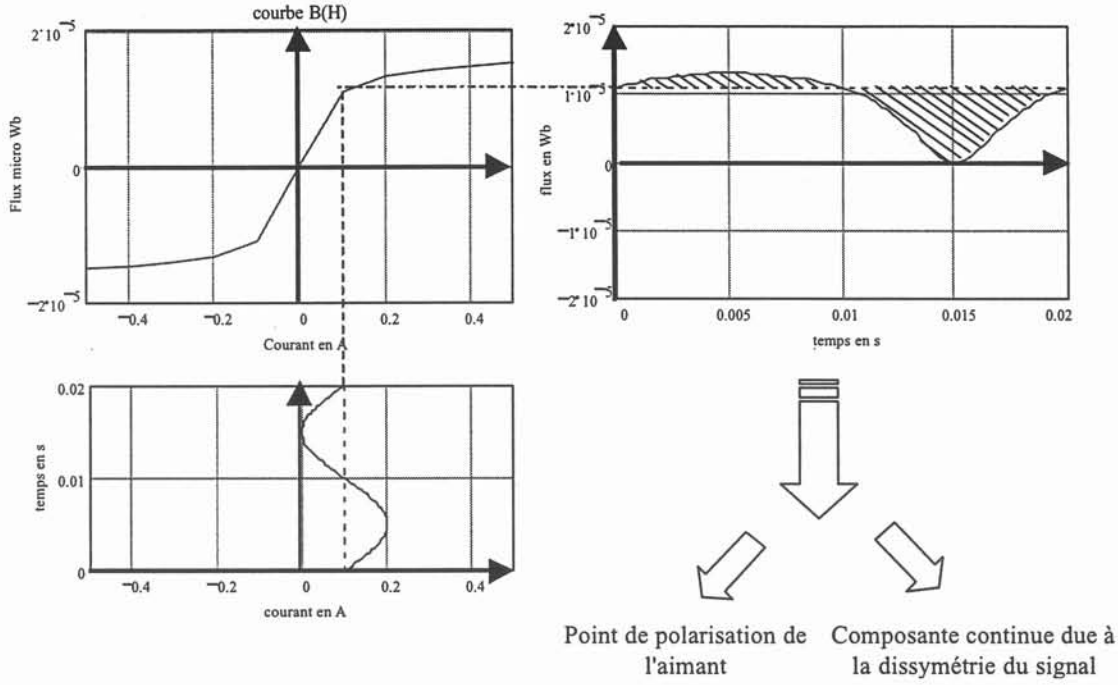


Figure 49 : Point de polarisation.

IV.5 Critère de déclenchement.

Le critère de déclenchement va dépendre des forces électromagnétiques qui s'exercent dans les entrefers. En effet ces forces magnétiques dérivent de l'énergie stockée dans les entrefers [JUFER] (Équation 18).

$$Wmag = \frac{1}{2 \cdot \mu 0} \cdot \iiint_V B^2 \cdot dV \qquad \text{Équation 18}$$

Vu les dimensions des entrefers qui sont de l'ordre d'un micron, et les dimensions des surfaces utilisées, nous pouvons négliger les effets de franges. Nous en déduisons la force s'exerçant sur les entrefers.

$$Fmag = \frac{\partial Wmag}{dz} = \frac{1}{2 \cdot \mu 0} \cdot \iint_S B^2 \cdot dS = \frac{\phi^2}{2 \cdot \mu 0 \cdot S} \qquad \text{Équation 19}$$

Cette force est proportionnelle au carré du flux créée dans l'entrefer. Ce flux est la résultante du flux statique de l'aimant et le flux dynamique de la bobine.

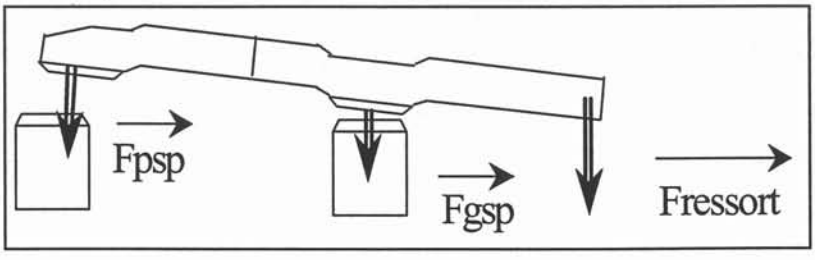


Figure 50 : Équilibre des forces.

L'équilibre des forces est montrée à la Figure 50.

Pour maintenir le relais dans la position fermée, la résultante des forces engendre un couple sur l'armature. Ce couple doit être plus important que le couple du ressort.

Notre critère de déclenchement dépend de l'équilibre entre le couple des forces électromagnétiques et le couple du ressort (Équation 20).

$$Couple_{psp} + Couple_{gsp} = Couple_{ressort} \qquad \text{Équation 20}$$

IV.6 Conclusion.

La démarche pour la réalisation du modèle est basée sur des données expérimentales. Cette étude nous a permis d'analyser séparément les différents phénomènes électromagnétiques. La modélisation du relais nécessite l'élaboration d'un modèle en respectant les phénomènes physiques rencontrés dans ce genre d'actionneur.

Les caractéristiques magnétiques de ces matériaux sont largement modifiées par la fréquence et la géométrie. Une approche théorique sur le comportement des matériaux en régime dynamique s'est avérée nécessaire. Ces modifications des caractéristiques magnétiques sont principalement dues aux courants induits qui se développent dès qu'il y a une variation de flux.

De plus, les matériaux constituant le relais sont polarisés par un aimant. Cet aimant va générer un flux principal, mais aussi un flux de fuite. Ce dernier n'est pas du tout négligeable puisqu'il a la particularité de circuler dans l'entrefer de la petite section polaire. Il va donc modifier le couple exercé sur la palette.

De plus, un autre phénomène physique a été étudié. Il correspond à la dissymétrie du flux, due à la saturation du matériau et du point de polarisation créé par l'aimant. Tous ces paramètres ont été intégrés dans le modèle analytique avec aimant.

V Elaboration du modèle.

Nous allons appliquer la méthode des caractéristiques partielles pour élaborer le modèle du relais. Nous pouvons voir le circuit magnétique comme une suite d'éléments à section constante placée en série. Le flux étant conservatif, à chaque valeur de flux nous ajoutons les chutes de potentiel magnétique relatives à chaque partie du circuit magnétique, y compris les entrefers. Nous construisons ainsi point par point la caractéristique $\Phi(NI)$ du circuit magnétique équivalent.

Pour avoir un modèle analytique, nous allons utiliser un calcul de réluctance. Pour cela, nous allons décomposer le circuit magnétique en différents éléments. Chaque élément dépend du changement de section. Le calcul des réluctances s'effectuera avec pour chaque tronçon, une courbe B(H) dynamique différente qui lui correspondra (Figure 51). Pour le calcul de chaque réluctance, nous considérons un seul tube de flux. Ces différentes courbes B(H) dynamiques seront déterminées par rapport au calcul des courants induits en régime saturé pour une fréquence donnée. Pour avoir l'induction B,

on divise le flux par la section totale du matériau. Ainsi, dans le modèle on ne fait plus intervenir le calcul de l'épaisseur de peau.

Figure 51 : Principe de la modélisation.

Nous allons décomposer le circuit magnétique du relais en différents éléments. Chaque élément possède une caractéristique différente. Ces courbes sont déterminée grâce aux mesures sur nos échantillons de différentes sections. Celles-ci ne sont valable que pour la fréquence étudiée qui nous intéresse. Pour d'autres fréquences il faut refaire les mesures sur ces mêmes échantillons. Nous considérons donc que chaque changement de section comme un changement de matériau.

Ce qui nous intéresse ce sont les caractéristiques électriques du relais, dans le disjoncteur différentiel, le seuil de déclenchement du relais est réglé dans une certaine plage de puissance. Pour notre modèle nous utilisons le même mode de réglage utilisé pour ajuster le relais. Pour cela nous utilisons l'algorithme décrit à la Figure 52.

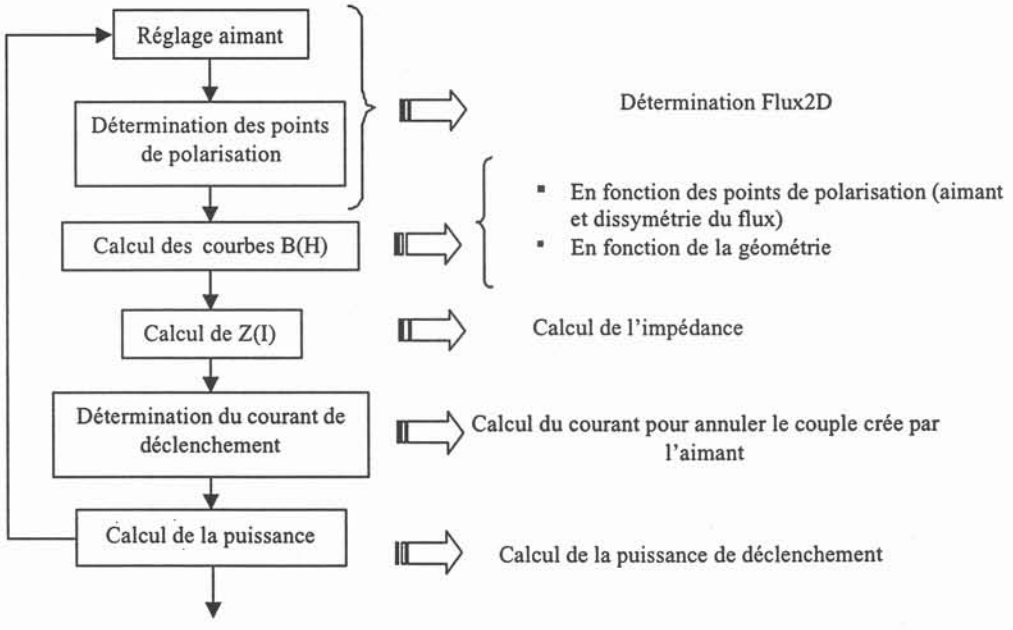


Figure 52 : Algorithme de réglage de la puissance du relais avec le modèle.

Pour une géométrie fixée (entrefer, position de la palette et de l'aimant), nous allons imposer la valeur de la puissance du relais pour en déduire les caractéristiques électriques de celui-ci, comme son impédance.

Pour réaliser cette détermination, nous fixons une valeur de polarisation de l'aimant. Nous introduisons toutes données (géométrie, caractéristique matière, etc..) dans Flux2D®. Ce logiciel va nous déterminer les points de polarisation de chaque branche de notre circuit magnétique. Ensuite nous calculons les caractéristiques magnétiques en fonction de la géométrie de chaque éléments. Ces données nous permettent de calculer le flux en fonction du courant en supposant que le relais est fermé. Nous en déduisons ensuite le courant de déclenchement qui annule le couple exercé par le ressort. Avec ce courant de déclenchement nous pouvons ensuite déterminer l'angle de déphasage entre la tension et ce courant en utilisant la méthode d'[AGARWAL]. Ensuite nous pouvons en déduire l'impédance du relais.

VI Validation du modèle.

Pour la validation de ce modèle nous avons réalisé plusieurs relais test. Ces relais ont été choisis avec des caractéristiques légèrement différentes pour tester les différents paramètres de notre modèle. De plus, nous avons ajouter différentes bobines pour mesurer les flux de fuites qui peuvent apparaître pendant le régime dynamique.

Ce nombre de bobines de mesure est égal à six. Elles possèdent chacune une trentaine de spires (Figure 53) :

- H : permet de mesurer le flux utile qui traverse la petite section polaire.
- Bp : permet de déterminer les fuites du bobinage principal par rapport au flux utile (mesuré par la bobine H).
- Pal : permet de mesurer le flux qui traverse la palette.
- A : permet de mesurer les écarts de flux entre la palette et la grande section.
- Gsp : permet de mesurer le flux dans la grande section.

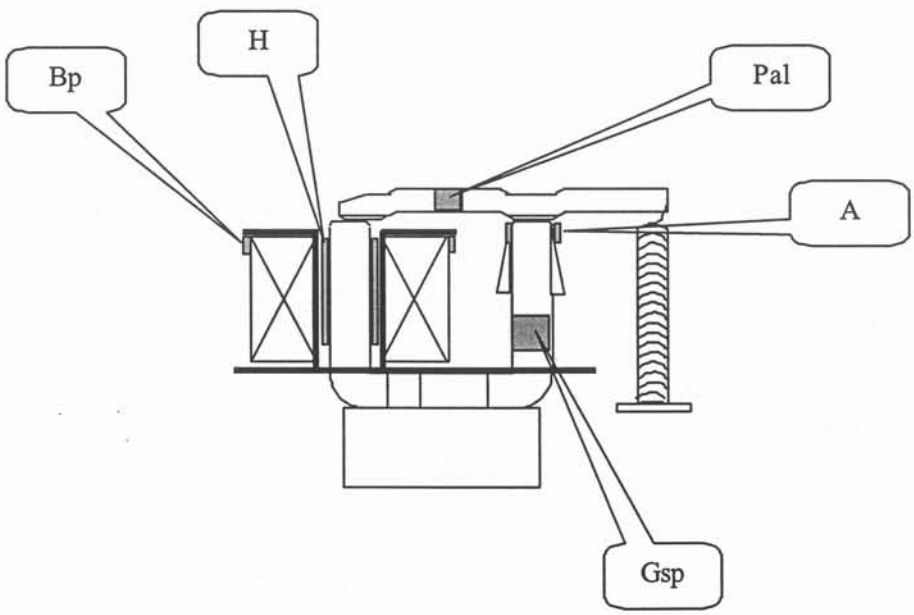


Figure 53 : Réalisation d'un relais test.

Ces différentes bobines permettent de déduire les flux de fuites (Figure 54). Ces fuites peuvent être introduites dans le modèle en introduisant un coefficient d'Hopkinson sur le flux. Ces fuites ne sont pas prépondérantes dans la réalisation du modèle. En effet, ces fuites restent négligeables pour des puissances allant jusqu'à 400µVA.

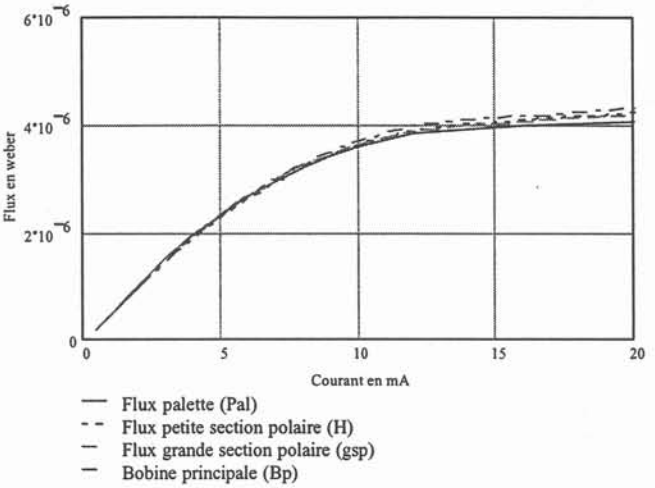


Figure 54 : Flux de fuites dynamique.

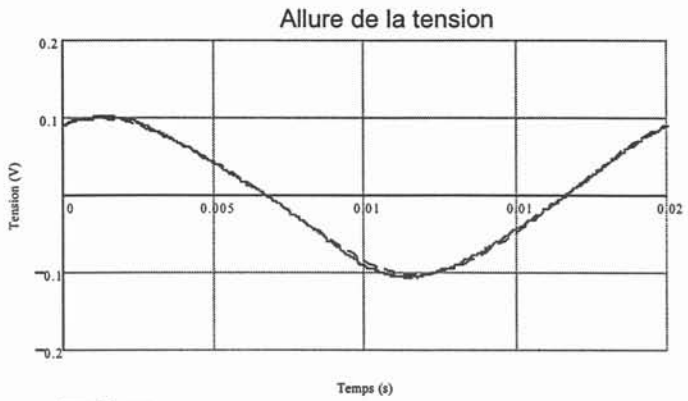
Nous utilisons l'algorithme cité précédemment (Figure 52) pour trouver l'aimantation de l'aimant. Nous avons déterminer sur ces relais tous les paramètres que l'on pouvait déterminer par des mesures. Nous avons mesuré par exemple toutes les dimensions géométriques, ainsi que les positions des différentes pièces.

Nous avons aussi mesuré l'entrefer par la méthode décrite au chapitre II. Plusieurs itérations, pour le réglage de l'aimant s'avèrent nécessaire.

Il y a qu'un paramètre que l'on ne sait pas mesurer c'est le point de pivot initial. Nous pouvons essayer de déduire celui-ci par une méthode de mesure optique (décrite au chapitre II). Cette méthode ne peut être utilisée dans l'entreprise car nous ne possédons pas ce type de matériel de mesure. Nous allons nous en servir comme paramètre de réglage pour caler notre modèle.

Ce paramètre est tout de même déterminant. En effet le courant de déclenchement du relais dépend du couple exercé sur la palette. Une mauvaise connaissance du point de pivot initial peut entraîner des écarts importants entre le modèle et la réalité. Nous allons utiliser ce paramètre pour affiner les résultats du modèle.

Pour la validation, nous nous sommes basés sur différents relais. Puisque le relais est un organe électromécanique, nous avons comparé les résultats du modèle sur l'allure de la tension proche du déclenchement.



	Z	S	Id	U
Ecart	1 %	3 %	2 %	1.5 %

Figure 55 : Comparaison calcul mesure.

Tous les paramètres du relais ont une influence sur ses caractéristiques électriques. Nous ne pouvons pas les dissocier, ce qui implique qu'ils représentent le relais dans sa globalité, nous pouvons comparer les résultats du modèle avec les caractéristiques électriques de celui-ci.

Ce modèle est satisfaisant en précision et en rapidité de calcul. Il nous permet de déterminer l'influence de tous les paramètres. Les résultats du modèle sont inférieurs à 5% d'erreur sur le courant de déclenchement, la puissance et l'impédance par rapport à nos relais test.

Pour des puissances importantes, l'impédance chute. Le modèle respecte les données expérimentales pour des puissances allant jusqu'à 300µVA. Des écarts plus importants interviennent pour des puissances plus importantes. Nous pouvons corriger ces écarts par la modification de l'entrefer. En effet, plus la puissance du relais est élevée, plus l'état de saturation des branches polaires augmentent. Les défauts de rugosité des surfaces polaires vont augmenter l'entrefer équivalent, nous pouvons corriger cette évolution de l'entrefer par une mesure de celui-ci et l'inclure dans notre modèle (voir chapitre II).

Ceci nécessite de réaliser des itérations supplémentaires pour déterminer les points de polarisation exactes de chaque branche du circuit magnétique. Ceci est nécessaire pour l'utilisation de ce modèle pour des puissances élevées.

VII Conclusion.

Dans ce chapitre nous avons regroupé les différentes études élaborées via l'expérimentation et les simulations numériques.

Le modèle analytique du relais nous a permis d'étudier les différents phénomènes physiques rencontrés dans les matériaux magnétiques. Grâce aux modèles développés, nous pouvons maintenant connaître l'influence de tous les paramètres géométriques et déterminer l'impact sur la valeur du flux utile ou sur l'impédance du relais sans aimant.

Pour le réaliser, nous avons décomposé le circuit magnétique en différents éléments suivant un modèle réluctant où chaque élément dépend du changement de section. Pour le calcul de chaque réluctance, nous considérons un seul tube de flux et une courbe B(H) dynamique modifiée qui tient compte des effets de peau et des changement de section.

L'expérience nous a montré que l'épaisseur de peau est délicate à calculer analytiquement pour des matériaux non linéaire de dimension finie et c'est pourquoi nous avons adoptée une démarche expérimentale et théorique. Pour cela, nous avons réalisé des anneaux de différentes sections, pour évaluer l'influence de la géométrie sur la caractéristique magnétique de notre matériau. Cette démarche pas à pas a eu pour but de comprendre les phénomènes prépondérants qui se produisent dans les matériaux haute perméabilité massif.

Ensuite, nous avons réalisé des relais test pour valider cette méthode. Les résultats obtenus sur le flux utile du relais sont excellents.

Le modèle analytique est rapide et simple et permet après un étalonnage sur le modèle numérique des flux de fuite de l'aimant, d'obtenir des résultats satisfaisants. Les deux modèles sont donc tout à fait complémentaires.

CHAPITRE IV

Chapitre IV. MODELE NUMERIQUE.

I Introduction.

Une étude analytique complète ne permet pas de caractériser correctement le relais polarisé haute sensibilité. Les constituants du circuit magnétique ont des formes complexes. Par exemple, l'armature subit plusieurs changements de section :

- La petite section, permet de supporter la bobine.
- Le shunt, détermine un point de fonctionnement de l'aimant.
- Le changement de section de la palette, permet une meilleure rectification.

De plus, le sens de polarisation de l'aimant est tel qu'il produit beaucoup de fuites. Ces problèmes sont très complexes à aborder par des calculs analytiques car ces fuites dépendent de la géométrie, des entrefers mais aussi de leurs environnements.

Pour élaborer des modèles, qui prennent en compte les phénomènes électromagnétiques en fonction de la géométrie, nous disposons de logiciels dédiés à ce genre d'étude. Ces logiciels résolvent les équations de Maxwell qui lient les grandeurs électriques et magnétiques. Dans la plupart des cas, ces équations n'ont pas de solution analytique, sauf dans des cas très particuliers et avec certaines hypothèses simplificatrices comme la linéarité des matériaux. Ils utilisent donc une résolution de type numérique utilisant les éléments finis.

Deux logiciels sont actuellement développés au Laboratoire d'électrotechnique de Grenoble [MEUNIER, CEDRAT]. Ils se nomment respectivement :

- **Flux2D®** : est un logiciel de calcul des champs électromagnétiques en utilisant une hypothèse que l'appareil possède une géométrie en deux dimensions.
- **Flux3D®** : est un logiciel de calcul utilisant des formulations en trois dimensions, qui permettent une étude complète de tous les actionneurs électriques.

Ces logiciels sont des outils d'aide à la conception assistée par ordinateur et permettent de concevoir mais aussi d'étudier les dispositifs existants. En effet, certains dispositifs, une fois conçus, ont des réactions que l'on a du mal à comprendre et à expliquer. Nous pouvons employer une méthode expérimentale pour déterminer quels paramètres ou quels phénomènes sont en jeux. Cette démarche est excellente et méthodique mais elle risque d'être longue et fastidieuse. De plus, elle ne permet pas de garantir un résultat.

L'inconvénient de suivre une démarche expérimentale seule, est que certains phénomènes comme les saturations locales sont très difficiles à évaluer. En effet, les mesures en électromagnétisme sont souvent réalisées par des bobinages supplémentaires. Ceci nécessite une connaissance très précise de l'endroit où se situe le phénomène à étudier pour placer les différentes spires de mesure.

De plus, pour ce type de mesure, nous mesurons des grandeurs électriques qui dépendent seulement du phénomène étudié. En effet, sur le bobinage où l'on fait la mesure nous utilisons la tension induite qui apparaît à ses bornes. Cette tension est

l'image de la dérivée du flux et donc dépend de la surface embrassée par la spire. Par conséquent, cela nous donne la valeur moyenne de l'induction dans la section embrassée par les spires. Ceci implique que nous travaillons seulement avec des grandeurs globales.

D'autres méthodes de mesure du champ peuvent être utilisées comme les sondes à effet Hall, mais elles nécessitent d'être introduites dans la section à mesurer. Elles sont très efficaces et précises pour des mesures dans des entrefers importants comme dans les machines tournantes. Cette méthode n'est pas applicable dans notre dispositif car nous modifierions complètement le fonctionnement du relais polarisé lors de son introduction.

Comme nous l'observons, les formes du circuit magnétique du relais ont une géométrie en trois dimensions. La géométrie du relais ne possède qu'une seule symétrie. La modélisation, via un outil adapté, implique donc une étude plutôt en trois dimensions. Ceci signifie que l'utilisation de Flux3D® s'avère nécessaire.

Au début de ce travail de thèse, l'utilisation de Flux3D® s'avère quasi impossible puisque le maillage à mettre en œuvre est trop important vu la complexité du circuit magnétique. Mais, il faut signaler que le relais possède des entrefers extrêmement minces devant les sections des surfaces polaires. Ceci nécessite un maillage très fin pour simuler ces entrefers celui-ci augmente les temps de calculs en conséquence.

Nous pouvons utiliser un artifice pour modéliser tout de même le relais, afin de diminuer le maillage en utilisant un matériau fictif qui aurait comme propriété magnétique la même réluctance que celle de l'entrefer. Ainsi, nous pouvons augmenter l'épaisseur de cette région ce qui nous permet de diminuer le maillage. L'inconvénient de cette méthode est que l'on éloigne la palette de l'armature, on s'aperçoit que l'on néglige certaines fuites. Ces fuites ne doivent pas être négligées, ceci a été montré pendant l'élaboration du modèle analytique (chapitre III).

Pour l'instant, nous abandonnons l'idée d'utiliser Flux3D® pour les raisons citées ci-dessus. Mais nous reviendrons sur ce logiciel puisque au cours de la thèse de nouvelles implantations nous permettent de simuler des entrefers minces en magnétostatique utilisant les éléments coques [GUERIN, ALI] . Nous utiliserons Flux3D® pour comparer les différents résultats avec les méthodes que nous avons élaborées à la fin de ce chapitre.

II Etude Flux2D.

Pour des raisons de commodité et de rapidité de la modélisation, nous nous sommes occupés d'une modélisation numérique avec des hypothèses en deux dimensions. Pour effectuer ce travail nous avons utilisé Flux2D® avec quelques artifices de calcul pour obtenir des résultats cohérents. Il y a un autre avantage dans l'utilisation de cet outil : nous pouvons utiliser des régions linéiques qui ne nécessitent pas de maillage pour la simulation de régions très minces comme nos entrefers.

II.1 Modèle magnétostatique.

La principale fonction du relais polarisé haute sensibilité est son rôle de seuil qu'il possède dans la chaîne de mesure différentielle. Le seuil de déclenchement de celui-ci

dépend des forces électromagnétiques qui s'exercent dans les entrefers de la petite section et de la grande section polaire. Le réglage de ces forces est imposé par le niveau d'aimantation que l'on fixe avec la valeur de polarisation de l'aimant. Ces forces vont dépendre du flux créé par l'aimant. Notre modèle numérique doit donc calculer le flux exact pour déterminer les valeurs des paramètres du relais comme les niveaux de saturations de chaque élément du circuit magnétique, ainsi que les forces magnétiques dans les entrefers.

De plus, comme nous l'avons signalé dans le chapitre III le relais fonctionne grâce au phénomène de saturation des matériaux magnétiques. Sans ce phénomène le relais ne peut pas fonctionner, ceci implique que les modèles doivent prendre en compte, d'une manière précise les non linéarités des matériaux.

Les niveaux de saturation du matériau vont dépendre de deux paramètres :

- La valeur de polarisation créée par l'aimant.
- La section du circuit magnétique.

Si nous voulons travailler en deux dimensions pour utiliser le logiciel Flux2D®, nous sommes obligés de prendre la géométrie dans le plan du relais. L'inconvénient de celui-ci, c'est qu'il y a énormément de changements de sections. Les sections principales rencontrées sont la petite section polaire qui supporte le bobinage, la section du shunt qui fixe en partie le point de fonctionnement de l'aimant et les changements de section de la palette.

Pour une géométrie donnée nous allons déterminer quel paramètre nous pouvons modifier pour conserver le flux mais aussi les phénomènes de saturation. La relation $\phi = B \cdot S$ montre que l'état du matériau, pour un flux donné, dépend de la section de celui-ci. Elle est donc l'image de l'état de saturation. Nous avons deux paramètres de réglage : les courbes matières et la géométrie employée. Dans Flux2D® nous imposons la géométrie, il ne nous reste plus qu'un paramètre àmodifier : ce sont les courbes matières.

Nous pouvons faire l'analogie avec un modèle analytique. Pour déterminer le flux, nous utilisons un réseau de réluctances ayant des propriétés non linéaires. Les états de saturation vont dépendre de la section lors du calcul des réluctances. Nous allons utiliser la même méthode avec Flux2D® mais en modifiant les caractéristiques magnétiques.

La variable que l'on privilégie étant le flux nous allons déterminer l'artifice à utiliser pour que le logiciel Flux2D® calcule d'une manière directe le flux. Nous cherchons alors la relation $\phi_{Flux2D} = \phi_{réel}$. Ceci implique que :

$$\phi_{Flux2D} = B_{Flux2D} \cdot S_{Flux2D} = B_{réel} \cdot S_{réel} = \phi_{réel} \qquad \text{Équation 21}$$

La section étant fixée par la profondeur imposée dans Flux2D®, nous pouvons modifier les caractéristiques magnétiques des matériaux. Ceci nous permet de conserver le flux.

$$B_{Flux2D} = \frac{S_{réel}}{S_{Flux2D}} \cdot B_{réel} \qquad \text{Équation 22}$$

Nous avons déterminé que pour la conservation du flux, il nous suffit de modifier les caractéristiques magnétiques. Cette solution peut nous permettre de modéliser le relais avec une méthode numérique utilisant une approximation en deux dimensions.

L'inconvénient de cette méthode est que les phénomènes de fuites dans l'axe de la profondeur du relais sont négligés.

Pour éviter un maillage trop lourd nous pouvons utiliser des régions linéiques pour la simulation de nos entrefers minces. L'hypothèse utilisée pour l'utilisation de ces éléments est que l'induction est normale à la région. Ceci est quasiment toujours le cas dans un entrefer mince.

Maintenant, il nous reste à déterminer l'incidence d'imposer une profondeur fixe dans Flux2D® sur la force d'attraction.

La force d'attraction calculée par Flux2D® est déterminée par la relation suivante:

$$Fmag = \frac{\partial Wmag}{dz} = \frac{1}{2 \cdot \mu 0} \cdot \iint_S B^2 \cdot dS = \frac{\phi^2}{2 \cdot \mu 0 \cdot S} \qquad \text{Équation 23}$$

Et nous obtenons cette relation :

$$F_{réel} = \frac{S_{Flux2D}}{S_{réel}} \cdot F_{Flux2D} \qquad \text{Équation 24}$$

Nous possédons maintenant un modèle numérique qui tient compte des phénomènes de saturation et des changements de section.

Les résultats de ce modèle sont présentés Figure 56.

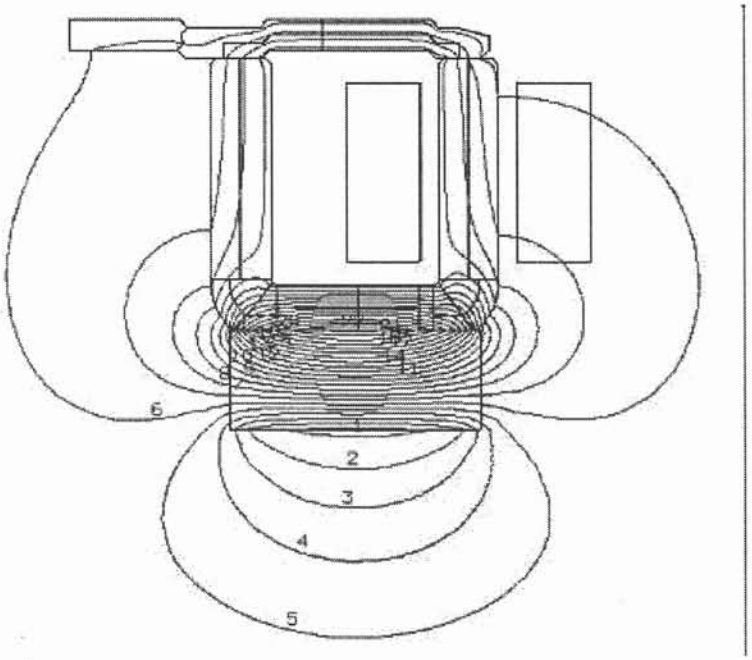


Figure 56 : Fuites de l'aimant.

Ce modèle nous a montré qu'une ligne de fuite emprunte le chemin de l'aimant vers la palette sans passer par la grande section polaire, mais traverse la petite section polaire. Cette ligne crée une dissymétrie de flux entre l'entrefer de la grande section et de la petite section polaires. Elle représente environ 15% du flux utile qui maintient la palette fermée. Pour vérifier ces résultats nous avons regardé avec une sonde à effet Hall si nous retrouvions le passage de ces lignes de fuites. Ces lignes de fuites ont été mesurées par cette méthode et confirment les résultats.

Ce modèle numérique en magnétostatique est très utile pour le modèle analytique. Nous nous servons des résultats de ce modèle pour déterminer tous les points de polarisations dans chaque branche du circuit magnétique. Il nous permet aussi de déterminer les fuites créées par l'aimant et ensuite de les inclure dans le modèle analytique.

II.2 Modèle magnétique évolutif.

La résolution en magnétique évolutif du relais a un intérêt non négligeable. Elle permet de déterminer l'influence des courants induits dans les matériaux massifs. Elle a un autre avantage, c'est d'approfondir l'étude du relais sous champ extérieur et ainsi de nous permettre de déterminer son influence sur le fonctionnement du relais. Cette étude entraîne quelques difficultés de mise en œuvre que nous allons développer dans les paragraphes suivants.

Le principe de fonctionnement du relais correspond à la superposition de deux phénomènes :

- Un régime statique (créé par l'aimant).
- Un régime dynamique (créé par la mesure du courant de défaut à travers la bobine).

Le modèle numérique devra tenir compte de ces deux problèmes. En effet, le relais est composé de matériaux à l'état massif qui sont le siège de courants induits. De plus, comme nous l'avons vu précédemment le relais possède une symétrie mais ne peut pas être utilisée pour la modélisation du relais en deux dimensions.

II.2.1. Précaution sur le maillage.

Les matériaux utilisés pour la réalisation de l'armature et de la palette du relais sont des matériaux ayant des caractéristiques magnétiques excellentes en régime statique. Mais ces dernières sont fortement dégradées en régime dynamique (voir chapitre III §IV.1). Cette dégradation est principalement provoquée par les courants induits. Ces courants vont se développer dans une certaine épaisseur du matériau.

En régime linéaire, l'amplitude de ces courants décroissent exponentiellement dans cette épaisseur. L'approximation utilisée par Flux2D®, à l'intérieur d'un élément est de type parabolique. La taille des éléments doit être suffisamment petite pour que l'arc de parabole puisse être assimilé à un arc d'exponentiel. Pour éviter des erreurs trop importantes nous utilisons au minimum deux éléments dans cette épaisseur de "peau".

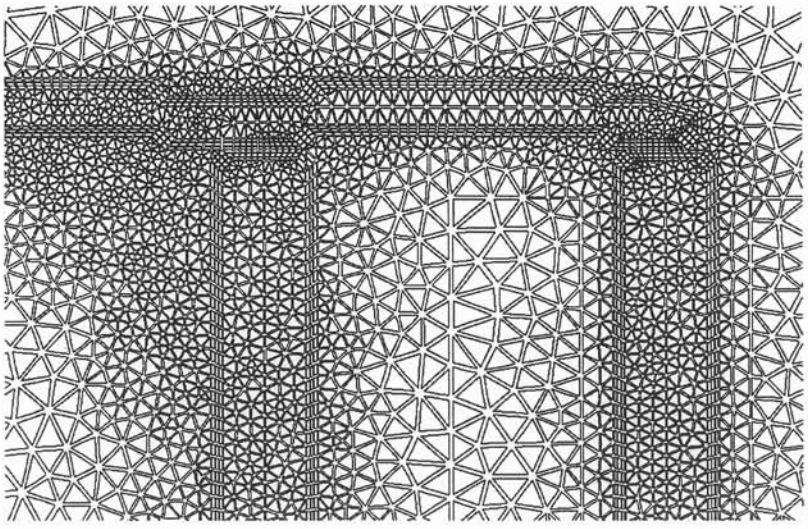


Figure 57 : Maillage pour l'étude en magnétique évolutif.

Cette condition de maillage entraîne des maillages conséquents pour résoudre notre problème (Figure 57).

II.2.2. Changement de section.

Puisque nous travaillons en deux dimensions, il faut tenir compte des changements de sections.

Comment déterminer le flux en régime dynamique?

Le flux étant concentré dans une faible épaisseur, la saturation magnétique apparaît dans celle-ci. Nous pouvons nous servir de la méthode utilisée par [AGARWAL] décrite dans le chapitre III. Cette méthode nous permet de déterminer l'épaisseur et la profondeur de pénétration du champ, par la formule suivante.

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho \cdot Hm}{\omega \cdot Bs}} \qquad \text{Équation 25}$$

Pour les pièces massives non reliées à un circuit électrique, la somme des courants induits dans le matériau doit être nulle ($div(\vec{J}) = 0$). En magnétique évolutif, Flux2D® calcule grâce au potentiel vecteur la relation suivante :

$$I = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} = -\sigma \int_S \cdot \frac{d\vec{A}}{dt} \cdot d\vec{S} - \overrightarrow{grad}(V) \cdot \int_S \sigma \cdot d\vec{S} \qquad \text{Équation 26}$$

Cette formule nous montre que les courants induits dépendent de la dérivée de l'induction par rapport au temps mais aussi des propriétés électriques. Cette variation, par la loi de Lenz engendre une différence de potentiel, la limitation des courants induits est provoquée par la résistivité du matériau. Nous pouvons alors élaborer un modèle de ce phénomène comme une source de tension avec une résistance à ses bornes.

Cette dernière dépend de la résistivité, mais aussi de la variation de l'induction dans le temps. Ceci implique que cette résistance dépend aussi du temps (Figure 58).

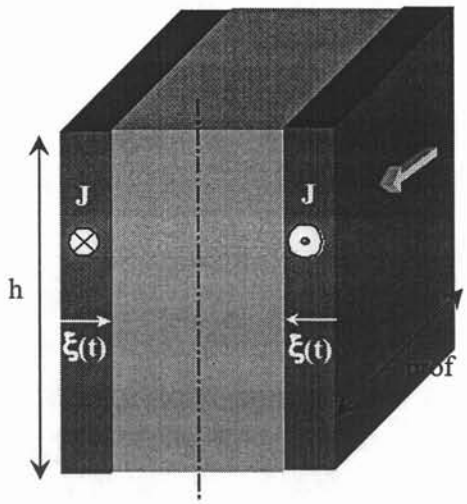


Figure 58 : Détermination de la résistance équivalente.

Si nous nous plaçons dans un cas en une dimension, nous pouvons calculer la résistance équivalente.

Nous obtenons comme valeur de résistance :

$$R(t) = \rho \cdot \frac{prof}{\xi(t) \cdot h}$$ Équation 27

Or, la variable « prof » est imposée par Flux2D® ce qui signifie que la variable est fixée et que la résistance réelle du matériau n'est pas respectée. De plus, la variation de cette résistance évolue en fonction de ξ(t). Mais, elle dépend aussi des caractéristiques magnétiques et électriques.

De plus, pour les changements de sections il faut la bonne épaisseur de pénétration pour obtenir la valeur de flux réelle.

Comme nous l'avons remarqué dans le chapitre III, les caractéristiques des matériaux dépendent fortement du développement des courants induits. La modification des caractéristiques magnétiques moyenne B(H) de la matière va avoir une influence sur le calcul des courants induits. Ceux-ci se développent dans l'épaisseur de peau, au delà il n'y a plus de variation de flux donc plus de courants induits. Ceci signifie que le flux reste concentré dans cette épaisseur.

Nous utilisons la même méthode que pour le modèle analytique (méthode [AGARWAL]) pour déterminer cette épaisseur. C'est le flux qui nous intéresse puisque c'est lui qui fixe les forces dans les entrefers et aussi la tension.

Repartons des hypothèses utilisées par [AGARWAL] qui simplifie les courbes matières avec une fonction Heaviside. [GUERIN] utilise cette méthode pour déterminer les impédances de surface en non linaire utilisées dans Flux3D®. Il ajoute qu'il est préférable d'utiliser l'induction correspondant à la courbe B(H) réelle plutôt que l'induction à saturation Bs de la courbe idéalisée en échelon. Il a vérifié cette hypothèse par des essais numériques, et il a conclu que ceci améliore la validité du modèle. Nous allons utiliser ce résultat pour la suite de ces travaux.

En utilisant cette méthode nous pouvons déterminer le flux maximum qui est dans le matériau. Cette relation est :

$$\phi_{\max} = 2 \cdot Bs \cdot \delta \qquad \text{Équation 28}$$

Cette formule est valable pour une plaque d'épaisseur finie. Or, avec l'Équation 25 nous obtenons une relation du flux qui dépend des caractéristiques électriques et magnétiques du matériau.

$$\phi_{max} = 2 \cdot B(H) \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \rho \cdot H}{\omega \cdot B(H)}} \qquad \text{Équation 29}$$

En magnétostatique, la caractéristique matière étant modifiée pour conserver le flux en ayant des changements de sections, ceci va modifier le flux dynamique.

Ceci implique que nous ne conservons pas le flux dynamique. Nous sommes obligés de corriger cette erreur en modifiant le comportement des courants induits. Pour résoudre ce problème nous allons déterminer la valeur de cette résistivité pour conserver le flux dynamique sans altérer le flux statique. On s'interdit de modifier les caractéristiques magnétiques B(H) pour ne pas altérer le calcul du flux en magnétostatique. Nous allons conserver le flux moyen dans la section du matériau.

$$\phi_{Flux2D} = \phi_{réel} \qquad \text{Équation 30}$$

Et nous obtenons :

$$\rho_{Flux2D} = \frac{S_{Flux2D}}{S_{réel}} \cdot \rho_{réel} \qquad \text{Équation 31}$$

Nous avons déterminé la valeur de la résistivité pour conserver le flux dynamique sans détériorer les effets statiques. Nous allons maintenant nous occuper de la mise en œuvre avec le logiciel Flux2D®.

II.2.3. Répartitions des courants induits.

La résolution des équations de Maxwell par le potentiel vecteur et avec des hypothèses 2D ne nous permettent pas de calculer la répartition exacte des courants induits. Ceci s'explique par l'Équation 26. En deux dimensions l'hypothèse effectuée est que la profondeur du problème est infinie, ceci nous permet de négliger le gradient de V (voir Figure 59) ce qui est équivalent à relier les deux faces V1 et V2 par un fil. Le courant total déterminé n'est donc pas imposé nul.

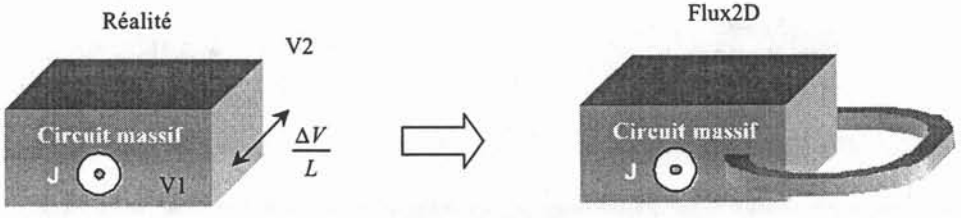


Figure 59 : Calcul Flux2D®.

Pour palier ce problème deux choix s'offrent à nous :

- Nous séparons les régions en deux conducteurs massifs indépendants et nous les relions en sens opposé par les équations de Circuit® pour simuler l'aller et le retour des courants dans ceux-ci. L'inconvénient de ce système est que la géométrie devient lourde à réaliser. Il faut aussi la ligne neutre du circuit magnétique.
- Nous imposons que le courant total est nul. L'avantage de cette méthode est que la géométrie reste identique.

Nous avons comparé les deux solution et nous avons trouvé exactement les mêmes résultats (à 1%) sur les grandeurs globales.

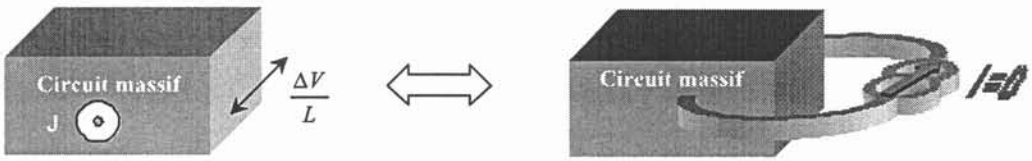


Figure 60 : Principe de couplage Flux2D® et Circuit®.

Pour imposer un courant total nul dans le matériau, chaque pièce est considérée comme un composant massif d'un circuit électrique relié à une source de courant nulle (Figure 60). Ce calcul peut être effectué en imposant un courant nul à chaque région grâce au couplage avec les équations de Circuit®.

II.2.4. Mise en œuvre.

La mise en œuvre de ce modèle est réalisé par l'intermédiaire de Flux2D®. Nous avons appliqué les transformations des caractéristiques magnétiques et électriques pour chaque changement de section.

Nous considérons que chaque changement de section correspond à un matériau conducteur différent. Nous imposons aussi que le courant total calculé dans le matériau est nul. Pour réaliser cette condition, nous connectons, par l'intermédiaire des équations de Circuit®, une source de courant, ou on impose un courant nul sur chaque région de la géométrie crée dans Flux2D® (Figure 61).

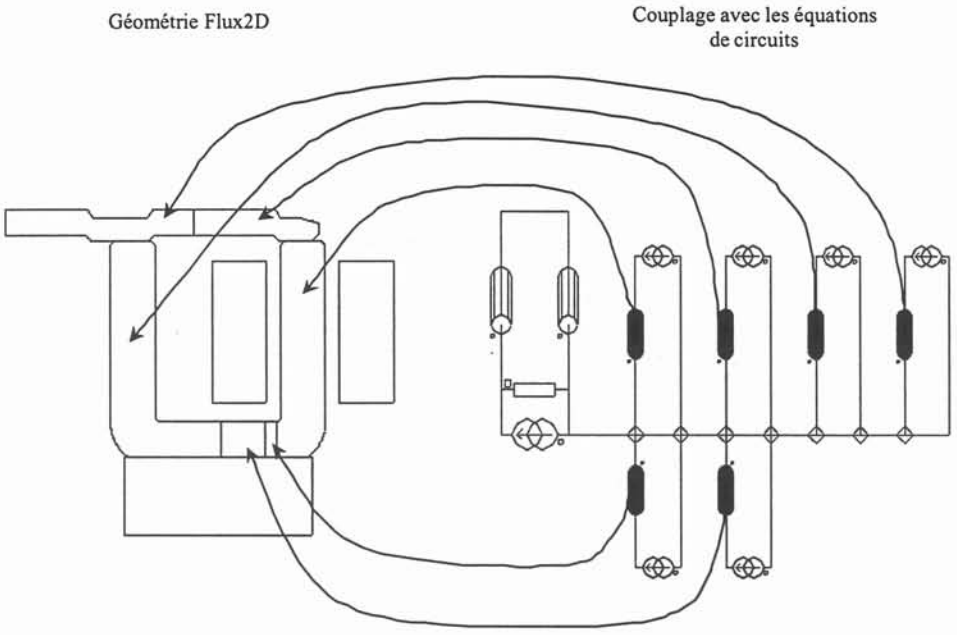


Figure 61 : Réalisation du couplage de Flux2D® et Circuit®.

Pour nos simulations, nous nous plaçons dans un état de quasi déclenchement (défini au chapitre I). Nous pouvons considérer que le courant traversant le relais est sinusoï dal.

Le relais est un composant bobiné, il peut être représenté par deux éléments passifs comme une résistance et une inductance. L'inductance provoque le ralentissement du courant, tandis que la source de courant va imposer celui-ci. Ceci signifie que l'on ne peut placer une inductance en série avec une source de courant parfaite. Ce problème entraîne des problèmes de convergence. Pour résoudre celui-ci, nous ajoutons une résistance en parallèle à la source de courant en veillant que sa valeur soit beaucoup plus élevé que l'impédance du relais.

En respectant le nombre d'éléments dans l'épaisseur de peau, nous avons regarder les connexions des équi-flux entre les différents changements de sections (Figure 62).

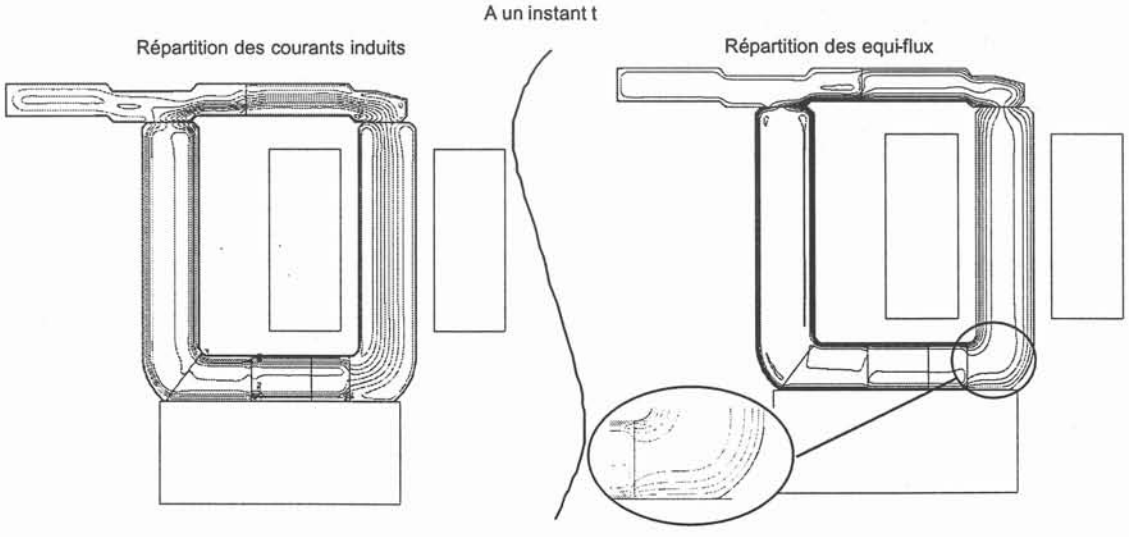


Figure 62 : Allure des équi-flux et de la répartition des courants induits.

II.2.5. Validation de la méthode.

Nous utilisons des relais démagnétisés pour vérifier le modèle numérique car actuellement nous avons quelques problèmes de convergence lorsque l'on place l'aimant. En effet des saturations très importantes au niveau du shunt et des coudes de l'armature interviennent. De plus nous utilisons des matériaux avec de très fortes perméabilités qui peuvent occasionner des problèmes de convergence.

Pour la détermination de l'entrefer nous utilisons la méthode de mesure décrite au chapitre II.

Les mesures ont été réalisées sur le même relais test du chapitre III. On injecte un courant sinusoï dal dans le relais en maintenant la palette fermée, puis nous mesurons la tension aux bornes de sa bobine. Pour la simulation c'est identique, nous avons injecté un courant sinusoï dal (en mettant une résistance en parallèle pour éviter des problèmes de convergence (2 sources de courant en séries)). L'origine du courant étant l'origine du graphe.

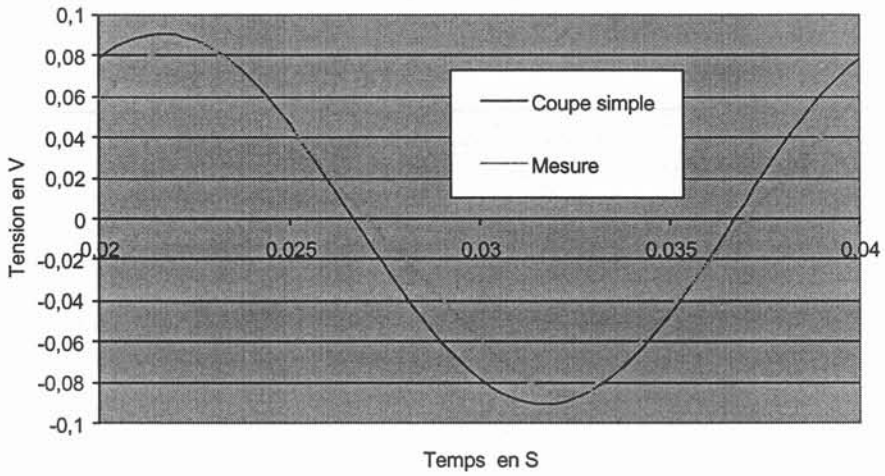


Figure 63 : Comparaison calcul et mesure avec une seule coupe.

Les résultats entre le modèle numérique et les mesures sont légèrement différents (Figure 63). Les différences entre l'allure de la courbe du modèle par rapport à celle mesurée sont principalement dû à l'utilisation des caractéristiques magnétiques idéalisées. En effet, nous utilisons des caractéristiques analytiques utilisant une arc tangente, ce qui nous fait négliger le départ réel de la courbe (domaine de Rayleigh).

De plus, le modèle surestime le flux maximum. Celui-ci dépend de la profondeur de pénétration, elle est déterminée par la géométrie et la résistivité du matériau.

En travaillant avec un logiciel qui résout les équations de Maxwell en deux dimensions, les courants induits "rencontrent" seulement la résistance dans la profondeur déterminée dans Flux2D®. En réalité, les courants induits font le tour du matériau il rencontre donc une résistance plus grande. La profondeur de pénétration est donc moins importante que la profondeur calculée par la simulation, ceci provoque un flux plus faible.

II.2.6. Conclusion.

Malgré les changements de section, nous avons élaboré un modèle numérique utilisant Flux2D®. Ceci implique que plus les changements de section sont conséquents plus la différence entre le résultat du modèle et les mesures sera importante.

Ce premier modèle nous paraît tout de même extrêmement intéressant. Sa mise en place nous a permis d'aboutir à un second modèle pour tenir compte de la géométrie d'une manière plus précise.

III Modèle 2D avec différentes coupes couplées.

Dans le chapitre III, nous avons déterminé par des modèles analytique l'importance de la géométrie dans le développement des courants induits. Nous allons appliquer l'étude précédente pour améliorer la résolution en éléments finis.

III.1 Principe.

Pour modéliser des problèmes électromagnétiques qui ont une géométrie en trois dimensions, nous pouvons utiliser un logiciel d'éléments finis comme Flux3D®. Pour tenir compte des entrefers et des courants induits, nous avons besoin d'un maillage très fin. Ceci implique un temps de calcul important. Pour diminuer ce temps de calcul, nous avons élaboré une méthode originale qui permet d'utiliser Flux2D®. Le principe de cette nouvelle méthode est décrit Figure 64.

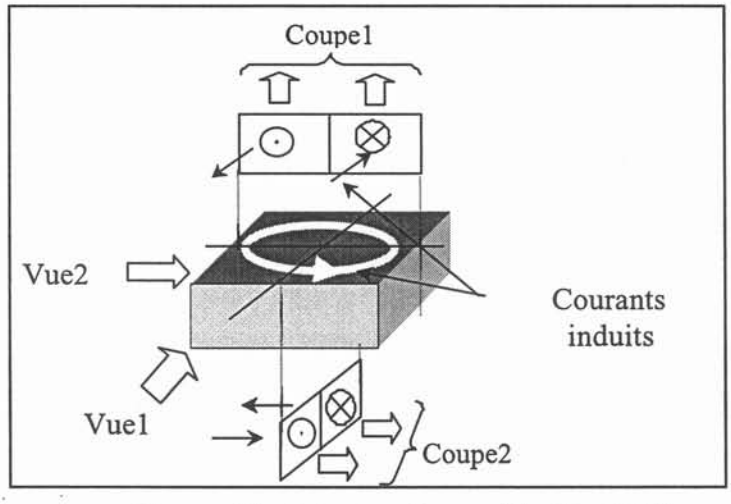


Figure 64 : Principe du modèle Flux2D®.

Le but est de simuler du 3D avec un logiciel qui résout les équations de Maxwell avec une approximation 2D. Pour cela, nous avons découpé notre problème en deux coupes 2D en faisant une coupe radiale et une coupe transversale. Ensuite, nous couplons ces deux coupes grâce au module Circuit qui nous permet de conserver des courants induits cohérents avec la géométrie réelle du relais. L'avantage de cette méthode par rapport au 3D réside dans la diminution du nombre d'éléments du maillage ce qui entraîne des temps de calcul plus faibles.

Cette méthode est simple à mettre en œuvre pour une personne familiarisée avec les éléments finis et s'est avérée très intéressante.

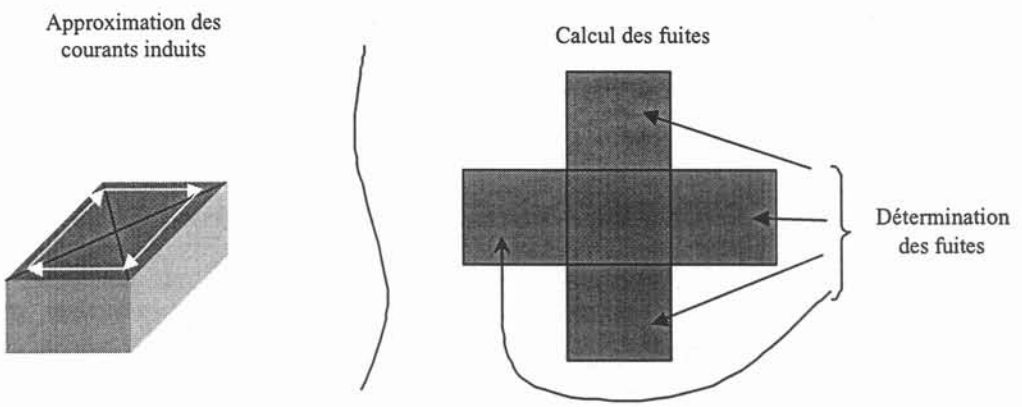


Figure 65 : Approximation sur les courants induits et les fuites.

Le couplage par les équations de Circuit® est réalisé comme précédemment. Celui-ci nous permet d'élaborer un modèle plus précis. Nous imposons que les courants induits fassent le tour du matériau (Figure 65). Ainsi, ils sont mieux calculés. Il a aussi l'avantage de nous permettre de déterminer les flux de fuite dans l'autre dimension.

III.2 Application au relais.

Pour appliquer cette méthode à la modélisation du relais, nous sommes obligés de rajouter une autre hypothèse. La géométrie du relais ne nous permet pas de réaliser les deux coupes comme cité précédemment. Nous allons déplier le relais au changement de section de la palette. Puis, nous allons imposer que le circuit magnétique est fermé. Pour cela nous fixons des conditions aux limites pour que le flux calculé à une extrémité soit identique à l'autre extrémité du problème. En réalisant cet artifice nous ajoutons une hypothèse supplémentaire, c'est qu'il n'y a pas de flux de fuites à ce changement de section.

Le couplage avec les équations de Circuit® se fait de la même façon que précédemment (Figure 66).

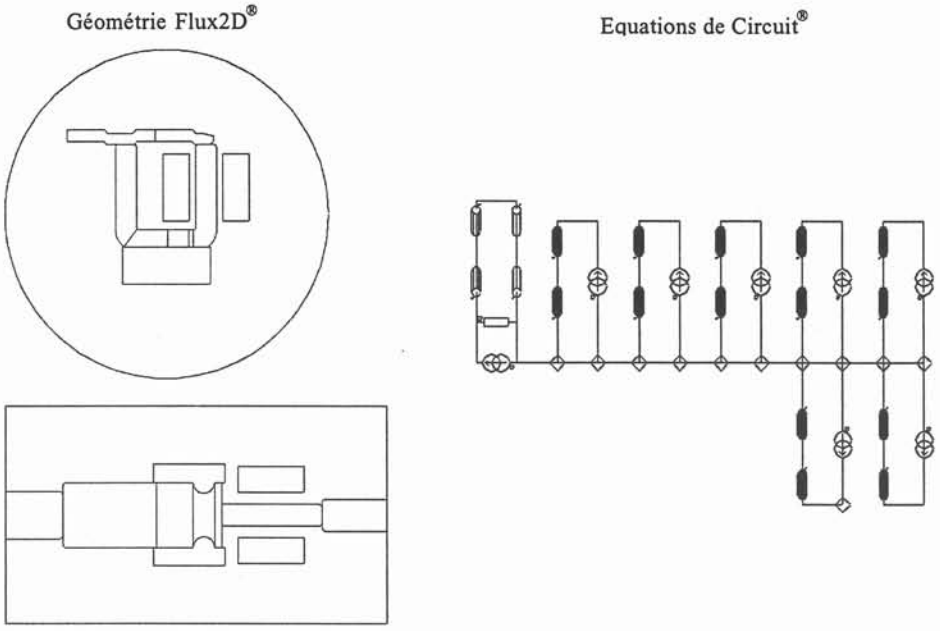


Figure 66 : Réalisation du couplage entre les deux coupes.

III.3 Validation

Nous utilisons le même mode opératoire que le paragraphe II.2.5 , dont voici les résultats.

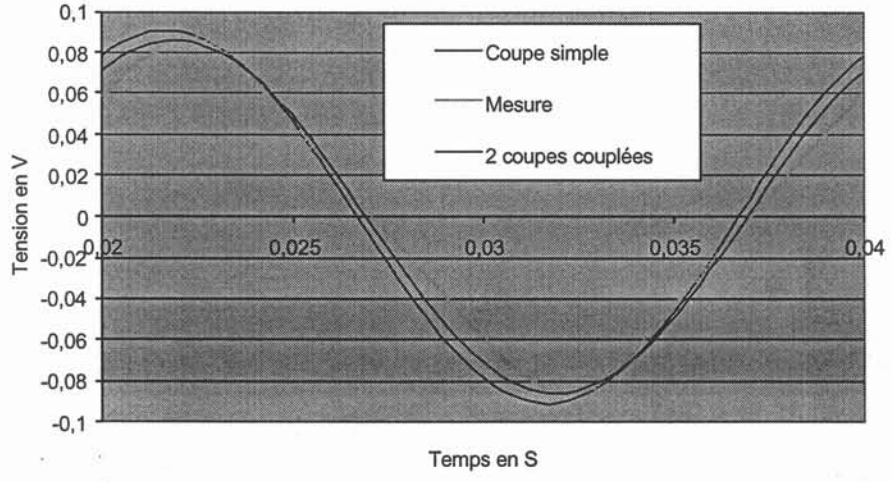


Figure 67 : Comparaison calcul et mesure avec deux coupes.

L'allure de la tension est respectée. L'amplitude et la phase de la tension sont quasi identique que le relais test de mesure. Nous faisons la même remarque sur les déformations de la tension mesurée par rapport au tension calculé par simulation.

III.4 Conclusion.

On peut résoudre ces problèmes par une méthode numérique grâce aux éléments finis qui nous permettent de résoudre des équations différentielles partielles non linéaires. Le relais est un dispositif 3D qui ne peut pas se réduire à une coupe 2D. De plus, la profondeur de pénétration du flux est faible (0.2mm) devant la plus petite section du relais (2mm) et conduit à d'énormes problèmes de maillage. Ces problèmes peuvent être résolus par un maillage très fin mais au détriment du temps de calcul. Pour éviter des temps de calcul trop longs et ces problèmes de maillage, nous avons élaboré une méthode originale qui utilise Flux2D® et deux coupes 2D couplées : c'est le modèle numérique.

L'intérêt de ce modèle Flux2D®, il permet de simuler un problème 3D en 2D, grâce à un couplage entre deux coupes. Le comportement du relais est simulé pas à pas dans le temps en fonction du courant dans la bobine.

Ce modèle a un très grand intérêt pour comprendre le comportement du relais pour des ondes de fréquences élevées (les ondes fluos ou ondes 8/20) ainsi que son comportement avec un champ extérieur. Mais pour simuler la coupe du relais tout en conservant le même flux dans chaque changement de section du circuit magnétique on est obligé de modifier la courbe B(H) du matériau. Cette modification entraîne des erreurs sur le calcul des courants induits dans le matériau. Pour régler ce problème nous avons aussi modifié la caractéristique électrique du matériau en fonction de la section considérée.

IV Modélisation Flux3D®.

IV.1 Introduction.

Le relais est un dispositif tridimensionnel, il est donc intéressant de le simuler par Flux3D®. L'utilité d'un modèle Flux3D se justifie par le fait que le dispositif ne présente pas une géométrie très symétrique. Le fait, que la profondeur soit irrégulière explique aussi que l'utilisation de Flux3D® est nécessaire.

L'intérêt d'un modèle Flux3D®, est d'éliminer les hypothèses que l'on peut faire en deux dimensions. L'hypothèse principale étant de négliger les fuites dans l'autre plan. De plus, nous pouvons mieux identifier le point exact de fonctionnement de l'aimant, et des fuites de celui-ci dans l'espace du relais. L'utilisation de ce logiciel pose tout de même, vu la structure de l'appareil étudié, quelques problèmes de modélisation.

IV.2 Les difficultés rencontrées.

Les modèles réalisés avec les approximations faites avec Flux2D® et vu l'orientation de l'aimantation de l'aimant, nous ont montré que les lignes de champ parcourent une zone d'air avant de pénétrer dans le matériau ferromagnétique, ce qui occasionne beaucoup de lignes de fuites. Nous pouvons aussi déterminer qu'un flux de fuites en particulier n'est pas du tout négligeable. C'est le flux qui passe de la palette à l'aimant sans passer par la grande section de l'armature. Ce flux crée une dissymétrie entre les deux surfaces ce qui implique des différences entre les forces magnétiques s'exerçant sur la palette et ceci à une incidence directe sur le couple. Nous pouvons ajouter que ce flux de fuite est bien réel car nous pouvons le mesurer par une sonde à effet Hall.

La réalisation du modèle Flux3D® présente quelques difficultés. La mise en œuvre du maillage est plutôt fastidieuse. Il est difficile de repérer les éléments de mauvaise qualité qui donnent des valeurs complètement fausses dans la méthode de Newton-Raphson.

De plus, de part sa structure, le problème est pratiquement impossible à mailler car le nombre d'élément est très important. En effet, le maillage des régions minces à l'aide d'un mailleur automatique utilisé dans Flux3D®, génère des éléments tétraédriques, ce qui conduit, du fait des faibles épaisseurs, un nombre très important ou à des éléments de mauvaise qualité. Ceci implique que la modélisation du relais en trois dimensions est difficile dû aux entrefers très minces.

De plus, ceci demande un espace mémoire conséquent sans compter que les temps de calcul seront prohibitifs. Ce qui implique, que ces calculs ne sont pas intéressants avec les moyens informatiques actuels.

Pour résoudre ce problème nous pouvons remplacer ces entrefers par un matériau fictif avec une épaisseur que l'on pourrait mailler plus simplement et avec moins d'éléments. La caractéristique magnétique de ce matériau serait ensuite déterminée pour avoir la même réluctance que celle de l'entrefer réel. Cette hypothèse pose un énorme problème car nous éloignons la palette de son armature. Cette analyse ne nous a pas donné d'éléments convaincants pour la poursuite de cette étude.

IV.3 Les simulations.

L'évolution de ce logiciel par les éléments coques nous ouvre des possibilités supplémentaires pour continuer la modélisation tridimensionnelle.

Ces éléments coques ont été étudiés et implantés par [GUERRIN] pour la simulation des régions surfaciques minces.

Pour réaliser ces simulations nous avons utilisé des éléments dit à saut de potentiel ou éléments coques généralisés. Ces éléments nous permettent de simuler des régions minces sans maillage. Une fois ce problème réglé, nous avons été confronté à d'autres problèmes de maillage surtout au niveau de la base du relais, entre l'armature et l'aimant (Figure 68).

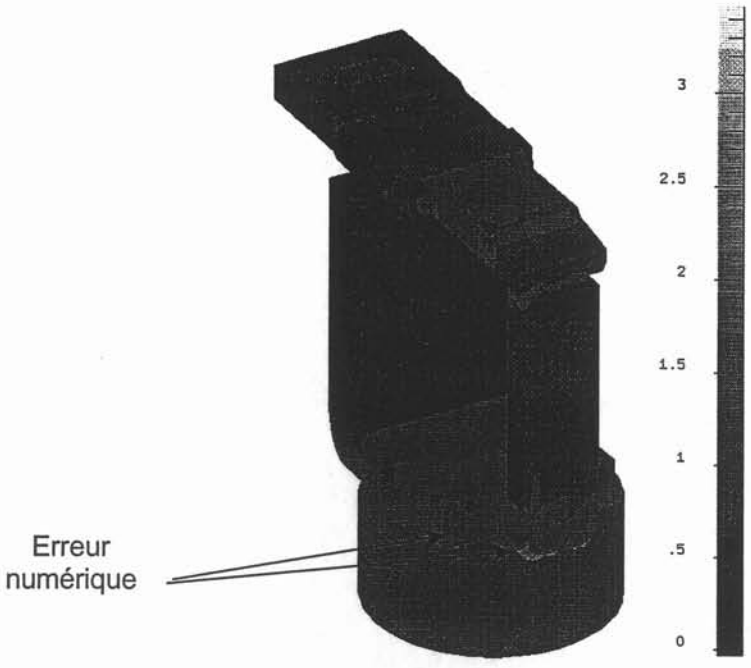


Figure 68 : Erreur numérique.

En effet, l'aimant déborde légèrement de l'armature au niveau de la petite section polaire, un mauvais maillage de cette partie entraîne des erreurs numériques qui se propagent dans le coude. Pour résoudre celui-ci, nous avons amélioré le maillage de cette partie (Figure 69).

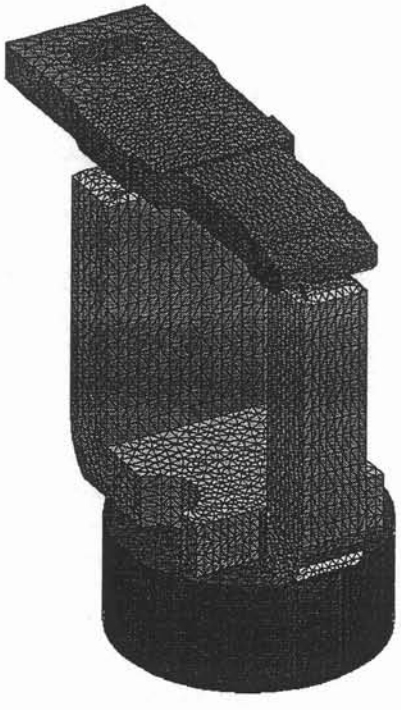


Figure 69 : Détail du maillage en trois dimensions.

Les temps de calcul ont augmenté en conséquence il faut environ 16 fois plus de temps qu'une résolution du même problème magnétostatique avec la même aimantation que Flux2D® (Figure 70).

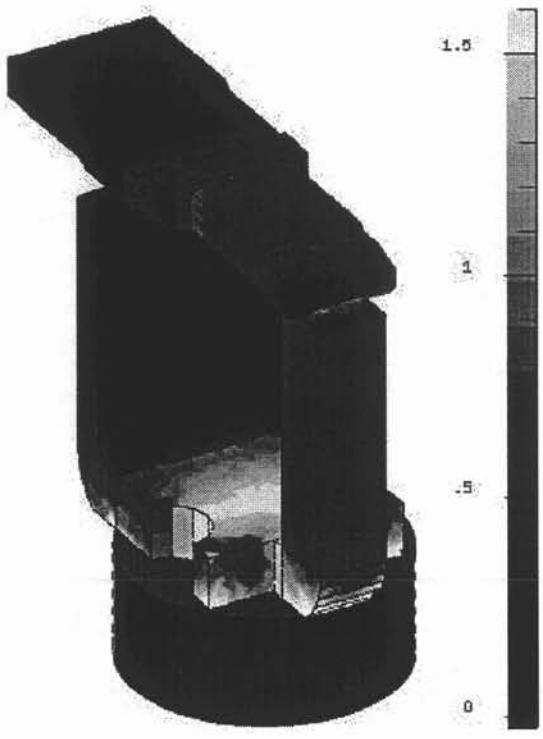


Figure 70 : Dégradé de l'induction.

La principale difficulté dans l'utilisation de ce modèle, est que le temps de calcul est trop important. En effet, le réglage de l'aimant pour une puissance de relais s'effectue en plusieurs itérations. Nous utiliserons donc le modèle magnétostatique Flux2D®

Ces simulations nous ont permis de déterminer les valeurs exactes et de vérifier nos hypothèses en deux dimensions. Avec Flux2D®, puisque nous avons modifié les caractéristiques matières pour conserver le flux, ceci ne nous permet pas de déterminer les valeurs locales, sauf en faisant l'opération inverse.

IV.4 Conclusion.

Nous retrouvons les flux dans les entrefers et les mêmes points de polarisation dans chaque branche du circuit magnétique avec moins de 4% d'erreur. La principale différence, est dû au flux de fuites dans la coupe non simulée dans Flux2D®. Ceci n'est pas tellement gênant car nous réajustons l'aimant pour obtenir le flux dans les entrefers, ce qui modifie légèrement les points de polarisation du matériau mais ils ne sont pas un critère prépondérant.

En outre, ce résultat est intéressant car nous déterminons le point exact de fonctionnement de l'aimant. De plus, cette simulation confirme nos résultats du modèle que l'on a réalisé sur Flux2D®.

V Conclusion.

Comme nous l'avons vu au chapitre III, nous ne pouvons pas utiliser le modèle analytique seul. Nous avons élaboré un modèle numérique magnétostatique pour déterminer les fuites de l'aimant et les points de polarisation de chaque branche du circuit magnétique. Pour cela, nous avons utilisé un logiciel d'éléments finis Flux2D. L'avantage de cette utilisation c'est la rapidité de mise en œuvre. Nous avons ensuite réalisé un modèle en trois dimensions. pour confirmer nos hypothèses en deux dimensions. Ce modèle 3D peut être utilisé, ensuite pour déterminer le point exact de l'aimant.

Dans ce chapitre nous nous sommes aussi intéressés à l'élaboration d'un modèle numérique en magnétique évolutif. Les matériaux utilisés dans le relais ont des perméabilités très importantes et sont à l'état massif. Ceci nous empêche une utilisation de Flux3D® pour des raisons de maillage et de temps de calculs. Nous nous sommes orientés sur une étude Flux2D®. La principale difficulté dans la réalisation d'un tel modèle sont les changements de section. Pour cela nous avons utilisé des artifices de calcul, basés sur la méthode élaborée par [AGARWAL] pour simuler les changements de section avec des hypothèses 2D.

Après les résultats montrés dans le chapitre III sur l'influence de la géométrie, nous nous sommes intéressé à coupler deux coupes pour forcer les courants induits à faire le pourtour du matériau. Ceci nous permet d'améliorer les résultats de simulation par rapport à une coupe simple.

CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

Dans les installations électriques conventionnelles la fonction différentielle constitue la principale mesure de protection des biens et des personnes contre les risques d'électrisations et les défauts d'isolement. Cette fonction est assurée par un dispositif qui contrôle en permanence l'équilibre de la somme vectorielle des courants qui le traversent. Celui-ci est réalisé par la fonction mesure du dispositif différentiel. Cette fonction comprend un tore de mesure sur lequel sont bobinés un nombre de spires secondaires reliées à un relais polarisé haute sensibilité qui sert au déclenchement.

Le relais est un dispositif mécanique et électromagnétique utilisé pour transformer l'énergie électrique délivrée par le tore de mesure en une énergie mécanique. Celui-ci est constitué de cinq parties distinctes : une palette, une armature fixe, une bobine, un aimant et un ressort de rappel. La palette et l'armature sont toutes les deux massives.

L'axe de recherche dans lequel s'inscrit mon travail de thèse correspond à l'étude du relais polarisé haute sensibilité. Ces travaux doivent nous permettre une meilleure compréhension de son comportement et de son amélioration. Pour réaliser cette étude, nous séparons le problème en plusieurs parties, afin de dissocier les différents phénomènes physiques rencontrés. Deux études ont été menées en parallèle :

- Réalisation d'un modèle analytique, simple d'emploi, qui permet d'étudier l'influence de plusieurs paramètres telle que la géométrie, la tolérance sur la force du ressort etc...,
- Réalisation d'un modèle numérique avec le logiciel Flux2D®.

Notre perception de ce composant a évolué d'un composant bobiné ayant certaines caractéristiques électriques vers le comportement des matériaux magnétiques massifs.

Dans un matériau massif à haute perméabilité, la maîtrise du calcul des courants de Foucault qui se développent à l'intérieur de celui-ci est déterminante. Ces courants modifient l'allure de l'induction et du champ. Cette modification change la perméabilité relative de notre matériau. Nous avons étudié l'effet de peau en régime linéaire et en régime saturé dans des matériaux massifs. L'équation de diffusion en régime non linéaire ne peut pas être résolue analytiquement. Ceci nous a amené à effectuer une bibliographie importante.

De plus, une mise en évidence par le modèle magnétostatique sur Flux2D®, nous a montré que les fuites de l'aimant ne sont pas négligeables. Ce flux de fuite n'est pas maîtrisé car il dépend de l'environnement qui entoure le relais. Ceci implique que les lignes de fuites peuvent être très sensibles aux champs extérieurs. Un autre phénomène physique a été étudié. Il correspond à la dissymétrie du flux, due à la saturation du matériau et du point de polarisation créé par l'aimant. Cette dissymétrie va créer une composante continue qui va se soustraire au flux de l'aimant. Ce travail a débouché sur notre modèle analytique.

Il permet de tester rapidement l'influence des paramètres géométriques sur l'impédance du relais. Il peut être aussi utilisé comme une aide au diagnostic de défaut qui pourrait intervenir sur la chaîne de production de celui-ci.

Nous pouvons résoudre ces problèmes par une méthode numérique grâce aux éléments finis qui nous permettent de résoudre des équations différentielles partielles non linéaires. Le relais est un dispositif tridimensionnelle qui ne peut pas se réduire à une coupe bidimensionnelle. La profondeur de pénétration du flux est faible (0.2mm) devant

la plus petite section du relais (2mm) et conduit à d'énormes problèmes de maillage. Ce problème peut être résolu par un maillage très fin mais au détriment du temps de calcul. Pour éviter des temps de calcul trop longs et ces problèmes de maillage, nous avons élaboré une méthode originale qui utilise Flux2D® et deux coupes 2D couplées, c'est le modèle numérique.

Pour cela, nous avons présenté le relais suivant l'axe de la bobine, grâce à des artifices de calculs, comme par exemple, la conservation du flux (modification des propriétés magnétiques des matériaux). Cette étude, nous a montré que les fuites créées par l'aimant sont très importantes.

Pour cela, nous avons découpé notre problème en deux problèmes 2D en faisant une coupe radiale et une coupe transversale. Ensuite, nous couplons ces deux coupes grâce au module Circuit® qui nous permet de conserver des courants induits cohérents avec la géométrie réelle du relais. L'avantage de cette méthode par rapport au 3D réside dans la diminution du nombre d'éléments du maillage, donc du temps de calcul.

Ces deux démarches sont complémentaires et sont validées par des mesures sur des produits réels. Grâce à ces modèles développés, nous pouvons maintenant connaître l'influence de tous les paramètres géométriques et déterminer l'impact sur la valeur du flux utile et sur l'impédance du relais.

Le modèle analytique est rapide et simple, il permet après un étalonnage sur le modèle numérique des flux de fuite d'obtenir des résultats satisfaisants. Les deux modèles sont donc tout à fait complémentaires.

Ces modèles nous ont servi à déterminer l'influence de tous les paramètres que constituent le relais. Ce travail nous a permis de trouver une méthode de mesure d'entrefer équivalent vu par la bobine

Cette étude nous a amené à déterminer des méthodes de mesure pour mieux caractériser le relais, plus particulièrement sur l'entrefer.

Lorsque l'on augmente la saturation au niveau de l'entrefer, l'entrefer électromagnétique moyen augmente. Cet entrefer électromagnétique moyen dépend de tous les défauts d'entrefer (le nombre de points de contacts, de la rugosité, de la planéité, etc.). La rugosité et le nombre de points de contacts peuvent être modifiés lorsque le relais fonctionne, par le simple matage des pièces polaires. En saturant celui-ci, une mesure de l'entrefer nous indique son évolution par rapport à un relais "neuf". Ainsi, grâce au modèle nous pourrons établir l'écart sur l'impédance ou la puissance du relais, donc sur la stabilité du relais.

Nous pouvons étendre les principes de notre modélisation non plus au relais polarisé mais à l'ensemble des actionneurs.

BIBLIOGRAPHIE

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[ADKINS] B. ADKINS, RG. HARLEY, "*The general theory of alternating current machines, application to practical problems*", Chapman and Hall, London, 1975, ISBN 0-412-15560-5.

[AGARWAL] P.D. AGARWAL, "*Eddy current losses in solid and laminated iron*", IEE, May 1959, page 169-181.

[BARTH] J.B. BARTH, "*Alternating electromagnetic fields, eddy currents and power loss in solid iron*", Proc IEE, Vol. 120, N°11, November 1973, page 1454-1461.

[BERTOTTI_1] G. BERTOTTI, "*Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials : I- Theoritical Considerations*", J. Applied Physic 57 (6) 1985, pp 2110-2117.

[BERTOTTI_2] G. BERTOTTI, "*General properties of power losses in soft ferromagnetic materials*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 24, N° 1, January 1988, pp 621-630.

[BEWLEY] L.V. BEWLEY, "*Two dimensionnal field in electrical engineering*", Dever Edition, 1963.

[BOSSAVIT] A. BOSSAVIT, "*Définition et calcul d'une perméabilité équivalente pour l'acier saturé*", E.D.F. -Bulletin de la direction des études et recherches- série C (Mathématiques, informatique) N°2 1976, page 45-58.

[BOWDEN] A.L.BOWDEN, E.J. DAVIES, "*Analytic separation of the factors contributing to the eddy current loss in magnetically nonlinear steel*", IEE Proceedings, Vol. 130, part B, N°5, September 1983, page 364-372.

[BRISSONNEAU] P.BRISSONNEAU, "Magnétisme et m*atériaux magnétiques pour l'électrotechniques*", Hermes, 1997, ISBN 2-86601-579-7.

[CHEVALIER] T. CHEVALIER, "*Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone* ", thèse INPG LEG, 20 Décembre 1999.

[CONRAD] J. CONRAD, "*Modélisation d'un transformateur de courant à charge variable*", thèse INPG LEG, 26 Novembre 1997.

BIBLIOGRAPHIE

[DEURING] W.G. DEURING, "*Induced losses in steel plates in the presence of an alternating current*", IEEE trans, June 1957, page 166-171.

[DEMERDASH] N.A. DEMERDASH, D.H. GILLOTT, "*A new approach for determination of eddy current and flux penetration in nonlinear ferromagnetic materials*", IEEE trans. Magn., Vol. 10, 1974, page 682-685.

[FOGGIA] A. FOGGIA, G. MEUNIER, J.R. CARDOSO, N. RETIERE, "*Bidimensionnal Solution of 3D Electomagnetic Problems*", Compumag Rio, Vol. 1, 1997, page 53-54.

[FOUASSIER] P. FOUASSIER, "*Modélisation électrique des composants magnétiques haute fréquence: Prise en compte de la température et caractérisation des ferrites*", thèse INPG LEG, 9 Octobre 1998.

[GIERAS] J.F. GIERAS, M. SC., Ph.D., "*Analytical method of calculating the electromagnetic field and power losses in ferromagnetic halfspace, taking into account saturation and hysterisis*", Proc IEE, Vol.124, N°11, November 1977, page 1098-1104.

[GUETTAFI] A.GUETTAFI, G.QUICHAUD, "*Diffusion en régime permanent d'un champ magnétique glissant dans une plaque ferromagnétique*", Journal de Physique III, Août 1993, page 1625-1637.

[GUERIN] C.GUERIN, "*Détermination des pertes par courants de Foucault dans les cuves de transformateurs*", thèse INPG LEG, 29 Septembre 1994.

[HELLER] B. HELLER, M.S.R SARMA, "*The electromagnetic field in solid iron*", ACTA TECHNICA CSAV, 1968, Vol. 6, page 735-753.

[JUFER] M. JUFER, "*Electromécanique*", Traité d'électricité, école polytechnique fédérale de Lausanne, Vol. 9, 1995, ISBN : 2-88074-285-4.

[KESAMURTHY] N. KESAMURTHY, P.K. RAJAGOPALAN, "*An analytical method taking account of saturation and hysteresis for evaluating the iron loss in solid iron cores subjected to an alternating field*", Proc IEE Monograph, N°485 U, December 1961, page 237-243.

[KRAKOWSKI] M. KRAKOWSKI, "*Eddy currents in Metallic solids Induducted by Time-harmonics magnetic field*", Bulletin de l'académie polonaise des sciences, series des sciences et techniques, Vol. 28, N°8-10, January 1980, page 111-121.

[LACROUX] G. LACROUX, "*Les aimants permanents*", Technique et Documentation-Lavoisier, 1989, ISBN : 2-85206-573-8

BIBLIOGRAPHIE

[MACHADO] V.M. MACHADO, "*Eddy current losses in saturable magnetic materials*", IEEE Transactions on magnetics, Vol. mag-30, N°6, November 1994, page 4299-4301.

[MACLEAN] W. MACLEAN, "*Theory of strong electromagnetic waves in massive iron*", Journal of apllied physics Vol. 25, N°10, Octobre 1954, page 1267-1270.

[MARTHOURET] F. MARTHOURET, "*Développement de modèles dynamiques comportementaux de circuits magnétiques. Prise en compte de l'hystérésis et de la géométrie*", thèse INSA de Lyon, 21 Novembre 1995.

[MEUNIER] G. MEUNIER, P. LOMBARD, "*A general purpose method for electric and magnetic combined problems for 2D, Axisymmetrics and transient systems*", IEEE Trans. on Mag, Vol. 29, March 1993, page 1737-1740.

[McCONNEL] H.M. McCONNEL, "*Eddy current Phenomena in Ferromagnetic materials*", AIEE transactions, Part I (Communication Electronics), Vol. 73, July 1954, page 226-235.

[MUKERJI] S.K. MUKERJI, "*Theorical investigation of eddy current loss in rectangular sections of solid iron due to saturation*", IE(I) Journal-EL, Vol. 66, page 87-89.

[NAMJOSHI] K.V. NAMJOSHI, J. DOUGLAS LAVERS, P.P. BIRINGER, "*Eddy current power loss in toroidal cores with rectangular cross section*", IEEE Transactions on magnetics, Vol. 34, n°3, May 1998 page 636-641.

[NF_C_15_100] "*Installations électriques basse tension*", Norme

[O'KELLY 1] D. O'KELLY, "*Flux penetration and core Loss in solid iron*", IEEE Transactions on magnetics, Vol. mag-11, n°1, January 1975 page 55-60.

[O'KELLY 2] D. O'KELLY, "*hysterisis and eddy current losses in steel plates with non linear magnetisation characteristics*", Proc IEE Vol. 119, N°11, November 1972, page 1675-1676.

[PARODI] M. PARODI, "*Mathématiques appliquées à l'art de l'ingénieur*", Tome 5, page 125.

[PRIETO] R. PRIETO, J.A. COBOS, O. GARCIA, "*Model of integrated magnetics by means of "double 2D" finite element analysis techniques*", IEEE PESC 99, Vol. 1, Charleston, South Carolina, page 598 à 603.

BIBLIOGRAPHIE

[PORITSKY] H. PORITSKY, J.M. BUTLER, "*A-C flux penetration into magnetic materials with saturation*", IEEE trans. (Communication and electronics), January 1964, page 99-111.

[REMOND] C. REMOND, "Les effets du courant traversant le corps humain", 3E Sécurité, 3 Mars 1986.

[RIBER] C. RIBER, "*Etude du comportement fréquentiel de circuits magnétiques massifs*", rapport de DEA INPG LEG, 16 Septembre 1997.

[ROUVE] L-L. ROUVE "*Prise en compte du comportement magnétique fréquentiel des tôles FeSi en modélisation électrotechnique*", thèse INPG LEG, 15 Janvier 1996.

[STOLL] R.L STOLL, "*The Analysis of eddy currents*", Monographs in electrical and electronic engineering, Clarendon Press, Oxford, 1974.

[SUBBA RAO] SUBBA RAO, *'Eddy current losses in finite sections of solid iron under saturation*", IEE Vol. 111, N°. 2, February 1964, page 343-348.

[TARASIEWICZ] E.J. TARASIEWICZ, A.S. MORCHED, A. NARANG, E.P. DICK, "*Frequency dependent eddy current models for nonlinear iron core*", IEEE transaction on power system, Vol. 8, N°2, May 1993, page 588-597.

[RODGER] D. RODGER, P.J. LEONARD, H.C. LAI, R.J. HILL-COTTINGHAM, "*Surface elements for modelling eddy currents in high permeability materials*", IEEE transaction on magnetics, Vol. 27, N°27, November 1991, page 4995-4997

ANNEXES

ANNEXE 1

Les régimes de neutre

I. Introduction.

Les régimes de neutre ont été imaginés par les normalisateurs afin de définir les conditions de protection des personnes contre les risques électriques résultant de défauts d'isolement, suivant les conditions de mise à la terre des réseaux d'alimentation.

La première norme qui impose la mise à la terre des masses métalliques des matériels électriques date de 1923. Ensuite, en 1927 un arrêté impose la mise à la terre du conducteur neutre des réseaux de distribution.

En 1965 les premiers travaux d'harmonisation des règles d'installations commencent. Ceci a amené la classification des schémas de liaisons à la terre des réseaux de distribution (ou régimes de neutre).

Les régimes de neutre sont des dispositions qui décrivent comment sont connectés le conducteur NEUTRE et le conducteur de protection sur les installations électriques.

Il convient avant tout de clarifier certains termes utilisés :

LE NEUTRE (Figure 71)**:**

Ce sont les points neutres des transformateurs HT/BT ainsi que les conducteurs neutres qui, en régime équilibré, ne sont parcourus par aucun courant.

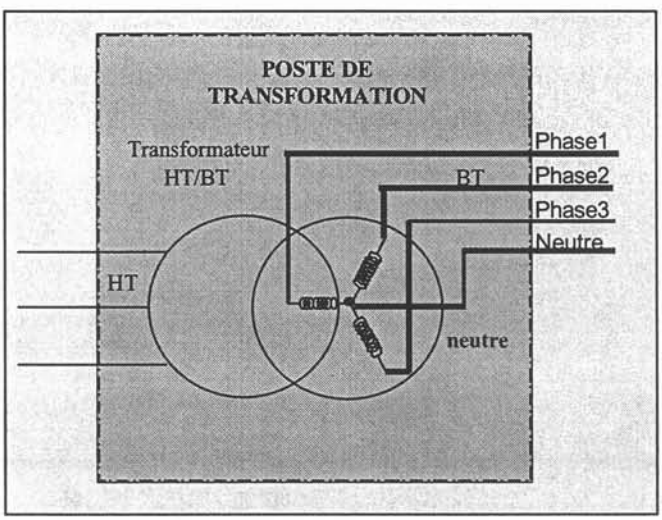


Figure 71 : Le neutre.

LES MASSES (Figure 72) **:**

Ce sont les parties conductrices accessibles d'un matériel électrique susceptibles d'être mises sous tension en cas de défaut.

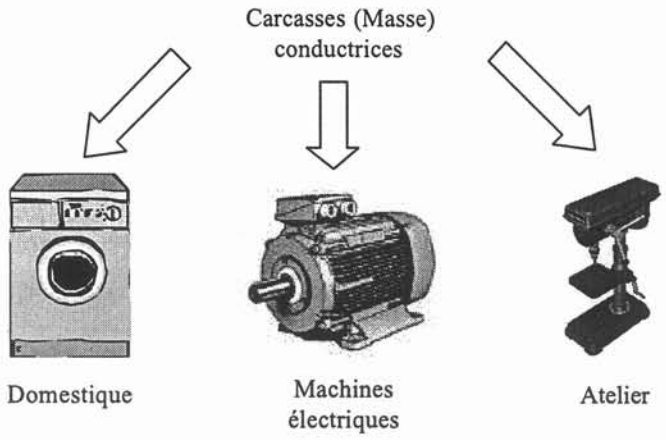


Figure 72 : Les masses.

LE CONDUCTEUR DE PROTECTION PE (Figure 73) :

C'est un conducteur de couleur VERT/JAUNE dont la fonction est de relier toutes les masses métalliques des appareils à la terre. En cas de défaut, il permet de canaliser le courant électrique provoqué par le défaut.

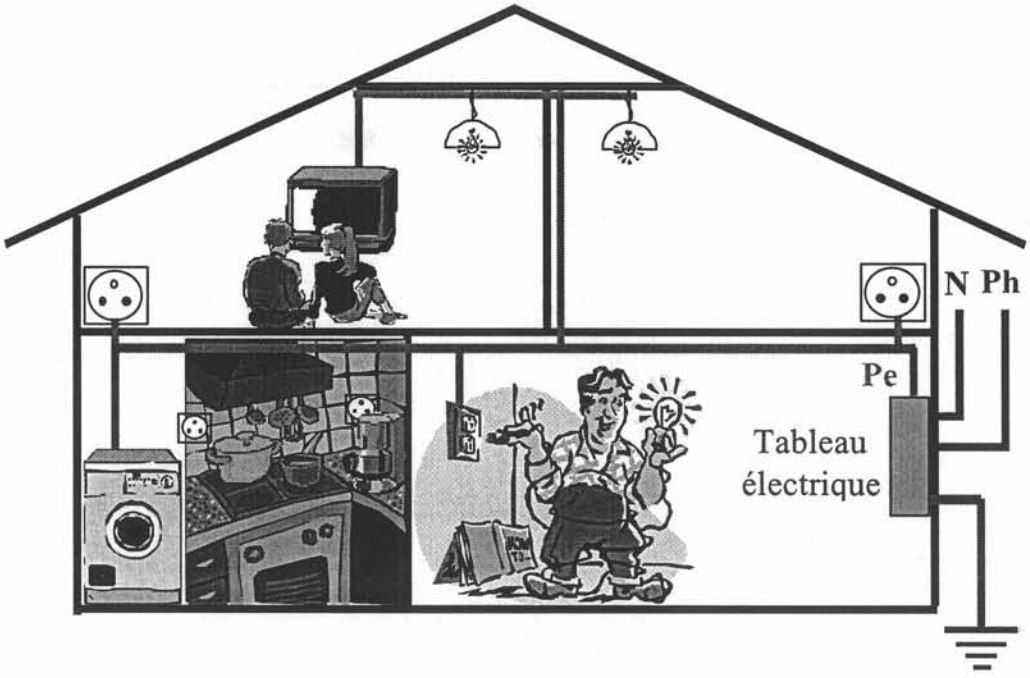


Figure 73 : Le conducteur de protection.

Afin d'éviter la multiplication des prises de terre, on ramène les conducteurs de protection au tableau de distribution.

Ils sont reliés ensuite à la terre par l'intermédiaire d'un piquet de terre ou autres. Le conducteur de protection n'est pas distribué par le fournisseur d'énergie (EDF en France).

LA TERRE :

La terre peut être considérée comme un milieu conducteur. Sa résistance dépend de la nature du milieu (terre argileuse, roche granitique, etc...).

LA PRISE DE TERRE (Figure 74) :

C'est l'endroit où le conducteur de protection PE de l'installation électrique est relié à la terre .

Physiquement il s'agit d'un conducteur enterré ou d'un piquet métallique planté dans la terre.

Cependant, l'utilisation d'un piquet de terre (ou autre) pour la mise à la terre ne permet pas de réaliser un contact parfait entre ce piquet et la terre. En effet, il existe une résistance de contact, non négligeable, qui peut atteindre quelques dizaines, voire quelques centaines d'Ohms. On l'appelle la **RESISTANCE DE PRISE DE TERRE (Rpe)**.

On la symbolise par une résistance fictive.

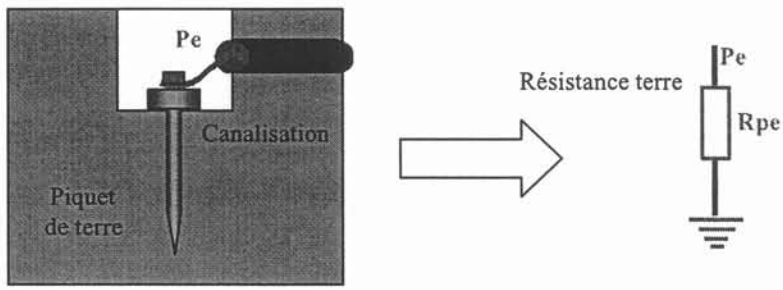


Figure 74 : La prise de terre.

Il est impératif de prendre en compte l'existence de cette résistance de prise de terre dans l'étude des différents défauts. C'est pour cette raison, que les croquis la prendront en compte sous forme d'une résistance fictive.

Ceci est vrai pour la résistance de prise de terre du neutre (au niveau du poste de transformation) et du PE (au niveau de l'habitation).

L'ISOLEMENT ELECTRIQUE (Figure 75) :

C'est la capacité que possède une installation, un appareil ou partie d'un appareil à ne pas laisser entrer en contact une de ses parties avec un autre potentiel autre que le sien (dans les conditions normales). En présence de deux potentiels différents, il peut y avoir circulation d'un courant.

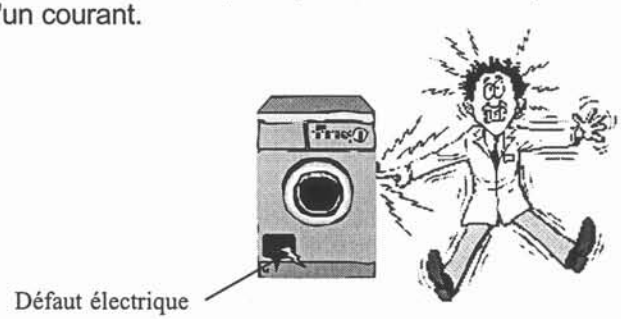


Figure 75 : Défaut d'isolement.

En cas de mauvais isolement, on parle de **DEFAUT D'ISOLEMENT.**

II. Identification.

Il existe trois schémas de liaison à la terre ou régime de neutre. La norme NFC 15 100 les caractérise par 2 ou 3 lettres.

- **La première lettre permet d'identifier la situation du neutre par rapport à la terre** (Figure 76) :

T : liaison directe du neutre à la terre.

I : absence de liaison du neutre à la terre, neutre isolé ou liaison par l 'intermédiaire d'une impédance.

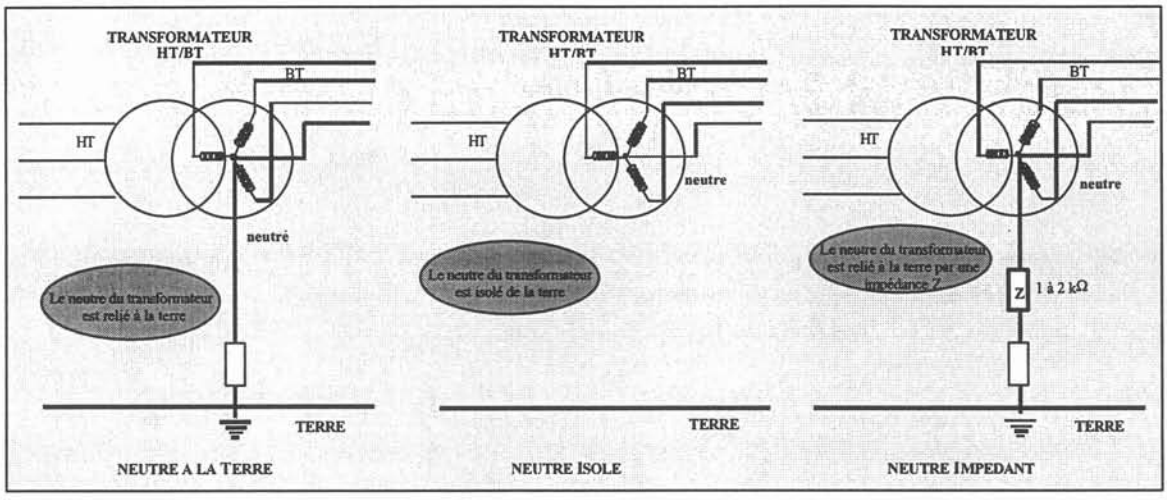


Figure 76 : Possibilité de branchement du neutre.

- **La deuxième lettre permet d'identifier la situation des masses de l'installation** (Figure 77) :

  T : connexion directe des masses à la terre.
  N : connexion des masses au neutre.

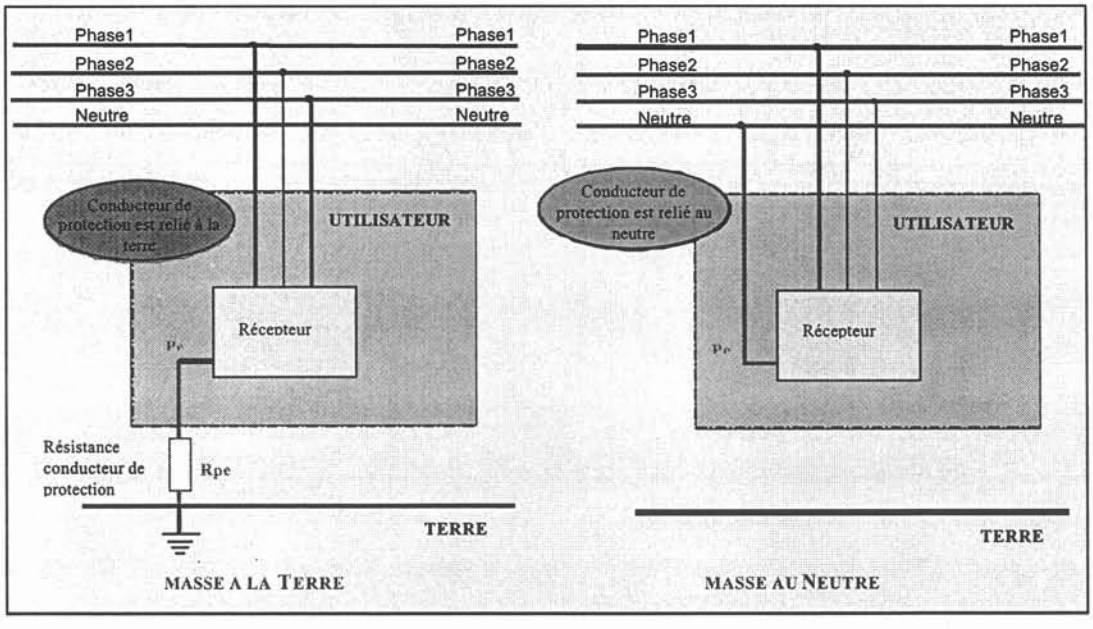


Figure 77 : Possibilité de branchement des masses.

- **La troisième lettre est nécessaire dans le cas du régime de neutre TN :**

  TNC : le conducteur neutre et conducteur de protection PEN sont **C**onfondus.
  TNS : le conducteur neutre et conducteur de protection PE sont **S**éparés.

III Régime de neutre TT.

Le neutre du transformateur est relié à la **terre.**
Les masses métalliques sont reliées à la **terre** par l'intermédiaire du PE.

III.1 Introduction.

C'est le schéma de liaison à la terre employé par EDF pour toute la distribution d'énergie publique du réseau basse tension (< 1000 V), donc en particulier pour les installations domestiques et les petits ateliers.
C'est le régime le plus courant dans le monde où le différentiel est roi !

III.2 Schéma de principe.

Le schéma de principe est le suivant (Figure 78).

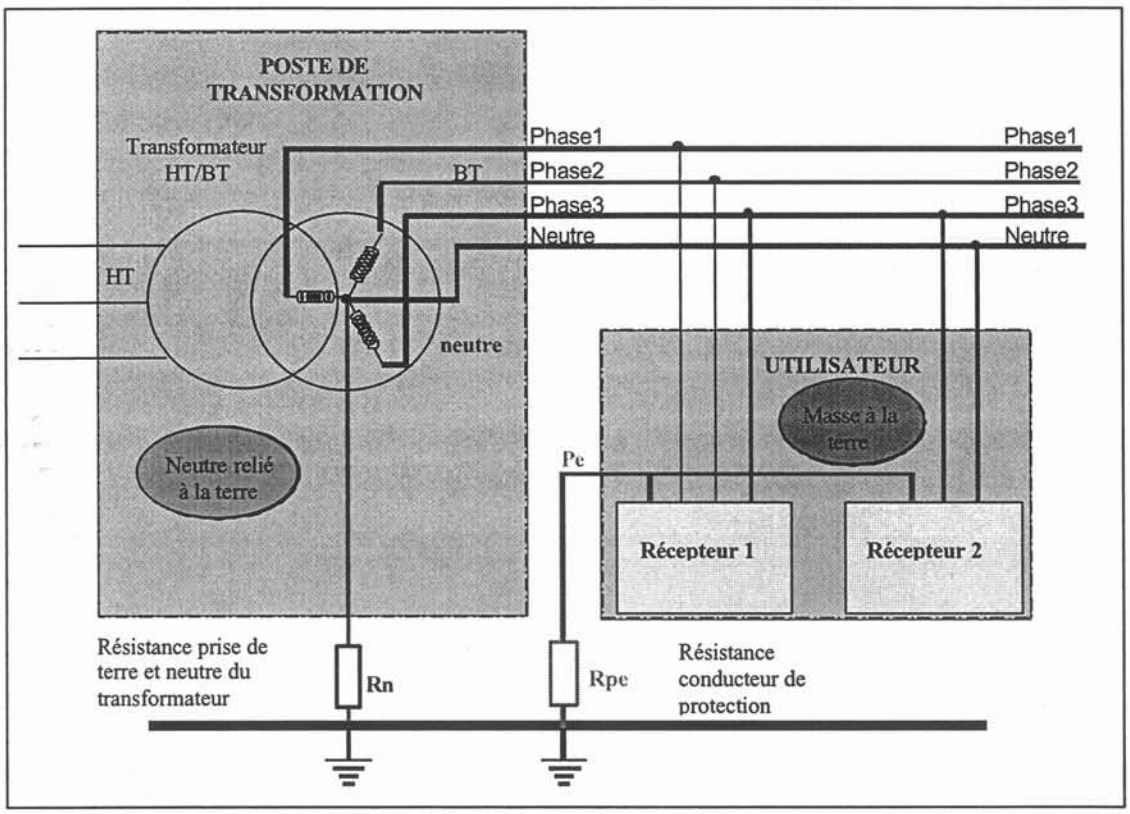


Figure 78 : Régime TT.

En présence d'un défaut d'isolement, le courant de défaut est essentiellement limité par la résistance de la prise terre.
Du fait des résistances de terre, le courant de défaut au delà duquel il y a un risque, reste très inférieur aux réglages des dispositifs de protection à maximum de courant (fusible, disjoncteur). Il faudra donc mettre en tête d'installation un dispositif de sécurité capable de déceler un courant de fuite, c'est le rôle des dispositifs différentiels.
Typiquement on trouve dans le domestique la configuration suivante :

Protection différentielle	Protection des personnes	Protection des biens
Protection générale de type 500 mA	**Uniquement en contact indirect** si la **prise de terre** est inférieur à **100 Ohms** afin de garantir les 50 volts de tension de contact	oui
Protection de 100 mA pour un chauffe eau par exemple	Compromis entre des fuites à la terre et une esquisse de protection en contact direct.	oui
Protection terminale de 30 mA	**Contact direct en milieu sec**	oui

IV Régime de neutre TN.

Le neutre du transformateur est relié à la **terre**.
Les masses métalliques sont reliées au **Neutre** par l'intermédiaire du PE.

IV.1 Introduction.

C'est un régime utilisé principalement en Allemagne. On distingue deux types de régime TN, les régimes TNC et TNS.

IV.2 Schéma de principe.

Le schéma de principe est le suivant (Figure 79).

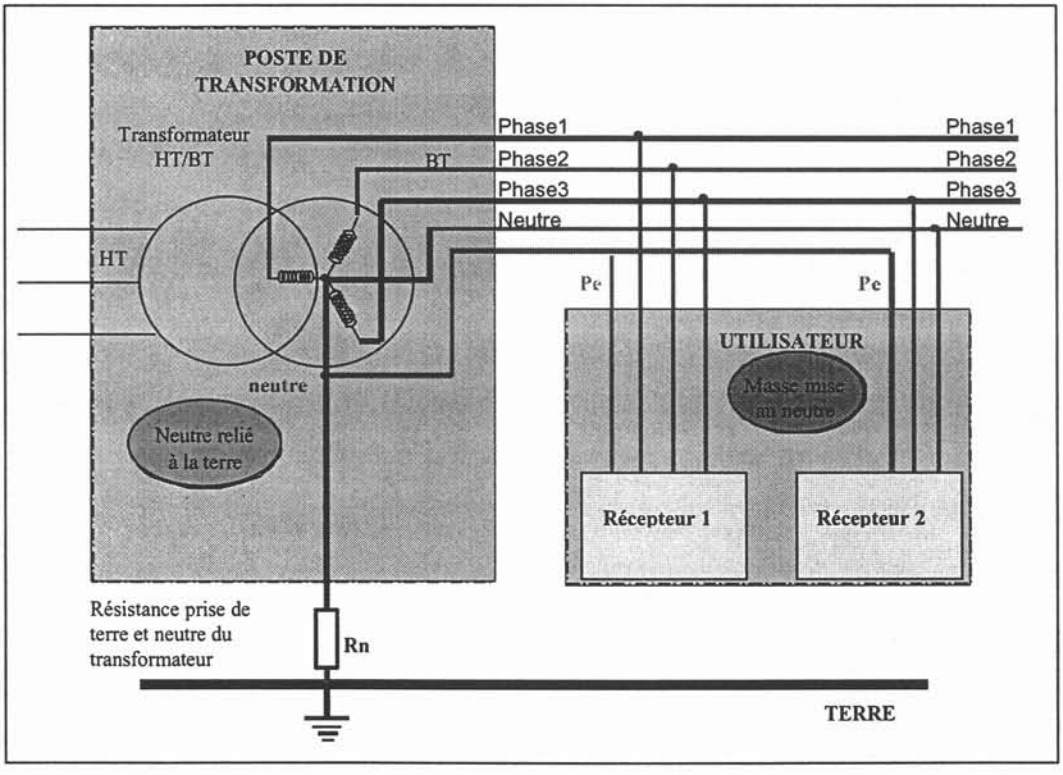


Figure 79 : Régime TN.

En présence d'un défaut d'isolement, le courant est limité par l'impédance des câbles de la boucle en défaut. Nous nous trouvons en présence d'un court-circuit phase neutre, dont l'intensité de défaut est importante.

Il existe en fait, deux schémas d'installation possibles : les schémas TNC et TNS.

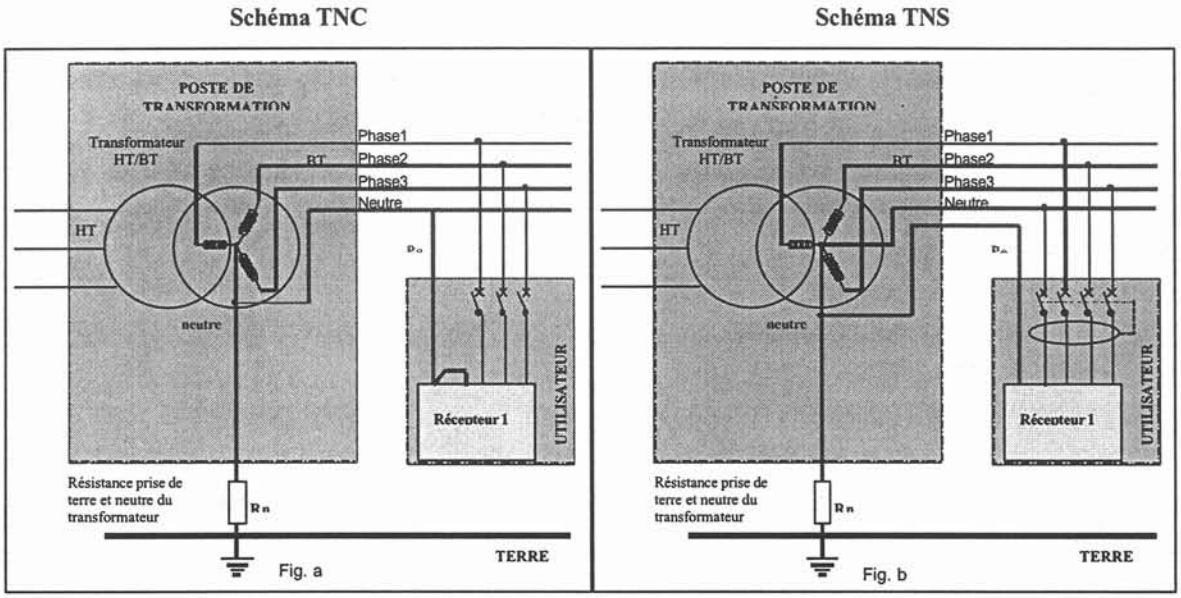


Figure 80 : Différent branchement du régime TN.

Schéma TNC : Le neutre et le conducteur de protection PE sont **C**onfondus (Figure 80a).

Le conducteur qui sert de neutre et de protection s'appelle le **PEN** .

Le conducteur neutre du récepteur est connecté au conducteur de protection PEN.

Ceci permet de n'utiliser qu'un dispositif de protection tripolaire (au lieu d'un tétra-polaire pour la prise en compte du neutre).

Un défaut franc au niveau du récepteur équivaut à la création d'un court-circuit entre la phase et le neutre.

Le schéma TNC est le schéma d'installation qui sera toujours recherché. A défaut de pouvoir utiliser le schéma TNC, on utilisera le schéma d'installation TNS (dont le coût est plus élevé).

L'utilisation de ce schéma n'est autorisé que sur les conducteurs de section supérieure à :

- 10 mm² pour les conducteurs en cuivre.
- 16 mm² pour les conducteurs en aluminium.

Schéma TNS : Le neutre et le conducteur de protection PE sont **S**éparés (Figure 80b).

Le dispositif de protection doit comporter un pôle pour la coupure du conducteur neutre (appareil tétra-polaire).

Un défaut franc au niveau du récepteur équivaut à la création d'un court-circuit entre la phase et le neutre.

Le schéma TNS est à utiliser dans les cas où le schéma TNC ne peut convenir, c'est-à-dire :

- lorsque la section des conducteurs est > à 10 mm² pour le cuivre.
- lorsque la section des conducteurs est > à 16 mm² pour l'aluminium.
- lorsqu'une longueur de câbles trop importante fait baisser la valeur du courant de court-circuit et par conséquent, le temps de déclenchement du dispositif de protection.

La tension de masse qui apparaît est supérieure à la tension de sécurité (50 V), l'ouverture du circuit doit s'effectuer en un temps inférieur à celui de l'électrisation.

Le défaut est toujours similaire à un court-circuit entre la phase et le neutre, l'ouverture du circuit sera réalisée par un disjoncteur ayant un pouvoir de coupure adéquate.

La protection des personnes sera efficace si quelque soit le lieu du défaut, le courant est supérieur au seuil de fonctionnement du dispositif de protection.

V Régime de neutre IT.

Le neutre du transformateur est **isolé** de la terre (neutre isolé) ou dans certains cas relié à celle-ci par l'intermédiaire d'une impédance de forte valeur (neutre impédant).

Les masses métalliques sont reliées à la **terre** par l'intermédiaire du PE.

V.1 Introduction.

C'est un régime utilisé aussi bien dans le monde professionnel que dans les pays scandinaves.

V.2 Schéma de principe.

Le schéma de principe est le suivant (Figure 81).

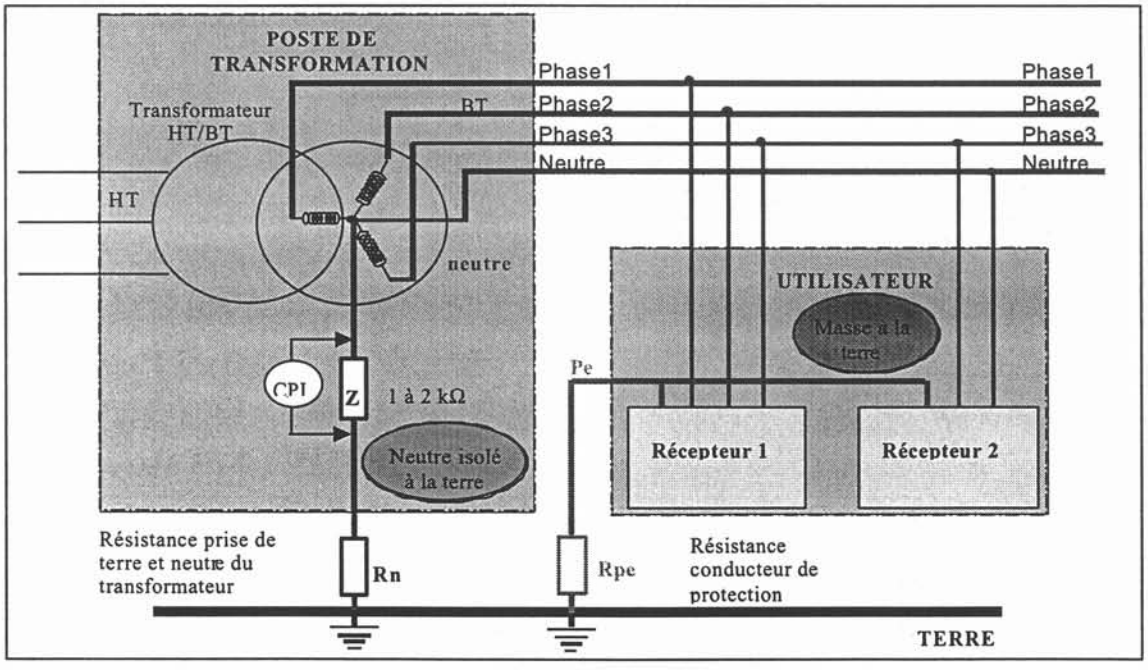


Figure 81 : Régime IT.

L'avantage d'un tel système est qu'au premier défaut de l'installation, lorsqu'une phase est en contact avec les masses ou en contact direct sur un conducteur actif, il ne se passe rien car le neutre est très impédant vis-à-vis des masses et de la terre. Il y a toutefois un courant très faible et sans danger qui circule et qui est détecté par le contrôleur permanent d'isolement (CPI). Celui-ci donne l'alerte de manière à éliminer le défaut. En effet, un défaut permanent tel qu'une phase en contact avec les masses transforme le régime IT en un régime similaire au régime TN. Ainsi, les disjoncteurs ou fusibles vont protéger de tout nouveau défaut, mais pas des contacts directs. C'est pourquoi, il est recommandé de placer en tête d'installation un dispositif différentiel de 30 mA.

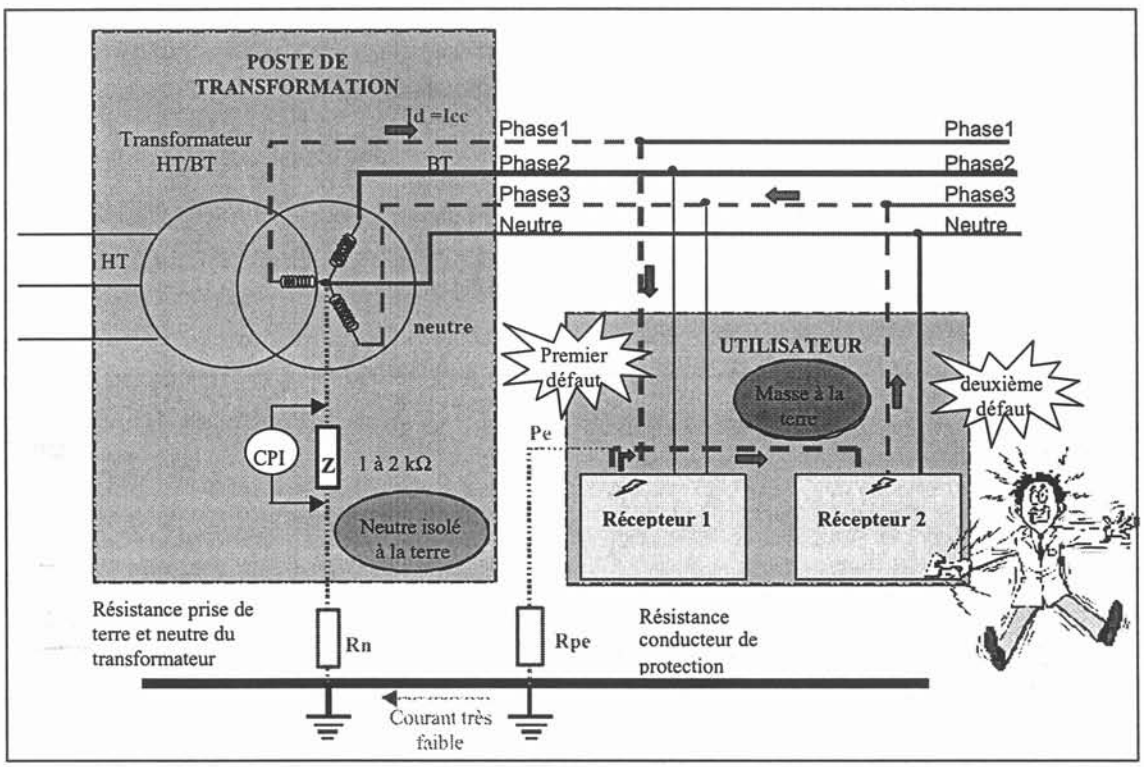


Figure 82 : Exemple de 2 défauts.

VI Choix du type de protection.

Pour choisir son propre régime de neutre, l'utilisateur doit être propriétaire de son transformateur MT/BT.

Ce choix dépend :

- Des caractéristiques de l'installation :
  - Niveau d'isolement.
  - Etendue de l'installation.
  - Lignes extérieures.
  - Vétusté.
- Des conditions d'exploitations : risques d'incendie ou d'explosion.
- Des impératifs d'exploitations : besoin de continuité de service.
- De la norme : régime TT obligatoire pour les abonnés BT et les établissements scolaires.

Annexe 1

Nature du réseau	Imposé	Conseillé	Possible	Déconseillé
Abonné EDF BT	TT			
Etablissement scolaire	TT			
Réseau très étendu avec de bonnes prises de terre		TT	TN	IT
Réseau très étendu avec de mauvaises prises de terre		TT		TN – IT
Réseau perturbé (orages)		TN	TT	IT
Réseau avec lignes aériennes		TT	TN	IT
Locaux avec risques d'incendies		TT – IT		TN
Locaux avec modifications fréquentes		TT	IT	TN
Locaux avec continuité de terre incertaine (locaux anciens)		TT		TN - IT

ANNEXE 2

Modélisation en régime linéaire

On suppose le tore déroulé

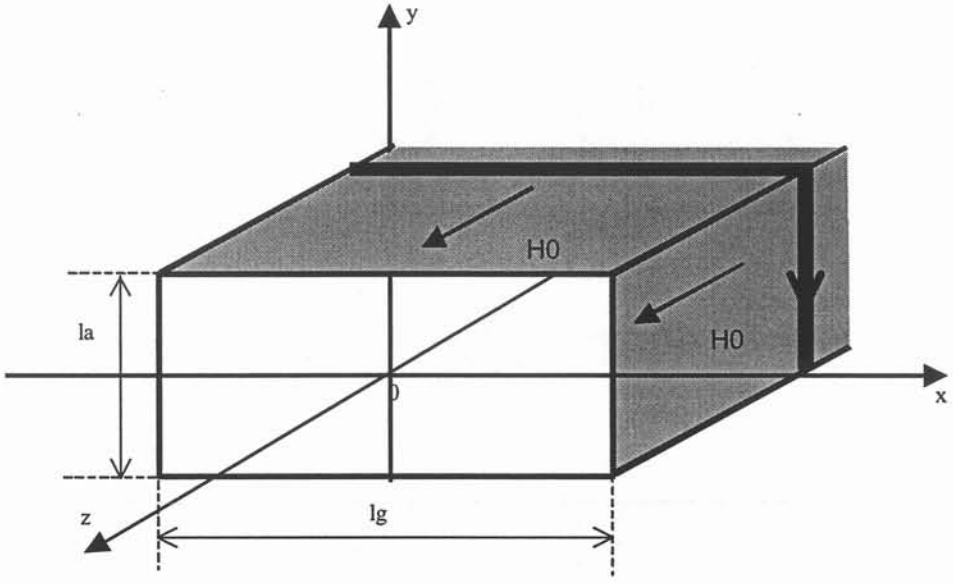


Figure 83 : Géométrie étudiée.

On part des équations de Maxwell et des équations du milieu

Equations locales		Relation dépendant du milieu	
$\overrightarrow{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	Équation 32	$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$	Équation 33
$\overrightarrow{rot}(\vec{H}) = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	Équation 34		
$div(\vec{B}) = 0$	Équation 35	$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$	Équation 36
$div(\vec{D}) = \rho$	Équation 37		

Tableau 3 : Equations de Maxwell.

Puisque l'on a un problème en 2D, on considère que la longueur suivant z est grande par rapport aux autres donc le champ Hz ne dépend que de x et y.

Puisque notre matériau est conducteur nous pouvons négliger le courant de déplacement par rapport au courant de conduction J.

Formons

$$\overrightarrow{\mathrm{rot}}\,(\overrightarrow{\mathrm{rot}}(\vec{\mathrm{H}})) = \overrightarrow{\mathrm{rot}}\,(\vec{\mathrm{J}}) \qquad \text{Équation 38}$$

$$\overrightarrow{\mathrm{grad}}\,(\mathrm{div}(\vec{\mathrm{H}})) - \Delta\vec{\mathrm{H}} = -\sigma \cdot \frac{\mathrm{d}\vec{\mathrm{B}}}{dt} \qquad \text{Équation 39}$$

$$\Delta\vec{H} = \sigma \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} \qquad \text{Équation 40}$$

On trouve l'équation différentielle en supposant que le champ est sinusoï dal
En séparant les variables d'espace et de temps nous obtenons $Hz(x,y,t) = Hz(x,y) \cdot T(t)$

$$\frac{\partial^2 Hz(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 Hz(x,y)}{\partial y^2} - j \cdot \omega \cdot \sigma \cdot \mu \cdot Hz(x,y) = 0 \qquad \text{Équation 41}$$

on peut poser $\frac{\partial^2 Hz(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 Hz(x,y)}{\partial y^2} + \underline{\beta}^2 \cdot Hz(x,y) = 0$ avec $\underline{\beta}^2 = j \cdot \omega \cdot \sigma \cdot \mu$

avec comme condition aux limites H0

I Modèle utilisé par [FOUASSIER].

Nous pouvons utiliser la méthode de Borgnis_Bomwich qui consiste à séparer les variables d'espace (utilisée pour les phénomènes de propagation). Cette méthode a été aussi développée par [BEWLEY]

C'est à dire $Hz(x,y,t) = X(x) \cdot Y(y)$ et on obtient

$$\frac{1}{X(x)} \cdot \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} + \frac{1}{Y(y)} \cdot \frac{\partial^2 Y(y)}{\partial y^2} + \underline{\beta}^2 = 0 \qquad \text{Équation 42}$$

ou encore puisque l'on considère les variables x et y indépendante

$$\begin{cases} \frac{1}{X(x)} \cdot \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} + \underline{\beta x}^2 = 0 \\ \frac{1}{Y(y)} \cdot \frac{\partial^2 Y(y)}{\partial y^2} + \underline{\beta y}^2 = 0 \end{cases} \quad \text{avec } \underline{\beta}^2 = \underline{\beta x}^2 + \underline{\beta y}^2 \qquad \text{Équation 43}$$

Ces deux équations ont pour solution

$$\begin{cases} X(x) = C1 \cdot \cos(\underline{\beta x} \cdot x) + C2 \cdot \sin(\underline{\beta x} \cdot x) \\ Y(y) = C3 \cdot \cos(\underline{\beta y} \cdot y) + C4 \cdot \sin(\underline{\beta y} \cdot y) \end{cases} \qquad \text{Équation 44}$$

Nous avons comme condition aux limites $X[-x] = X[x]$
$Y[-x] = Y[x]$

soit $Hz(x,y) = C \cdot \cos(\underline{\beta x} \cdot x) \cdot \cos(\underline{\beta y} \cdot y)$ Équation 45

le champ électrique prend la forme de $\begin{cases} Ex(x,y) = Ex \cdot \cos(\underline{\beta x} \cdot x) \cdot \sin(\underline{\beta y} \cdot y) \\ Ey(x,y) = Ey \cdot \cos(\underline{\beta y} \cdot y) \cdot \sin(\underline{\beta x} \cdot x) \end{cases}$

De plus les courants induits ne peuvent pas s'échapper du matériau magnétique et doit donc être tangent à la surface extérieure. D'où nos conditions aux limites pour le champ E.

$$\forall\ |x| \le \frac{lg}{2} \text{ on a } Ex\left(\pm\frac{lg}{2}, y\right) = 0 \qquad cos\left(\underline{\beta}x \cdot \frac{lg}{2}\right) = 0 \quad \Rightarrow \quad \underline{\beta}x = (2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{lg}$$

$$\forall\ |y| \le \frac{la}{2} \text{ on a } Ey\left(x, \pm\frac{la}{2}\right) = 0 \qquad cos\left(\underline{\beta}y \cdot \frac{la}{2}\right) = 0 \quad \Rightarrow \quad \underline{\beta}y = (2 \cdot m + 1) \cdot \frac{\pi}{la}$$

$$\begin{cases} Ex(x,y) = \sum_n Ex_n \cdot \cos((2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{\lg} \cdot x) \cdot \sin\left[\sqrt{\beta^2 - \left[(2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{\lg}\right]^2} \cdot y\right] \\ Ey(x,y) = \sum_m Ey_m \cdot \cos((2 \cdot m + 1) \cdot \frac{\pi}{la} \cdot y) \cdot \sin\left[\sqrt{\beta^2 - \left[(2 \cdot m + 1) \cdot \frac{\pi}{la}\right]^2} \cdot x\right] \end{cases} \quad \text{Équation 46}$$

de ces expressions on déduit celle de *Hz(x,y)* grâce à la relation $\overrightarrow{rot}(\vec{E}) = -j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \vec{H}$

$$-j \cdot \omega \mu \cdot Hz(x,y) = \sum_n Ex_n \cdot \sqrt{\beta^2 - \left[(2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{\lg}\right]^2} \cdot \cos\left[(2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{\lg} \cdot x\right] \cdot \cos\left[\sqrt{\beta^2 - \left[(2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{\lg}\right]^2} \cdot y\right]$$
$$+ \sum_m Ey_m \cdot \sqrt{\beta^2 - \left[(2 \cdot m + 1) \cdot \frac{\pi}{la}\right]^2} \cdot \cos\left[(2 \cdot m + 1) \cdot \frac{\pi}{la} \cdot x\right] \cdot \cos\left[\sqrt{\beta^2 - \left[(2 \cdot m + 1) \cdot \frac{\pi}{la}\right]^2} \cdot x\right] \quad \text{Équation 47}$$

on peut l'écrire également

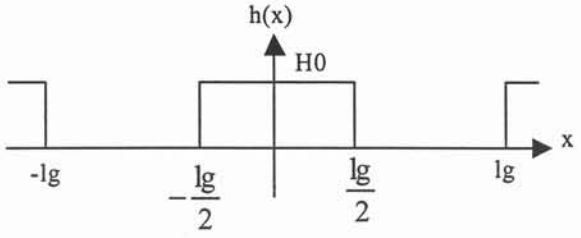
$$Hz(x,y) = \sum_n A_n \cdot \cos\left[(2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{\lg} \cdot x\right] \cdot \cos\left[\sqrt{\beta^2 - \left[(2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{\lg}\right]^2} \cdot y\right]$$
$$+ \sum_m B_m \cdot \cos\left[(2 \cdot m + 1) \cdot \frac{\pi}{la} \cdot x\right] \cdot \cos\left[\sqrt{\beta^2 - \left[(2 \cdot m + 1) \cdot \frac{\pi}{la}\right]^2} \cdot x\right] \quad \text{Équation 48}$$

Pour déterminer les coefficients A_n et B_m, on fixe *Hz(x,y)=H0* sur la surface externe

Soit $\forall\ |x| \le \frac{lg}{2}$

$$H0 = \sum_n A_n \cdot \cos\left[\sqrt{\beta^2 - \left[(2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{\lg}\right]^2} \cdot \frac{la}{2}\right] \cdot \cos\left[(2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{\lg} \cdot x\right] \quad \text{Équation 49}$$

Cette dernière relation apparaît comme le développement en série de Fourier d'une fonction de x de période 2.lg. On peut représenter celle-ci par une fonction h.



Pour que l'identité soit satisfaite il faut que

$$A_n \cdot \cos\left[\sqrt{\beta^2 - \left[(2\cdot n+1)\cdot\frac{\pi}{\lg}\right]^2}\cdot\frac{la}{2}\right] = \frac{4}{\pi}\cdot H0\cdot\frac{(-1)^n}{2\cdot n+1} \qquad \text{Équation 50}$$

On fait de même pour $|y| \le \frac{la}{2}$ et on utilise le même raisonnement

Et on obtient $B_m \cdot \cos\left[\sqrt{\beta^2 - \left[(2\cdot m+1)\cdot\frac{\pi}{la}\right]^2}\cdot\frac{\lg}{2}\right] = \frac{4}{\pi}\cdot H0\cdot\frac{(-1)^m}{2\cdot m+1}$ Équation 51

Maintenant on peut en déduire le modèle 2D en remplaçant *An* et *Bm*
Et on obtient le résultat suivant :

$$\underline{Hz}(x,y) = \frac{4}{\pi}\cdot H0\cdot\sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-1)^n}{2\cdot n+1}\cdot\left\{\begin{array}{l}\cos\left[(2\cdot n+1)\cdot\pi\cdot\frac{x}{la}\right]\cdot\frac{\cos\left[\sqrt{\underline{\beta}^2-(2\cdot n+1)^2\cdot\frac{\pi^2}{la^2}}\cdot y\right]}{\cos\left[\sqrt{\underline{\beta}^2-(2\cdot n+1)^2\cdot\frac{\pi^2}{la^2}}\cdot\frac{\lg}{2}\right]}+\ldots..\\ \cos\left[(2\cdot n+1)\cdot\pi\cdot\frac{y}{\lg}\right]\cdot\frac{\cos\left[\sqrt{\underline{\beta}^2-(2\cdot n+1)^2\cdot\frac{\pi^2}{\lg^2}}\cdot x\right]}{\cos\left[\sqrt{\underline{\beta}^2-(2\cdot n+1)^2\cdot\frac{\pi^2}{\lg^2}}\cdot\frac{la}{2}\right]}\end{array}\right\} \qquad \text{Équation 52}$$

Il faut tout de même faire attention car on utilise le modèle 2D en déroulant le tore. On ne tient pas compte de l'effet de l'axisymétrie. Car dans un tore, sur le rayon intérieur on a H0 puis le champ décroît en $\frac{1}{x}$. Pour tenir compte du problème axisymétrique il faut passer en coordonné cylindrique, ce qui nous fais apparaître des fonctions de Bessel.

Une étude a été réalisée par [NAMJOSHI] en faisant apparaître l'effet de l'axisymetrie

II Utilisation de la transformé de Fourier.

Utilisons la méthode décrite [PARODI] pour résoudre l'équation aux dérivées partielles suivante :

$$\frac{\partial^2 Hz(x,y,t)}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 Hz(x,y,t)}{\partial y^2}=\sigma\cdot\mu\cdot\frac{\partial Hz(x,y,t)}{\partial t}$$

avec comme conditions aux limites

$$\begin{aligned} H(x,0,t) &= Hm\cdot\sin(\omega\cdot t) \quad \forall \quad 0\le x\le a \\ H(x,b,t) &= Hm\cdot\sin(\omega\cdot t) \quad \forall \quad 0\le x\le a \\ H(0,y,t) &= Hm\cdot\sin(\omega\cdot t) \quad \forall \quad 0\le y\le b \\ H(a,y,t) &= Hm\cdot\sin(\omega\cdot t) \quad \forall \quad 0\le y\le b \end{aligned}$$

Équation 53

On fait un changement de variable de tel sorte que nos conditions initiales soient nulles

$$V(x,y,t)=Hz(x,y,t)-Hm\cdot\sin(\omega\cdot t)$$

Équation 54

L'équation de diffusion devient

$$\frac{\partial^2 V(x,y,t)}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 V(x,y,t)}{\partial y^2}=\sigma\cdot\mu\cdot\frac{\partial}{\partial t}\left(V(x,y,t)+Hm\cdot\sin(\omega\cdot t)\right)$$

Équation 55

$$\frac{\partial^2 V(x,y,t)}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 V(x,y,t)}{\partial y^2}=\sigma\cdot\mu\cdot\frac{\partial V(x,y,t)}{\partial t}+\sigma\cdot\mu\cdot Hm\cdot\omega\cdot\cos(\omega\cdot t)$$

Équation 56

$$\frac{\partial^2 V(x,y,t)}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 V(x,y,t)}{\partial y^2}=\sigma\cdot\mu\cdot\frac{\partial V(x,y,t)}{\partial t}+f(x,y,t)$$

Équation 57

On va chercher les solutions pour (Problème aux valeurs propres associées)

$$\frac{\partial^2 V(x,y,t)}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 V(x,y,t)}{\partial y^2}=-\alpha\cdot V(x,y,t)$$

Équation 58

On obtient les valeurs propres suivantes $\alpha_{n,p}=\pi^2\cdot\left(\left(\frac{n}{a}\right)^2+\left(\frac{p}{b}\right)^2\right)$ avec n et p entier

Soit les solutions pour *V(x,y,t)*

$$V(x,y,t)=\sum_n\sum_p V_{n,p}(t)\cdot\sin\left(\frac{n\cdot\pi\cdot x}{a}\right)\cdot\sin\left(\frac{p\cdot\pi\cdot y}{b}\right)$$

Équation 59

On transforme *f(x,y,t)* en série de la même façon :

$$f(x,y,t)=\sum\sum F_{n,p}(t)\cdot\sin\left(\frac{n\cdot\pi\cdot x}{a}\right)\cdot\sin\left(\frac{p\cdot\pi\cdot y}{b}\right)$$

Équation 60

Avec $$F_{n,p}(t)=\frac{4}{a\cdot b}\cdot\int_0^a\int_0^b f(x,y,t)\cdot\sin\left(\frac{n\cdot\pi\cdot x}{a}\right)\cdot\sin\left(\frac{p\cdot\pi\cdot y}{b}\right)\cdot dy\cdot dx$$ Équation 61

Et on obtient avec n et p impaires

$$F_{n,p}(t)=\frac{16\cdot\sigma\cdot\mu\cdot\omega\cdot Hm}{n\cdot n\cdot\pi^2}\cdot\cos(\omega\cdot t)$$ Équation 62

On remplace $V(x,y,t)$ et $f(x,y,t)$ par $V_{n,p}(t)$ et $F_{n,p}(t)$ dans notre équation ainsi on déterminera chaque solution pour chaque valeurs associées n et p, soit

$$-\alpha_{n,p}\cdot V_{n,p}(t)=\sigma\cdot\mu\cdot\frac{dV_{n,p}(t)}{dt}+F_{n,p}(t)$$ Équation 63

On résout cette équation différentielle et on obtient

$$V_{n,p}(t)=-\frac{1}{\sigma\cdot\mu}\cdot\int_0^t F_{n,p}(\tau)\cdot e^{-\frac{\alpha_{n,p}}{\sigma\mu}\cdot\tau}\cdot d\tau+cste\cdot e^{-\frac{\alpha_{n,p}}{\sigma\mu}\cdot t}$$ Équation 64

Or les conditions initiales sont $V(x,y,0)=0$ soit $V_{n,p}(0)=0$

Ce qui implique que $Cste= V_{n,p}(0)=0.$
Soit

$$V_{n,p}(t)=\frac{16\cdot Hm\cdot\omega}{n\cdot p\cdot\pi^2\cdot\left(\left(\frac{\alpha_{n,p}}{\sigma\cdot\mu}\right)^2+\omega^2\right)}\cdot\left(\omega\cdot\sin(\omega\cdot t)+\frac{\alpha_{n,p}}{\sigma\cdot\mu}\cdot\left(\left(\cos(\omega\cdot t)-\cdot e^{-\frac{\alpha_{n,p}}{\sigma\mu}t}\right)\right)\right)$$ Équation 65

avec n et p impaires

D'où la solution générale pour le champ magnétique

$$Hz(x,y,t)=\sum_{n=1,3,5}\sum_{p=1,3,5}V_{n,p}(t)\cdot\sin\left(\frac{n\cdot\pi\cdot x}{a}\right)\cdot\sin\left(\frac{p\cdot\pi\cdot y}{b}\right)+Hm\cdot\sin(\omega\cdot t)$$ Équation 66

Grâce à cette méthode de calcul nous pouvons faire apparaître l'influence de la géométrie sur les courants induits. De plus nous pouvons remarquer que ces courants empêchent le champ magnétique de pénétrer ce qui provoque un déphasage entre le champ magnétique et l'induction. Ce résultat est présenté sur les courbes de Lissajous Figure 84.

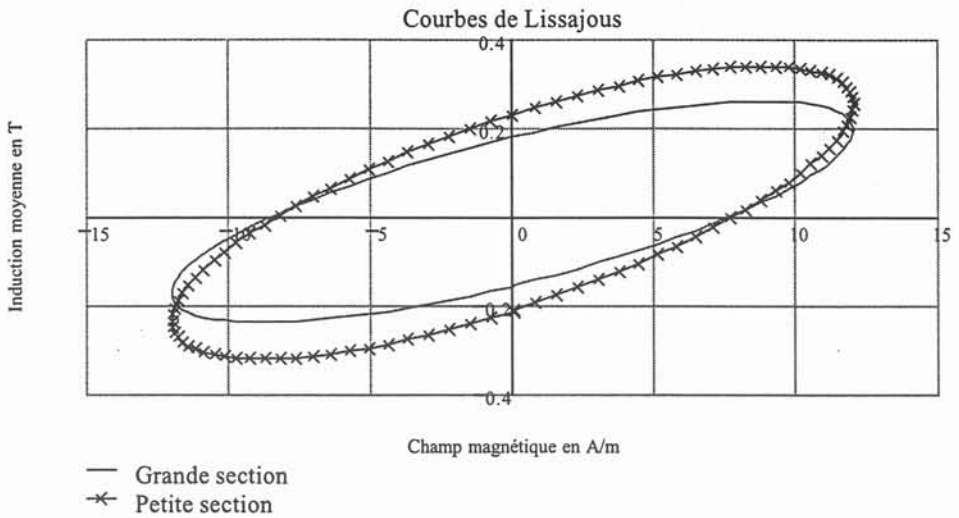


Figure 84 : Courbes Lissajous pour la grande section et la petite section.

Ce modèle est très intéressant car il nous permet de voir l'évolution du champ H est de l'induction B en fonction du temps, ainsi de déterminer l'angle de déphasage entre eux. On remarque bien aussi que le retard entre le champ et l'induction est provoqué par les courants induits qui empêche celui-ci de pénétrer a l'intérieur du matériau. De plus on peut voir aussi le régime transitoire de l'induction moyenne lorsque l'on lui applique un champ sinusoï dal brusquement Figure 85.

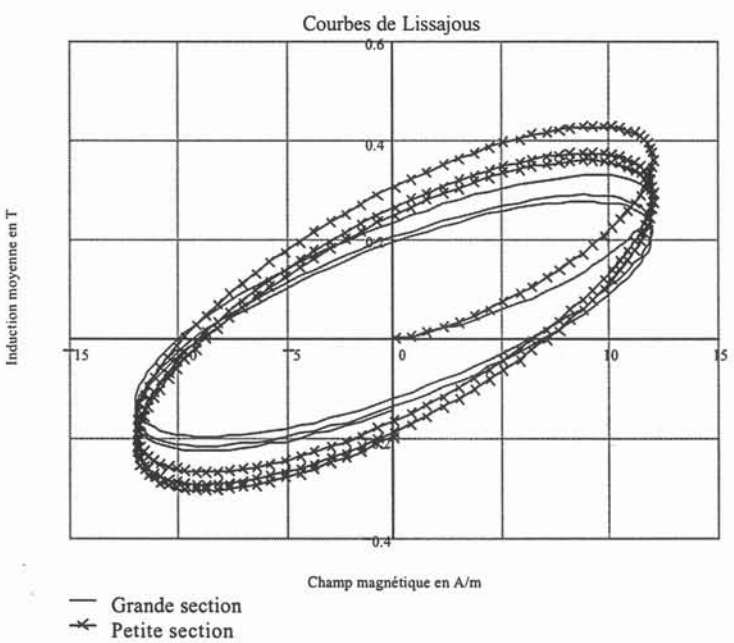


Figure 85 : Régime transitoire de B en fonction de H.

ANNEXE 3

Modélisation en régime saturé

I Introduction.

Le calcul de la profondeur de pénétration est déterminé par le calcul en régime linéaire (en prenant une perméabilité relative constante quel que soit le champ). Cette profondeur calculée est trop petite quand nous la comparons avec les mesures faites sur nos échantillons (après calcul). C'est pour cela qu'il faut déterminer l'influence de la saturation sur le calcul de la profondeur de pénétration.

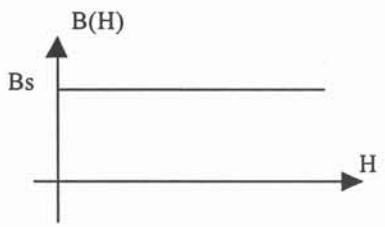
Le fer Nickel à l'état massif, et tous les autres alliages de fer, ont des allures de courbes B(H) non linéaire ce qui pose d'énorme problème pour la résolution des équations de Maxwell. Pour les matériaux haute perméabilité (qui sature rapidement), nous pouvons utiliser une courbe B(H) simplifiée.

II Méthode B(H) simplifié.

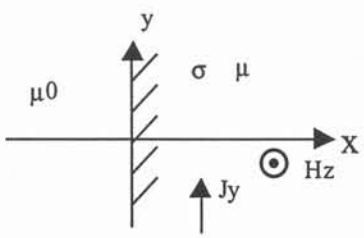
II.1 Calcul.

Cette méthode a été développée par [McCONNELL], [MACLEAN] et finalisée par [AGARWAL].

- Allure de la courbe B(H)



- Plaque infinie



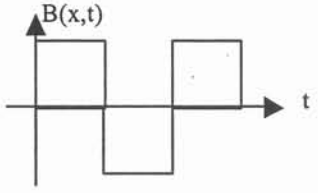
Si on repart des équations de Maxwell, on trouve que

$$\overrightarrow{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \Rightarrow \quad \frac{dJy(x,t)}{dx} = \sigma \cdot \frac{\partial Bz(x,t)}{\partial t}$$ Équation 67

$$\overrightarrow{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \quad \Rightarrow \quad \frac{dHz(x,t)}{dx} = Jy(x,t) \qquad \text{Équation 68}$$

et si on réutilise l'équation $\Delta\vec{H} = \sigma \cdot \frac{d\vec{B}}{dt}$ qui est valable en régime linéaire et saturé

Et en utilisant la courbe B(H) simplifié, l'induction ne peut prendre que deux valeurs ± Bs. Si on suppose H sinusoï dal et la caractéristique simplifiée de notre matériau, nous avons l'allure de B(t) comme suit :



L'équation $\Delta\vec{H} = \sigma \cdot \frac{d\vec{B}}{dt}$ devient $\Delta\vec{H}z(x, t) = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d^2Hz(x,t)}{d^2x} = 0$

d'où l'allure de H dans le matériau $H(x,t) = A(t) \cdot x + B(t)$ Équation 69

et on en déduit l'allure de la densité de courant dans le matériau par

$$Jy(x,t) = \frac{dHz(x,t)}{dx} = A(t) \qquad \text{Équation 70}$$

On applique un champ magnétique sur la surface de notre plaque, l'expression de ce champ est donc de la forme $H(0,t) = Hm \cdot \sin(\omega \cdot t)$. Ce champ ne va pas pénétrer instantanément dans le matériau, mais il va se déplacer de plus en plus vers l'intérieur de celui-ci. Cette pénétration du champ va changer l'état de saturation de notre matériau et va passer de –Bs à +Bs.

Si on considère une plaque infinie, quelque soit le temps t, on peut définir la "distance de pénétration" du champ par rapport à la surface que nous appelons ξ(t). Au delà, il n'y a pas de variation de flux car le champ n'est pas arrivé jusque là, donc il n'y a aucun champ électrique pour x>ξ(t) donc aucun courant induit. On peut maintenant représenter l'allure de la répartition B(x,t) ainsi que l'allure de J(x,t) à un instant "t" quelconque(Figure 86)

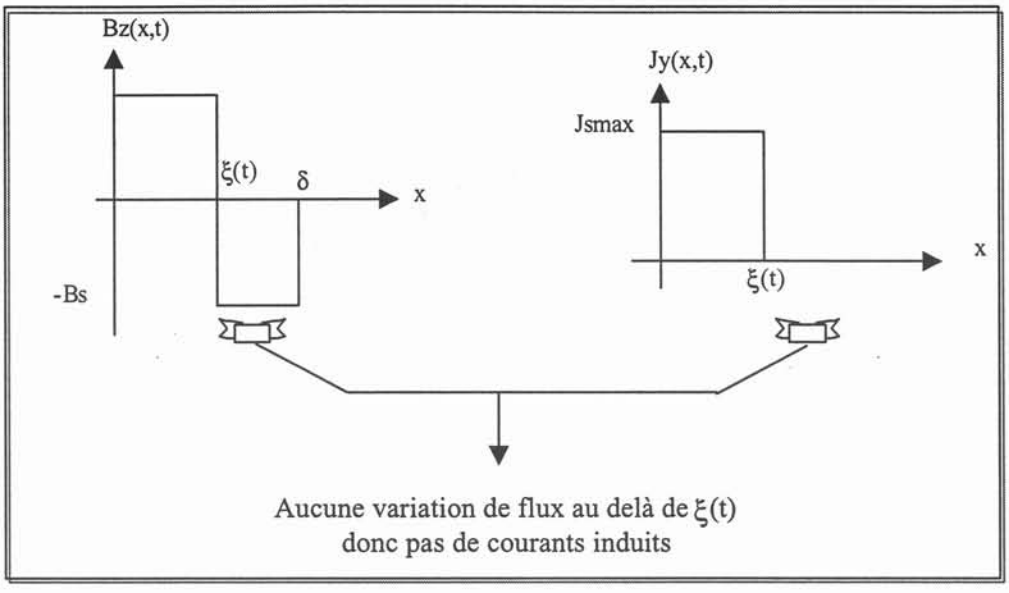


Figure 86 : Répartition de B(x,t) et de J(x,t) à un instant donnée.

Nous allons chercher la valeur de ξ(t) en fonction du temps ainsi nous pourrons déterminer notre épaisseur de peau en régime saturé. Pour cela nous reprenons les équations de Maxwell citées précédemment. Utilisons l'équation ($\Delta\vec{H} = \sigma \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$) pour trouver la densité de courant, nous obtenons

$$Jy(x,t) = \int_0^{\delta} \sigma \cdot \frac{dB(x,t)}{dt} \cdot dx = \sigma \cdot \frac{d}{dt}\left[\xi(t) \cdot Bs - (\delta - \xi(t)) \cdot Bs\right]$$

$$= 2 \cdot \sigma \cdot Bs \cdot \frac{d\xi(t)}{dt} \qquad \text{pour } x \le \xi(t)$$

$$= 0 \qquad \text{pour } x > \xi(t)$$

Équation 71

On utilise ensuite l'équation 3 pour déterminer l'allure de ξ(t) :

D'où $$Hz(x, t) = \int_0^{\xi(t)} Jy(x, t) \cdot dx = 2 \cdot \sigma \cdot Bs \cdot \xi(t) \cdot \frac{d\xi(t)}{dt}$$ Équation 72

De plus nous avons le champ magnétique qui est imposé par une bobine qui nous donne ainsi nos conditions initiales suivantes: $Hz(0, t) = Hm \cdot \sin(\omega \cdot t)$

$\xi(0)=0$

$$2 \cdot \sigma \cdot Bs \cdot \xi(t) \cdot \frac{d\xi(t)}{dt} = Hm \cdot \sin(\omega \cdot t)$$ Équation 73

Après résolution de l'équation différentielle nous obtenons le résultat suivant

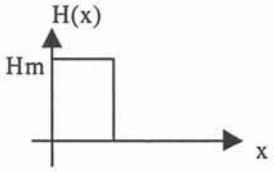
$$\xi(t) = \sqrt{\frac{2 \cdot Hm}{\sigma \cdot \omega \cdot Bs}} \cdot \sin(\frac{\omega \cdot t}{2}) = \delta \cdot \sin(\frac{\omega \cdot t}{2}) \quad \text{avec } \delta = \sqrt{\frac{2 \cdot Hm}{\sigma \cdot \omega \cdot Bs}} \qquad \text{Équation 74}$$

II.2 Coefficient empirique.

Dans son article, [AGARWAL] fait intervenir un coefficient empirique de $\frac{3}{4}$ sur l'induction à saturation. Ce coefficient a trouver une explication grâce à la méthode développée par [BOWDEN].

Nous allons essayer de l'expliquer d'une autre façon

- On considère que le champ H est uniforme dans une épaisseur "d"



Si le Champ H est constant dans une épaisseur "d" on va calculer l'énergie emmagasiné dans le matériau

$$H(x,t) = Hm \cdot e^{j \cdot \omega t} \quad \Rightarrow \quad E(x,t) = \frac{Hm}{\sigma \cdot d} \cdot e^{j \cdot \omega t} \qquad \text{Équation 75}$$

$$\text{soit} \quad \frac{d\overline{P}}{dSyz} = \frac{1}{2} \cdot Re\left\{\underline{E(0,t)} \cdot \underline{H(0,t)}^*\right\} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Hm^2}{\sigma \cdot d} \qquad \text{Équation 76}$$

En régime linéaire nous avons

$$H(x,t) = Hm \cdot e^{-\frac{x}{\delta}} \cdot e^{j\left(\omega \cdot t - \frac{x}{\delta}\right)} \quad \Rightarrow \quad E(x,t) = \frac{1+j}{\sigma \cdot \delta} \cdot Hm \cdot e^{-\frac{x}{\delta}} \cdot e^{j\left(\omega \cdot t - \frac{x}{\delta}\right)} \qquad \text{Équation 77}$$

$$\frac{d\overline{P}}{dSyz} = \frac{1}{2} \cdot Re\left\{\underline{E(0,t)} \cdot \underline{H(0,t)}^*\right\} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Hm^2}{\sigma \cdot \delta} \qquad \text{Équation 78}$$

En régime saturé nous avons

$$\text{on a} \quad J = 2 \cdot \sigma \cdot Bs \cdot \frac{d\xi(t)}{dt} \quad \text{soit} \quad E = 2 \cdot Bs \cdot \frac{d\xi(t)}{dt} = Bs \cdot \delta \cdot \omega \cdot \cos(\frac{\omega \cdot t}{2}) \qquad \text{Équation 79}$$

Le flux du vecteur de Poynting sur la surface extérieur nous donne

$$\frac{dP}{dSyz} = (\vec{E} \wedge \vec{H}) \cdot \vec{ne} = (\vec{E} \wedge \vec{H})\Big|_0 = E(0,t) \cdot H(0,t) \qquad \text{avec} \qquad H(0,t) = Hm \cdot \sin(\omega t) \qquad \text{Équation 80}$$

$$\text{Soit} \quad \frac{dP}{dSyz} = Bs \cdot \delta \cdot \omega \cdot \cos(\frac{\omega \cdot t}{2}) \cdot Hm \cdot \sin(\omega \cdot t) \qquad \text{Équation 81}$$

On calcul l'énergie moyenne emmagasinée pendant une demi période soit

$$\frac{d\overline{P}}{dSyz} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} \frac{dP}{dSyz} \cdot dt = \frac{8}{3} \cdot \frac{Bs \cdot \delta \cdot Hm}{T} \qquad \text{Équation 82}$$

en exprimant T en fonction de ω, et en cherchant à remplacer Bs, ω par $1/\delta^2$

$$\text{On trouve} \quad \frac{d\overline{P}}{dSyz} = \frac{1}{2} \cdot \frac{16}{3 \cdot \pi} \cdot \frac{Hm^2}{\sigma \cdot \delta} \qquad \text{Équation 83}$$

$$\text{Soit } d = \frac{3 \cdot \pi}{16} \cdot \delta \approx \frac{3}{4} \cdot \delta \qquad \text{Équation 84}$$

Nous pouvons faire l'hypothèse que le champ est concentré dans une épaisseur "d" en conservant la même énergie. Mais il ne faut pas oublier que cette hypothèse simplificatrice ne représente pas la réalité mais que ce n'est qu'une vue de l'esprit pour simplifier le modèle.

II.3 Validation expérimentale.

Pour illustrer les résultats donnés par cette méthode nous allons nous placer dans les hypothèses citées pour déterminer par calcul l'épaisseur de pénétration du champ. C'est à dire que l'on suppose un modèle 1D, une plaque d'épaisseur finie, et un champ magnétique important de 2000 A/m. Nous allons prendre comme référence les mesures sur le tore de grande section qui correspond à ces hypothèses. Nous obtenons le résultat suivant Figure 87

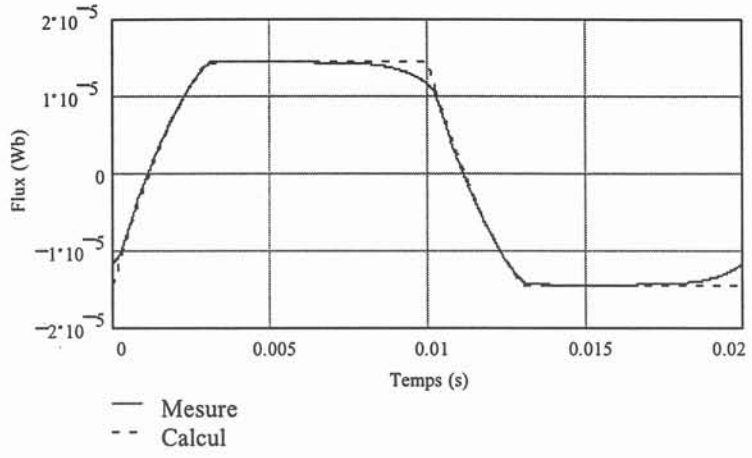


Figure 87 : Comparaison calcul [AGARWAL] et mesure du tore Grande section pour un champ magnétique de 2000 A/m.

Lorsque l'on se place dans les hypothèses cette méthode donne de très bons résultats. L'"arrondi" juste en dessous de 10 ms est du au domaine linéaire de la courbe B(H). Si l'on s'écarte des hypothèses soit pour un champ plus faible (140 A/m) (ou pour une autre géométrie). Nous obtenons les résultats suivant (Figure 88).

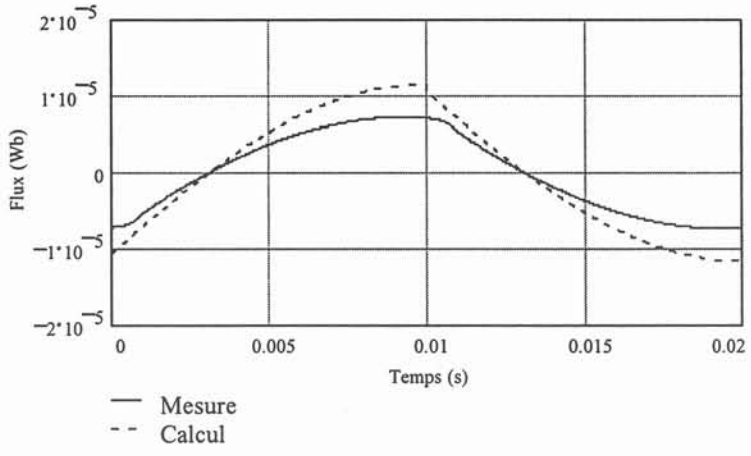


Figure 88 : Comparaison calcul [AGARWAL] et mesure du tore Grande section pour un champ magnétique de 140 A/m.

L'allure de la courbe calculée est intéressante mais on ne respecte pas les amplitudes. On peut appliquer cette méthode de calcul des courants induits pour des champs forts et pour des plaques d'épaisseur finies

III Perméabilité équivalente.

III.1 Introduction.

L'introduction d'une perméabilité équivalente est un artifice de calcul qui permet d'utiliser les modèles linaire que l'on peut déterminer sous forme analytique. Le principe de ces modèles c'est de trouver une nouvelle perméabilité, qui est différente de la perméabilité linéaire du matériau en quasi-statique. Cette nouvelle perméabilité est calculée en conservant soit l'énergie [SUBBA RAO], soit la même réluctance du circuit magnétique [GUERRIN]. Il faut savoir tout de même que ce calcul est vrai pour les valeurs globales comme le flux moyen ou l'induction moyenne dans le matériau.

III.2 Perméabilité équivalente [SUBBA RAO].

Le principe consiste à introduire une perméabilité complexe $\overline{\mu} = \mu_m \cdot e^{-j\cdot\theta}$ pour tenir compte de la non linéarité de la courbe B(H). L'argument θ dépend du degré de la saturation et du type de courbe B(H). Considérons une courbe de magnétisation (Figure 89), on peut calculer l'énergie spécifique B*H. Un champ magnétique sinusoï dal de valeur efficace H1, implique une induction non sinusoï dale de valeur efficace B1. Considérons les sinusoï des équivalentes de B et de H, leurs maximums peuvent être notés par Bm et Hm. L'énergie spécifique par unité de volume nous donne une relation entre les valeurs efficaces et les valeurs des maximums des sinusoï des équivalentes. Cette relation est $(2 \cdot B1 \cdot H1 = Bm \cdot Hm)$

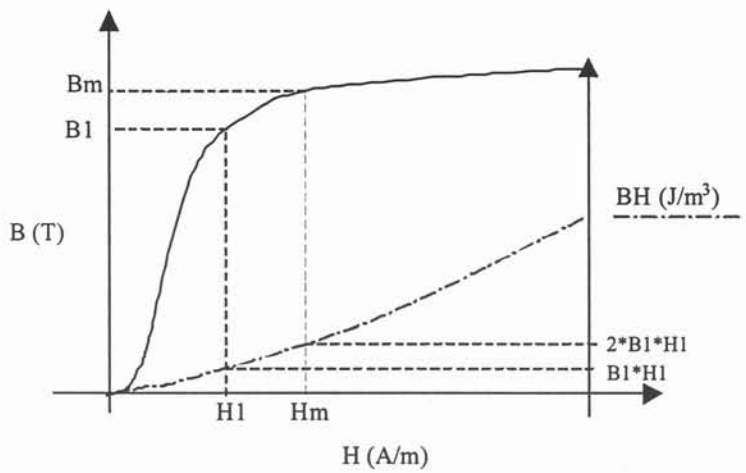


Figure 89 : Courbe B(H) et energie specifique.

Pour appliquer la méthode, nous connaissons en général la valeur efficace du champ magnétique. Nous pouvons donc en déduire la valeur de l'induction B1 en utilisant la courbe de magnétisation du matériau et en déduire l'énergie B1H1. En appliquant la relation précédente $(2 \cdot B1 \cdot H1 = Bm \cdot Hm)$, nous déterminons ainsi Hm. Ensuite grâce à la courbe B(H) nous obtenons Bm. Les Valeurs Bm et Hm correspondent aux valeurs des amplitudes des sinusoï des équivalentes pour conserver la même énergie. Ces amplitudes peuvent être représentées par un diagramme de phase (Figure 90). La projection sur l'axe horizontal représente leurs valeurs efficaces H1 et B1. Les vecteurs Bm et Hm sont ainsi déphasés d'un angle θ. Cet angle dépend donc de la non linéarité de la courbe B(H). En remarque si le matériau est linéaire nous trouvons bien sur θ=0.

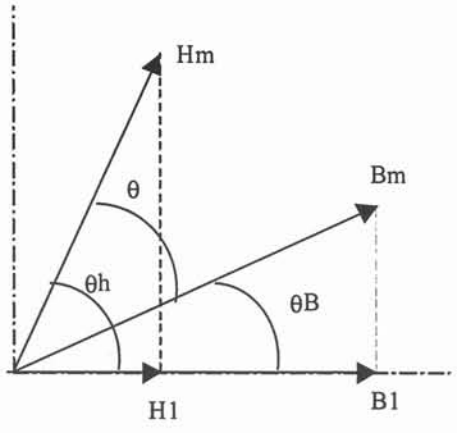


Figure 90 : Position de Hm et Bm.

Soit $\cos(\theta H) = \frac{H1}{Hm}$ et $\cos(\theta B) = \frac{B1}{Bm}$

Nous pouvons maintenant utiliser le modèle de [FOUASSIER] ou de [BEWLEY], en faisant intervenir la perméabilité équivalente précédente.

$$\text{Soit } \phi moy = \frac{8 \cdot a \cdot b}{\pi^2} \cdot \mu m \cdot e^{-j\cdot\theta} \cdot Hm \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2\cdot n+1)^2} \cdot \left[\frac{\tanh\left(\alpha_n \cdot \frac{a}{2}\right)}{\alpha_n \cdot \frac{a}{2}} + \frac{\tanh\left(\beta_n \cdot \frac{b}{2}\right)}{\beta_n \cdot \frac{b}{2}} \right] \qquad \text{Équation 85}$$

$$\text{Avec } \left\{ \begin{array}{l} \alpha_n = \sqrt{\frac{j\cdot\omega\cdot\mu m\cdot p}{\rho} + \left[\frac{\omega\cdot\mu m\cdot q}{\rho} + \left(\frac{n\cdot\pi}{b}\right)^2\right]} \\ \beta_n = \sqrt{\frac{j\cdot\omega\cdot\mu m\cdot p}{\rho} + \left[\frac{\omega\cdot\mu m\cdot q}{\rho} + \left(\frac{n\cdot\pi}{a}\right)^2\right]} \end{array} \right\} \text{ avec } \left| \begin{array}{l} p = \cos(\theta) \\ q = \sin(\theta) \end{array} \right. \qquad \text{Équation 86}$$

IV Forme des courbes B(H).

IV.1 Courbe B(H) de la forme d'un polynôme.

On trouve ce modèle de courbe dans les articles de [KESAMURTHY], [PORTSKY] avec une formulation en 1D. Mais [MUKERJI] l'utilise avec une formulation en 2D

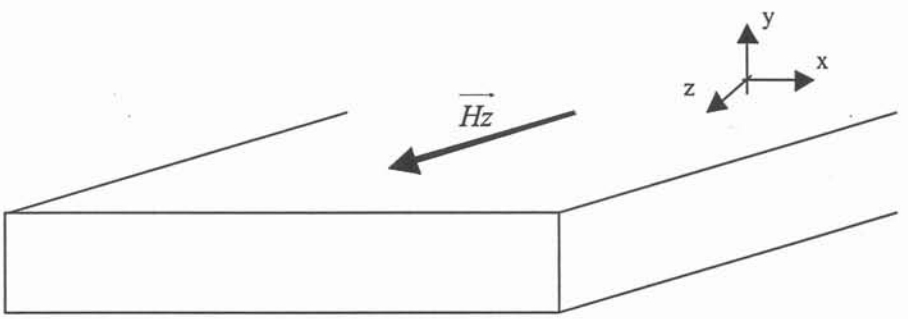
Le polynôme utilisé est de la forme $B(H) = a*H + b*H^3$, On ne peut pas utiliser cette méthode pour de grande amplitude de champ, c'est des modèles pour petit signaux. On les exploite souvent pour tenir compte du domaine de RAYLEIGH, d'ou la limite d'utilisation pour notre cas.

IV.2 Courbe B(H) de la forme d'une racine.

On trouve ce modèle dans l'article de [BOWDEN] avec une formulation en 1D. Pour les calculs, Il travail seulement sur l'amplitude des signaux, en considérant que le champ

et l'induction sont sinusoï daux à l'intérieur du matériau, ce qui est faux en réalité. Il tient compte de l'effet de saturation (de l'influence des harmoniques), à l'intérieur de celui-ci, en modifiant la courbe B(H) mesurée tout en conservant la même énergie.

Hypothèses de départ :
On a une plaque semi-infinie, on travail en 1D



On applique un champ sinusoï dal sur la face de la plaque $\overrightarrow{Hz}$

On doit résoudre l'équation de diffusion qui est de la forme $\Delta\vec{H} = \sigma \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$

Soit $\frac{\partial^2 H_z(x)}{\partial y^2} = \sigma \cdot \frac{\partial B_z(x)}{\partial t}$

avec comme simplification de la courbe $B(H) = a \cdot H^b$ avec $b \leq 1$

Pour résoudre l'équation de diffusion nous utilisons la courbe B(H) pour conserver les amplitudes de nos signaux soit l'allure du champ et de l'induction dans notre matériau.

$$\left.\begin{aligned} H &= \hat{H}_x \cdot \cos(\omega \cdot t + \varepsilon) \\ B &= \hat{B}_x \cdot \cos(\omega \cdot t + \varepsilon) \end{aligned}\right\}$$ avec $\hat{B}_x = a \cdot \hat{H}_x^{\,b}$ et ε l'angle de déphasage due à la pénétration du champ dans le matériau.

on obtient les équations différentielles à résoudre suivantes

$$\frac{\partial}{\partial y}\left[\sqrt[3]{\hat{H}_x} \cdot \sqrt{\frac{\partial^2 \hat{H}_x}{\partial y^2}}\right] = \sigma \cdot \omega \cdot a \cdot \hat{H}_x^{b+1}$$ Équation 87

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial y} = \sqrt{\frac{1}{\hat{H}_x} \cdot \frac{\partial^2 \hat{H}_x}{\partial y^2}}$$ Équation 88

La solution de cette équation est $\hat{H}_x = \hat{H}_{x0} \cdot (1 - \alpha \cdot y)^{\beta}$

ou $\hat{H}_{x0}$ est le champ maximum sur la plaque

$$\beta = \frac{2}{1-b}$$

$$\alpha = Kb \cdot \alpha s \quad \text{avec} \quad Kb = \sqrt{\sqrt{\frac{2}{(1+b)}} \cdot \frac{(1-b)^2}{(3+b)}}$$

$$\alpha_s = \sqrt{\frac{\omega \cdot \sigma \cdot \mu_s}{2}} = \frac{1}{\delta_f}$$

avec $\mu_s = a \cdot \hat{H}_{x0}^{b-1}$

On peut résoudre et $\varepsilon = \gamma \cdot \ln(1 - \alpha \cdot y)$ avec $\gamma = \frac{\sqrt{2 \cdot (1+b)}}{1-b}$

Cette méthode de calcul ne prend pas en compte les harmoniques dues à la saturation. Dans le calcul précédent nous conservions seulement les amplitudes sans tenir compte des déformations provoquées par la courbe B(H). Ainsi nous avions une relation faisant intervenir seulement des fonctions sinusoï dales. Pour pallier cet inconvénient pour le calcul des puissances, il modifie la courbe B(H) mesurée. Dans son article [AGARWAL], montre que lorsque le champ magnétique est sinusoï dal, les harmoniques du champ électrique E ne créé pas de perte supplémentaire dans le matériau. [BOWDEN] détermine cette nouvelle courbe grâce aux amplitudes des fondamentaux B et H. Pour cela, il calcul le fondamental de B pour un champ magnétique sinusoï dal, en utilisant l'approximation de Fröhlich qui représente mieux la courbe de magnétisation que la courbe qui utilise une racine soit $B(H) = \frac{H}{n + k \cdot H}$. Ainsi pour un champ magnétique sinusoï dal il détermine l'amplitude du fondamentale de B, en déduire une nouvelle courbe B(H)

Comme nous l'avons vu la méthode d'[AGARWAL] donne de bon résultat, nous pouvons la comparer avec celle de [BOWDEN]. Pour cela il suffit de mettre la variable b=0 et nous comparons l'allure de la pénétration du champ en fonction du champ magnétique maximum dont voilà les résultats Figure 91.

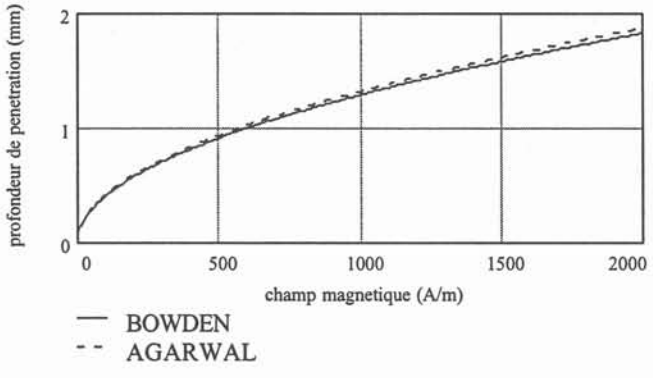


Figure 91 : Comparaison de la méthode d'[AGARWAL] et [BOWDEN].

On retrouve le même résultat que la méthode d'[AGARWAL], ce qui valide ce principe de calcul. Maintenant nous pouvons comparer l'influence d'une courbe de magnétisation non linéaire par rapport à une courbe parfaite. Si nous prenons une courbe B(H) comme sur la Figure 92, nous obtenons le résultat de la Figure 93. On s'aperçoit qu'il y a une légère différence entre les deux calculs. Le calcul d'[AGARWAL] sous estime la profondeur de pénétration si on fait intervenir une courbe de magnétisation non linéaire par rapport à la méthode de [BOWDEN].

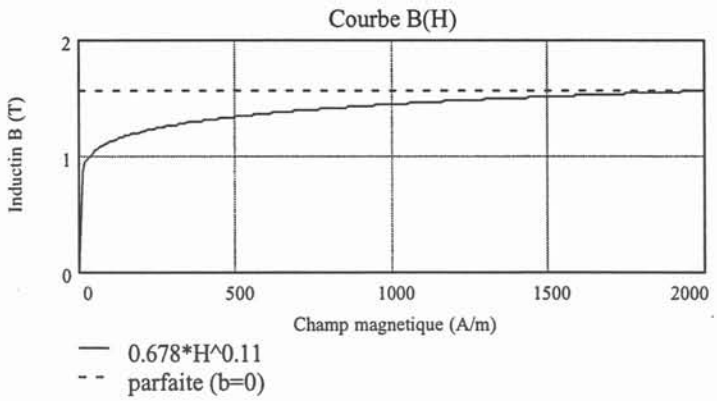


Figure 92 : Courbe B(H) parfaite et "réelle".

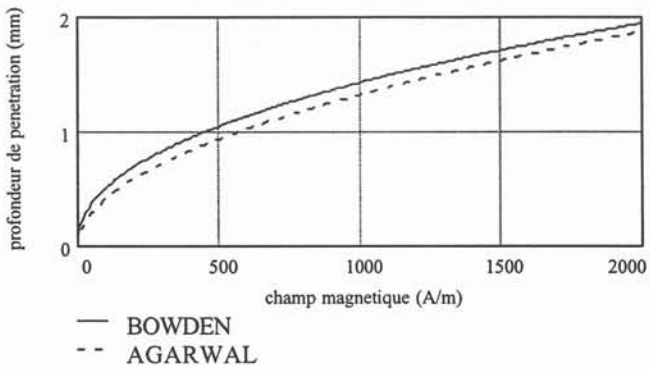


Figure 93 : Comparaison du calcul [AGARWAL] et [BOWDEN] avec une courbe "réelle".

ANNEXE 4

Brevet 1928.

DEUTSCHES REICH

AUSGEGEBEN AM
16. JUNI 1932

REICHSPATENTAMT

PATENTSCHRIFT

№ 552678

KLASSE 21c GRUPPE 68

A 74269 VIIIb/21c²

Tag der Bekanntmachung über die Erteilung des Patents: 26. Mai 1932

Rheinisch-Westfälisches Elektrizitätswerk A. G. in Wesel

Schutzschaltung zur Sicherung von Menschen und Tieren gegen Schaden durch Berührung eines spannungführenden Leiters eines Niederspannungsnetzes

552 678

Rheinisch-Westfälisches Elektrizitätswerk A. G. in Wesel

Schutzschaltung zur Sicherung von Menschen und Tieren gegen Schaden durch Berührung eines spannungführenden Leiters eines Niederspannungsnetzes

Patentiert im Deutschen Reiche vom 8. April 1928 ab

Zur Abwendung von Gefahren im Betrieb von Niederspannungsverteilungsanlagen werden Sicherheitseinrichtungen benutzt, welche die Anlage selbsttätig abschalten, sobald ein Isolationsfehler entsteht. Man verbindet zu dem Zweck beispielsweise die Metallteile, auf welchen Berührungspannungen entstehen können, durch eine Schutzleitung und schaltet zwischen diese und die Erde eine Fehlerstromspule ein. Zum selbsttätigen Abschalten der Anlage bei einem Erdschluß hat man auch einen Summenstromschalter verwendet. Es bestand bisher indessen noch kein Schutz beim Berühren eines der spannungführenden Leiter, also beispielsweise eines der Phasenleiter selbst, obwohl gerade hierauf zahlreiche Unglücksfälle in Hausinstallationen zurückzuführen sind. Die Erfindung betrifft die Vermeidung einer Schädigung eines die Phasenleitung selbst berührenden Menschen oder Tieres.

Nach der Erfindung wird mittels der beim Berühren der Verteilungsleitung durch den menschlichen oder tierischen Körper fließenden Stromableitung innerhalb einer die Schädigung des Berührenden ausschließenden Zeit (etwa innerhalb $^1/_{10}$ Sekunde) durch eine als hochempfindliche Schnellauslösung ausgebildete Summenstromlösung die Abschaltung des Verteilungsnetzes vorgenommen. Diese Sicherungsweise bietet den großen Vorzug, daß sie, abgesehen von der nur sehr selten vorkommenden gleichzeitigen und gleichartigen Berührung zweier Phasenleitungen, alle mit Verteilung des elektrischen Stromes verbundenen Gefahren beseitigt.

In der Zeichnung ist ein Ausführungsbeispiel dargestellt, bei dem die vier Stromkreise 1, 2, 3 und 4 an ein Drehstromnetz mit den Phasenleitern *R, S, T* und dem Nulleiter o angeschlossen sind. Jeder Stromkreis besitzt einen Schutzschalter *s* mit den auf den Schaltermechanismus wirkenden Stromspulen *t*. Die Spulen desselben Schalters sind in dem gleichen Sinne auf einen Eisenkern gewickelt, so daß bei ungestörtem Betrieb die Summe der Leiterströme und damit die zur Wirkung kommende magnetische Kraft gleich Null ist. Die Schalter sind als hochempfindliche Schnellauslöseschalter ausgebildet. Bei der Berührung einer der stromführenden Leitung, beispielsweise durch einen Menschen *m*, erfolgt eine Ableitung durch den Körper; die Summe der magnetischen Kräfte ist deshalb nicht mehr gleich Null, und es wird die Leitung innerhalb $^1/_{10}$ Sekunde abgeschaltet, also innerhalb einer Zeit, in welcher eine Schädigung des Berührenden noch nicht eingetreten ist.

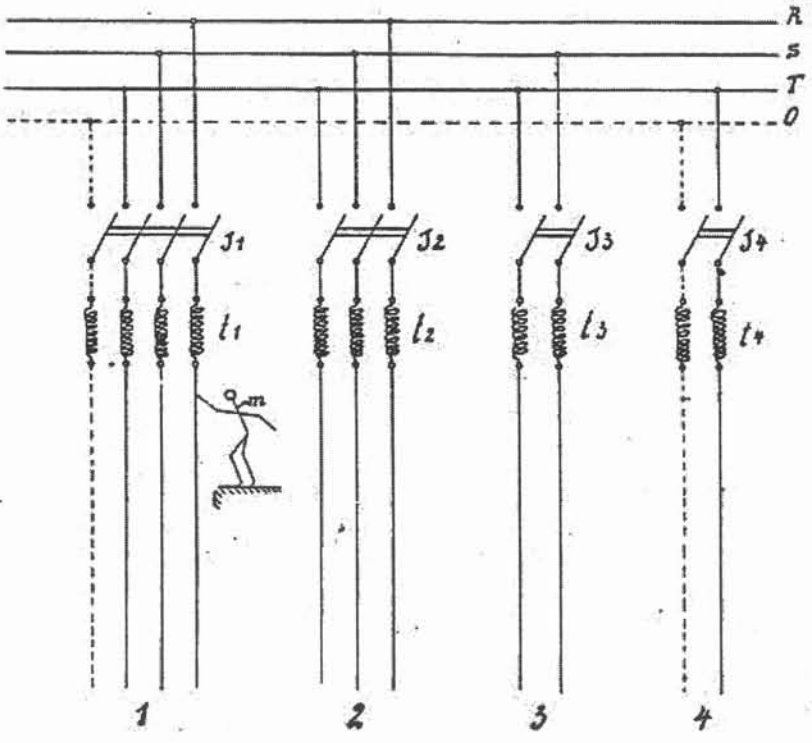
Patentanspruch:

Schutzschaltung zur Sicherung von Menschen und Tieren gegen Schaden durch Berührung eines spannungführenden Leiters eines Niederspannungsnetzes mittels in den Betriebsleitungen liegender Summenstromauslösung, die bei Auftreten eines Fehlerstromes anspricht, dadurch gekennzeichnet, daß die Abschaltung der Leitung bei jeder Berührung eines spannungführenden Leiters infolge des über den Berührenden selbst fließenden Fehlerstromes innerhalb einer die Schädigung des Berührenden ausschließenden Zeit mittels der als hochempfindliche Schnellauslösung ausgebildeten Summenstromauslösung erfolgt.

Hierzu 1 Blatt Zeichnungen

BERLIN. GEDRUCKT IN DER REICHSDRUCKEREI

Zu der Patentschrift 552678
Kl. 21c Gr. 68



ANNEXE 4

Traduction

Centrale électrique A.G. Rheinisch - Westfälisches dans le Wesel (Allemagne).

Système de protection pour la sécurité des personnes et des animaux contre les dommages occasionnés par le contact avec un conducteur sous tension d'un réseau basse tension.

Breveté dans le Reich allemand à partir du 8 avril 1928.

Pour écarter tout danger lors du fonctionnement d'installations de distribution basse tension, on utilise des dispositifs de sécurité mettant l'installation automatiquement hors circuit, dés qu'un défaut d'isolement apparaît. A cet effet, on relie par exemple les parties métalliques, sur lesquelles des tensions de contact peuvent apparaître, par l'intermédiaire d'un conducteur de protection, et on connecte entre celui-ci et la terre une bobine à courant de défaut. Pour la mise hors circuit automatique de l'installation lors d'un défaut à la terre on utilisait également un interrupteur totaliseur. Il n'existait toutefois jusqu'à présent encore aucune protection en cas de contact avec un conducteur sous tension, soit par exemple avec l'un des conducteurs de phase même, bien que de nombreux accidents dans les installations domestiques soient à imputer précisément à cela. L'invention concerne un dispositif destiné à éviter de porter atteinte à une personne ou à un animal entrant en contact avec un conducteur de phase.

D'après l'invention, la mise hors circuit du réseau de distribution se produit par l'intermédiaire du courant dérivé circulant dans le corps humain ou animal lors d'un contact avec un conducteur de distribution dans un délai excluant la période où la personne ou l'animal subit le dommage (en l'espace d'environ $1/10^{ème}$ de seconde) par un système de déclenchement à manque de courant totaliseur conçu en tant que système de déclenchement instantané haute sensibilité.

Cette forme de protection présente le gros avantage d'éliminer tous les dangers liés à la distribution du courant électrique, sauf dans le cas où l'on entre en contact simultanément et de façon similaire avec deux conducteurs de phase, ce qui n'arrive que très rarement.

Sur le schéma est représenté un exemple d'exécution, pour lequel les quatre circuits 1, 2, 3 et 4 sont raccordés à un réseau triphasé par les conducteurs de phase R, S, T et le conducteur neutre "O". Chaque circuit possède un disjoncteur "s" avec les bobines "t" agissant sur le mécanisme de l'interrupteur. Les bobines de cet interrupteur sont enroulés dans le même sens sur un noyau en fer, de telle sorte que, lors d'un fonctionnement sans perturbation, la somme des courants du conducteur et la force magnétomotrice ainsi créée devienne égale à zéro. Les interrupteurs sont conçus en tant qu'interrupteurs à déclenchement instantané haute sensibilité. Lors du contact avec un conducteur sous tension, par exemple par une personne "m", il se produit une fuite dans le corps; la somme des forces magnétomotrices n'est plus de ce fait égale à zéro, et le conducteur est mis hors circuit en l'espace de $1/10^{ème}$ de seconde, c'est-à-dire dans un délai pendant lequel la personne n'a pas encore subi de dommage.

Revendication :

Système de protection pour la sécurité des personnes et des animaux contre les dommages occasionnés par le contact d'un conducteur sous tension d'un réseau

basse tension par l'intermédiaire d'un système de déclenchement à maximum de courant totaliseur, qui réagit lors de l'apparition d'un courant de défaut, et caractérisé par le fait que la mise hors circuit du conducteur s'effectue lors de chaque contact avec un conducteur sous tension, suite à la présence du courant de défaut circulant à travers la personne ou l'animal en contact avec le conducteur, dans un délai excluant le temps d'endommagement, par l'intermédiaire du dispositif de déclenchement à manque de courant totaliseur conçu en tant que dispositif de déclenchement instantané.

Résumé

Modélisation d'un relais polarisé haute sensibilité

Dans tous les domaines, mais en particulier celui de électricité, chacun se préoccupe de plus en plus de la sécurité des utilisateurs, tant au niveau des biens que des personnes. Pour cela on utilise des appareils à coupure automatique de l'alimentation, dès l'apparition d'un défaut électrique dans une installation. Cette protection est réalisée par des dispositifs différentiels, dont le cœur est constitué d'un relais polarisé haute sensibilité. L'amélioration de celle-ci exige une maîtrise complète des caractéristiques du relais. Or les différentes pièces le constituant présentent certaines tolérances, lors de son assemblage celles-ci vont entraîner des dispersions de ses caractéristiques électriques dans des proportions qu'il reste à déterminer. La maîtrise de ces dérives, nécessite l'élaboration d'outils pour quantifier les paramètres influents mais aussi pour améliorer ses propriétés électriques.

Le premier outil est une modélisation analytique qui nous permet d'appréhender les phénomènes électromagnétiques: la saturation, les courants induits, les points de polarisation de l'aimant, ainsi que l'influence des points de contact entre la pièce fixe et la pièce mobile.

Le second est un modèle numérique utilisant les éléments finis, avec une méthode originale qui utilise une formulation bidimensionnelle en associant "deux coupes couplées" pour analyser des dispositifs tridimensionnels.

Mots clés :

Courants induits, Eléments finis, Entrefers, Points de contact, Relais, Saturation.

Abstract

Polarised relay high sensitivity modeling

In all fields, but more especially in electricity, everybody is more and more worried about the security of users as well as goods. This requires equipment with automatic switch off power supply as soon as an electric defect in a installation occurs. This protection is made by differential devices, where the main component consists in a high sensitivity polarized relay. The improvement of this protection requires a complete control of the characteristics of the relay. However the various parts the component present tolerances, during assembly those will involve drift of its electric characteristics in proportions that remains to be determined. The control of these drifts, requires new tools to quantify the parameters influent but also to improve electric properties of the relay.

The first tool is an analytical modelling techniques which enables us to apprehend the electromagnetic phenomena like saturation, the eddy currents, polarisation points of the magnet, as well as the influence contact points between the fixed part and the moving one.

The second is a numerical model using the finite elements techniques representation, with an original method which uses a two-dimensional formulation associating " two cuts coupled " to analyse three-dimensional devices.

Keywords:

Eddy currents, Finite element analysis, Air gap, Contact points, Relay, Saturation.