

Caractérisation et Réduction des Anomalies de Mesure dans les Capteurs de Courant Différentiel

Bruno Colin

► To cite this version:

Bruno Colin. Caractérisation et Réduction des Anomalies de Mesure dans les Capteurs de Courant Différentiel. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2007. Français. NNT: . tel-00322750

HAL Id: tel-00322750 https://theses.hal.science/tel-00322750

Submitted on 18 Sep 2008

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'INP Grenoble

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée au G2ELab (Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble) dans le cadre de l'Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunication, Signal

présentée et soutenue publiquement

par

Bruno COLIN

le 2 avril 2007

Caractérisation et Réduction des Anomalies de Mesure dans les Capteurs de Courant Différentiel

Afef Kedous-Lebouc Christian Chillet

JURY

M. Burais Noël, PrésidentM. Friedrich Guy, RapporteurMme. Kedous-Lebouc Afef, Directeur de thèseM. Chillet Christian, Co-encadrantM. Delamare Jérôme, ExaminateurM. Mas Patrick, Examinateur

Remerciements

Une thèse est rarement l'aboutissement des efforts d'une seule personne et pourtant, un seul nom figure sur la couverture. Ces remerciements représentent pour moi l'opportunité de corriger au plus tôt cette injustice.

Afef (Kedous-Lebouc), Patrick (Mas), Christian (Chillet) et Sébastien (Buffat), vous êtes tout autant les auteurs de ce mémoire que moi : merci pour tout. En particulier, merci à toi, Afef, d'avoir toujours été à mon écoute, même quand tu avais plus de travail que de temps. Patrick, merci de m'avoir si souvent permis de m'écarter du contexte de mes recherches en m'ouvrant sur Schneider Electric. Christian, ton sens critique et la clarté de tes raisonnements m'ont débloqué si fréquemment que je n'ai pas le souvenir d'avoir été bloqué. Enfin, Sébastien, sans tes conseils avisés, ton investissement permanent et ton soutient, cette thèse n'aurait pas été aussi loin. Merci.

Je profite de cette page pour remercier le responsable de l'équipe Protection Différentielle, à qui j'ai été rattaché hiérarchiquement lors d'un rapprochement de différentes équipes de Schneider Electric, et qui a fait beaucoup pour cette thèse. Simon (Tian), merci de m'avoir parfaitement intégré à ton équipe et de m'avoir ainsi offert la chance de confronter à la réalité les théories que j'échafaudais jour après jour.

J'ai également une pensée émue en songeant aux malheureux qui n'ont eu que quelques semaines pour lire ce mémoire, lorsque le moment de la soutenance est arrivé. Merci à Noël Burais et à Guy Friedrich, mes rapporteurs, merci à Jérôme Delamare, et surtout merci à mon père, que sa formation de chimiste rendait hermétique à mes divagations électrotechniques mais qui a tout de même su prendre le temps de corriger mon manuscrit.

Et puis il y a les autres, ceux qui ne sont pas directement concernés par la thèse, mais qui m'ont rendu la vie plus légère. Je tiens à faire à certains une dédicace toute particulière :

Jiri, j'aurais voulu te remercier pour tous les bons moments qu'on a passé ensemble, mais je préférerais utiliser ces quelques lignes pour te donner un conseil : arrête d'intoxiquer tes collègues, tu ne seras jamais un bon cuisinier. Jérôme, comme Jiri, en arrivant à Schneider Electric, tu as su apporter un peu de l'ambiance du LEG, en plus de tes immenses compétences. Cependant, pour toi aussi, un petit conseil : arrête de faire de l'humour, tes blagues ne sont pas drôles.

Farid, si je devais te résumer en une phrase, je penserais tout de suite à : « quelques grammes de spiritualité dans un monde de brutes scientifiques ». Merci.

Gérard (D), c'est promis : si un jour je monte ma propre station de radio, je t'engage en tant que « Monsieur ragots ». Ici aussi, un conseil : Arrête de faire croire que tu es au régime quand tu viens de te descendre la moitié d'une boite de gâteaux, ça mine ta crédibilité.

Merci à vous les gars, ça a vraiment été sympa de travailler avec vous.

Enfin, de façon plus générale, je remercie toutes les personnes que j'ai côtoyées pendant ces trois années et qui m'ont facilité la vie, par leur compétence, leur disponibilité ou tout simplement leur présence. Je ne les citerai pas, par crainte d'en oublier, mais je suis sûr qu'ils se reconnaitront.

Pour finir, mention spéciale à mon Aurélie, qui a toujours eu confiance en moi et m'a toujours poussé de l'avant. Merci de m'avoir supporté durant ces derniers mois, ça n'a pas dû toujours être drôle.

Grenoble, juin 2007

Sommaire

Remercie	ments	3
Sommaire		5
Avant-pro)pos	11
Chapitre	1 : La protection différentielle	17
1.1	Le Dispositif Différentiel Résiduel	19
1.1.1	Les dangers du courant électrique	19
1.1.2	Dispositif différentiel résiduel	20
1.2	Le capteur de courant	22
1.2.1	Fonctions du transformateur de mesure et modélisation par schéma électrique équivalent	23
1.2.2	Modélisations du capteur de courant	27
1.2.3	Matériaux des capteurs de courant différentiel	31
1.3	Point de fonctionnement - technologies de DDR	32
1.4	Conclusion	33
Chapitre 2	2 : Analyse du phénomène des Faux Courants Homopolaires	37
2.1	Description du phénomène des faux courants homopolaires	40
2.1.1	Eléments théoriques – notion de dissymétrie	40
2.1.2	Eléments normatifs	41
2.2	Caractérisation expérimentale du phénomène	43
2.2.1	Tores et banc de mesure utilisés	43
2.2.2	Faux courants homopolaires en fonction du courant primaire	45
2.2.3	Faux courants homopolaires en fonction de la position angulaire	46
2.2.4	Décalage de la réponse angulaire	47
2.2.5	Répétitivité du phénomène	48
2.2.6	Circuit ouvert – Circuit fermé, schéma équivalent du tore	49

2.3	Sources de faux courants homopolaires	52			
2.3.1	Sources internes	52			
2.3.2	Sources externes	54			
2.4	Alimentation monophasée et triphasée	56			
2.5	Emballement des faux courants homopolaires	57			
2.6	Solutions	58			
2.6.1	Réduction du flux magnétique dans le tore	58			
2.6.2	Détection et réduction des sources de faux courants homopolaires	64			
2.6.3	Disposition des conducteurs primaires	67			
2.7	Conclusion	69			
Chapitre 3 : Etude des capteurs de courant différentiel par Eléments Finis – Emballement					
3.1	Champ magnétique dans le tore	75			
3.1.1	Dispositif étudié	75			
3.1.2	Alimentation monophasée	76			
3.1.3	Alimentation triphasée	79			
3.1.4	Bilan	82			
3.2	Simulation des Faux Courants Homopolaires	83			
3.2.1	Excentrage des conducteurs primaires monophasés	83			
3.2.2	Modélisation Flux 2D	87			
3.2.3	Description détaillée de l'apparition des faux courants homopolaires	89			
3.2.4	Modélisation Flux 3D	95			
3.3	Conclusion	95			
Chapitre 4 : Modélisation du feuilletage par un modèle de matériau anisotrope					
4.1	Homogénéisation d'un tore feuilleté	101			
4.2	Modèle de matériau anisotrope massif en deux dimensions	104			
4.2.1	Propriétés magnétiques utilisées	104			
4.2.2	Modèles de tores	104			
4.2.3	Calcul des perméabilités du modèle anisotrope équivalent	106			
4.2.4	Modèle anisotropique retenu et limites de la méthode	107			
4.2.5	Simulation sous Flux 2D et résultats	109			
4.2.6	Influence du foisonnement	111			
4.2.7	Influence de l'excentrage	111			

4.2.8	Calcul de l'inductance équivalente d'un tore feuilleté	113
4.3	Modèle de matériau anisotrope massif en trois dimensions	116
4.3.1	Principe du modèle anisotrope 3D	116
4.3.2	Validation du modèle 3D	116
4.3.3	Effet du feuilletage sur le champ magnétique dans un tore en 3D	117
4.4	Conclusion	121
Chapitre	e 5 : Dispositifs à bobinage localisé	125
5.1	Problématique propre aux dispositifs à bobinage localisé	127
5.2	Présentation du dispositif considéré	129
5.3	Etalonnage de la simulation	131
5.3.1	Charge résistive pure	131
5.3.2	Autres charges – charge réelle	132
5.4	Primaire idéal	133
5.4.1	Primaires diamétralement opposés	133
5.4.2	Primaires jointifs	134
5.5	Primaire réel	136
5.6	Bobinage tétrapolaire	138
5.7	Conclusion	140
Conclusi	on et Perspectives	143
Référenc	es bibliographiques	149

Avant-Propos

Avant-propos

En 1879, Thomas Edison présente la première ampoule à incandescence. Cette même année, la première électrocution survient à Lyon [GUE97]. Le risque électrique a accompagné le développement de l'usage de l'électricité au cours des cent ans qui suivirent et il a fallu attendre la fin du XX^{ème} siècle pour que les réglementations imposent le disjoncteur différentiel et fassent effectivement diminuer le nombre de décès par électrocution.

Le disjoncteur différentiel permet de protéger personnes et équipements des contacts directs ou indirects entre un conducteur actif et une masse ou une terre. La plupart des fabricants de matériel électrique proposent de larges gammes de dispositifs différentiels résiduels, tant pour un usage industriel que domestique, à tore séparé, en bloc additionnel... Ces dernières années, la réduction générale du volume des équipements, ainsi que des contraintes de fonctionnement toujours plus fortes, ont révélé des dysfonctionnements peu visibles auparavant : les déclenchements intempestifs.

Ces déclenchements peuvent être problématiques, premièrement en gênant le bon fonctionnement d'une installation : par exemple, un déclenchement intempestif sur un départ moteur nécessite le redémarrage de ce moteur et de la partie de l'installation située entre ce moteur et le différentiel. En outre, des déclenchements intempestifs trop fréquents peuvent amener les utilisateurs d'une installation à régler le différentiel sur un calibre plus élevé, de manière à contourner le problème, mais au prix d'une réduction de la sécurité de l'installation. Plus grave, des déclenchements peuvent inciter les utilisateurs à débrancher le matériel concerné, se mettant ainsi en danger. Il est donc essentiel de concevoir des dispositifs différentiels résiduels immunisés aux déclenchements intempestifs.

Ceux ci sont de plusieurs natures et concernent différents éléments du différentiel.

 Le relais : par exemple, le flux magnétique produit par des conducteurs actifs voisins peut circuler dans les parties magnétiques du relais et provoquer son ouverture, en dehors de tout signal émis par le capteur de courant ou l'électronique de traitement.

- L'électronique associée : en cas de forts transitoires (chocs de foudre...), certains couplages entre différents étages de la carte ont déjà été identifiés comme source de déclenchements intempestifs.
- Le capteur de courant : principale source de déclenchements intempestifs. Il sera vu dans la suite que, même sous conditions normales de fonctionnement, le capteur de courant (habituellement formé d'un tore bobiné) peut être la source de faux courants homopolaires, c'est-à-dire d'anomalies de mesures indiscernables d'un véritable défaut différentiel résiduel pouvant être suffisantes pour entraîner le déclenchement du relais.

Ce mémoire ne se focalisera que sur ce troisième élément et plus particulièrement sur la compréhension des mécanismes étant à l'origine de ces faux courants homopolaires, avec pour objectif final de proposer des solutions permettant d'annuler ou de réduire ces courants.

Ce document se décompose en cinq parties.

Le premier chapitre est une introduction à la protection différentielle. L'objectif de cette partie n'est pas d'être exhaustif à ce sujet, mais de poser un certain nombre de notions utilisées dans la suite, ainsi que de préciser certains choix. Elle présente rapidement les enjeux de la protection différentielle, les classes de dispositifs, avant de s'attarder particulièrement sur le capteur de courant et ses méthodes de modélisation.

Le second chapitre constitue une présentation du phénomène des faux courants homopolaires. Ce phénomène étant très peu documenté, ce chapitre le décrit au travers de quelques exemples caractéristiques, puis présente les aspects expérimentaux de ces courants (allure, fréquence, sensibilité...). Le chapitre se poursuit par une étude succincte des différentes sources répertoriées, avant de se conclure par un état de l'art des solutions apportées à ce phénomène.

La troisième section présente les travaux effectués en termes de modélisation des faux courants homopolaires par la méthode des éléments finis. La distribution du champ magnétique dans le capteur selon son mode d'alimentation, ainsi que la précision des éléments finis pour le calcul en deux dimensions et en trois dimensions des champs dans le tore, sont en particulier analysés. La seconde moitié de ce chapitre utilise l'outil de simulation pour examiner en détail les mécanismes d'apparition des faux courants homopolaires dans un cas simple.

Le chapitre quatre décrit un outil mis au point au cours de la thèse pour simplifier la modélisation par élément finis de noyaux magnétiques constitués d'un ruban enroulé (cas le plus fréquent). Cet outil permet de remplacer l'alternance de couches d'air et de matériau magnétique par un matériau massif doté d'une très faible perméabilité magnétique. Diverses applications de cet outil sont enfin étudiées, en deux dimensions comme en trois dimensions. Enfin, le cinquième chapitre étudie les faux courants homopolaires générés par des capteurs dont le bobinage ne couvre pas le périmètre complet du noyau magnétique (cas fréquemment rencontré pour les applications domestiques, quand le nombre de spires du bobinage secondaire est faible). Ce chapitre propose une méthodologie adaptée à ces cas particuliers, vue au travers de plusieurs exemples.

Remarque sur la confidentialité des travaux

Cette thèse a été effectuée en collaboration avec Schneider Electric. Une partie substantielle des connaissances accumulées au cours des trois années d'étude porte sur des sujets sur lesquels Schneider Electric ne souhaite pas publier. Par conséquent, un certain nombre d'informations ont été volontairement écartées de ce mémoire. Je m'excuse par avance auprès des lecteurs qui pourraient estimer que ce document manque de précision et d'éléments de comparaison.

Chapitre 1

Chapitre 1

La protection différentielle

Sommaire

1.1	Le Dispositif Différentiel Résiduel	19
1.1.1	Les dangers du courant électrique	19
1.1.2	Dispositif différentiel résiduel	20
1.2	Le capteur de courant	22
1.2.1	Fonctions du transformateur de mesure et modélisation par schéma électrique équivalent	23
1.2.2	Modélisations du capteur de courant	27
1.2.3	Matériaux des capteurs de courant différentiel	31
1.3	Point de fonctionnement - technologies de DDR	32
1.4	Conclusion	33

Un dispositif différentiel résiduel a pour fonction de détecter un courant résiduel circulant dans un jeu de conducteurs actifs. Ce courant est significatif d'un défaut d'isolement entre un conducteur actif et une masse, pouvant endommager une installation ou provoquer le décès d'un utilisateur.

Le plus souvent, un tel dispositif est réalisé autour d'un capteur de courant entourant le jeu de conducteurs actifs, le signal de sortie de ce capteur étant proportionnel à la somme des courants circulant dans les conducteurs.

Ce premier chapitre présente l'intérêt et les enjeux de la protection différentielle, puis s'attarde sur son élément principal, le capteur de courant, avant de conclure sur les différentes technologies de dispositif différentiel résiduel.

1.1 Le Dispositif Différentiel Résiduel

1.1.1 Les dangers du courant électrique

Les effets du courant électrique circulant dans un corps humain peuvent être classés en deux catégories : les effets purement thermiques, entraînés par l'échauffement du corps conducteur traversé par un courant et les effets liés à la contraction des fibres musculaires traversées par un courant électrique. Les effets thermiques se manifestent principalement par des brûlures (internes ou externes) et sont habituellement observés en HT. Le second effet se manifeste sous la forme de tétanisation¹ des muscles traversés, accompagné éventuellement de fibrillation ventriculaire² et d'arrêt cardiaque [CT114].

En alternatif, les niveaux de courants admissibles sont très faibles (c.f. Fig. 1-1). La résistance globale d'un corps humain dépend du contexte, est comprise entre 650 Ω (corps humide, pieds nus...) et 5000 Ω (corps sec, vêtements, chaussures...) [FIN74]. Ainsi, même dans le cas le plus favorable, le 230 V domestique représente un danger mortel. En continu, les niveaux admissibles sont légèrement plus élevés.



Fig. 1-1 : Niveaux de courant alternatif et leurs effets [ISF]

Les durées d'exposition à un courant alternatif sont régies par la norme internationale ICE 60479-1. La Fig. 1-2, extraite de [CAL98], résume les durées de passage admissibles en fonction du niveau de courant :

¹ Contraction ininterrompue d'un muscle.

² Fonctionnement désordonné des muscles cardiaques.



Fig. 1-2 : Durées de passage admissible du courant 50 Hz dans le corps, [CAL98]

Le plus souvent, un courant électrique est amené à traverser un corps humain à la suite d'un contact direct ou indirect. Un contact direct est un contact entre une personne et un conducteur actif sous tension. C'est le type le plus fréquent, généralement lié à une erreur humaine. Un contact indirect est un contact entre une personne et une masse (ou une terre) mise accidentellement sous tension, à la suite d'un défaut d'isolement par exemple. Il est généralement lié à un manque d'entretien.



Fig. 1-3 : a) Contact direct, b) Contact indirect

Détecter de tels courants, avec la possibilité d'ouvrir le circuit concerné, est donc essentiel pour assurer la sécurité des utilisateurs. Ce rôle est dévolu au dispositif différentiel résiduel (**DDR**), généralement associé à un appareil de coupure (interrupteur, disjoncteur, contacteur) pour réaliser la mise hors tension automatique du circuit en défaut.

L'intérêt des DDR haute sensibilité (détection de courants différentiels inférieurs à 30 mA) est confirmé par la baisse importante du nombre de décès annuel par électrocution observée depuis la promulgation de lois rendant ce type de dispositif obligatoire.

1.1.2 Dispositif différentiel résiduel

Un contact direct ou indirect se traduit par la circulation d'un courant de défaut différentiel (ou courant homopolaire) dans la terre de l'installation. Ce courant peut se déduire de la somme des courants de phase (c.f. Fig. 1-4).



Fig. 1-4 : Courant différentiel

Le DDR mesure la composante homopolaire d'un système de courant et la compare à un seuil. Si celui-ci est dépassé, le relais associé au DDR s'ouvre, provoquant l'ouverture du circuit en défaut. Trois grandeurs permettent de caractériser un DDR :

- Le courant nominal, ou calibre. Il caractérise tout appareil électrique : c'est la valeur efficace du courant pour lequel l'appareil est dimensionné. Il est noté I_n.
- La sensibilité. C'est la valeur efficace du courant différentiel résiduel provoquant le déclenchement de l'appareil dans les conditions spécifiées de fonctionnement. Il est noté I_{Δn}. Il est fixé à 30 mA pour la protection des personnes et peut atteindre quelques ampères pour la seule protection des installations.
- Le temps de déclenchement. C'est le laps de temps séparant l'apparition d'un défaut différentiel et l'ouverture du circuit incriminé. Il permet de régler la sélectivité du DDR (de manière à éviter qu'un défaut différentiel ne fasse déclencher tous les DDR en amont de la zone incriminée).

Deux montages des capteurs de courant sont habituellement utilisés pour mesurer le courant différentiel:

• Le transformateur de mesure : il entoure tous les conducteurs actifs. Le champ magnétique global dans le circuit magnétique correspond (en théorie) à la somme instantanée des courants circulants dans les conducteurs actifs. Le signal de sortie mesuré aux bornes du bobinage secondaire entourant le tore est donc proportionnel au courant différentiel résiduel.



Fig. 1-5 : DDR à base de transformateur de mesure

Le montage dit de « Nicholson » : un transformateur de courant est monté sur chaque conducteur actif et mis en parallèle avec les mesures des autres phases. Un dernier transformateur de courant est disposé sur un conducteur court-circuitant le montage (c.f. Fig. 1-6). Ce montage est particulièrement utilisé en MT et en HT pour de forts courants de défaut, mais n'est pas adapté à la protection des personnes qui demande une grande sensibilité. De plus, le nombre de capteurs pouvant être mis en parallèle est limité par les erreurs de mesures intrinsèques à chaque capteur. La limite pratique est atteinte selon les cas entre 5 et 10 [VERSC]. Cette étude ne portant que sur de la BT, ce type de montage ne sera plus considéré. Dans la suite, l'appellation « capteur de courant » sous-entendra donc le premier montage.



Fig. 1-6 : Montage de Nicholson

La section suivante présente plus en détail le capteur de courant, ainsi que son fonctionnement et les différentes possibilités de modélisation qui existent.

1.2 Le capteur de courant

Elément fondamental d'un dispositif différentiel résiduel, le transformateur de mesure a pour fonction de mesurer la composante homopolaire d'un système de courant et de fournir cette information à l'électronique du DDR. Il est le plus souvent formé d'un circuit magnétique, habituellement de forme torique, sur lequel est disposé un bobinage secondaire pouvant compter un grand nombre de spires. Les capteurs « air » (tore Rogowski), malgré leur linéarité, ne conviennent pas en protection différentielle, car le signal de sortie est trop faible.

La distribution de champ magnétique dans un capteur de courant « classique » (monophasé) est très différente de celle qui existe dans un capteur de courant résiduel (2 phases ou plus)(c.f. Fig. 1-7). Le capteur de courant classique mesure le champ magnétique produit par le conducteur actif. Le théorème d'Ampère appliqué au tore donne la répartition du champ magnétique, qui ne dépend que de la distance entre le point de mesure et le centre du conducteur³ (c.f. Fig. 1-7 a)) :

$$H(r) = \frac{I_{\rm D}}{2 \times \pi \times r}$$
(1-1)

En particulier, cette distribution est indépendante du matériau magnétique du noyau. A l'inverse, la distribution de champ magnétique créée par une ligne bifilaire (de somme nulle) dépend de la perméabilité du tore et de sa structure interne. Un exemple de distribution est donné Fig. 1-7 b). A cette distribution s'ajoute celle de l'éventuelle composante homopolaire du système de courant.



Fig. 1-7 :a) Source monophasée, b) Source bipolaire

Dans l'hypothèse où le tore fonctionne en régime linéaire, le bobinage secondaire du tore ne mesure que le flux généré par composante homopolaire : le flux créé par la distribution bipolaire de courant est de somme nulle et n'est donc pas mesurée par le secondaire.

L'étude des régimes de fonctionnement d'un capteur de courant différentiel peut, dans une première approximation, se limiter à l'étude d'un transformateur de mesure.

1.2.1 Fonctions du transformateur de mesure et modélisation par schéma électrique équivalent

Les deux fonctions essentielles d'un transformateur de mesure sont la mesure et l'isolation [DUPRA]. Il est en effet chargé de fournir aux équipements un courant ou une tension de faible amplitude, image de la grandeur de ligne mesurée. Ce dispositif protège également les circuits en aval par isolation galvanique. Dans la suite, seuls seront évoqués les transformateurs de courants, objets de cette étude.

³ Dans l'hypothèse ou celui-ci est parfaitement centré par rapport au tore

Pour un tel appareil sont définies les grandeurs suivantes :

• Le rapport de transformation théorique, qui correspond au rapport du nombre de spires des enroulements :

$$K_{n} = \left(\frac{I_{p}}{I_{s}}\right)_{\text{assigne}} = \frac{N_{s}}{N_{p}}$$
(1-2)

• L'erreur de rapport :

$$\varepsilon_{n} = \frac{K_{n} \times I_{s} - I_{p}}{I_{p}}$$
(1-3)

• L'erreur de phase :

$$\varepsilon_{\psi} = \arg(\bar{I}_{s}) - \arg(\bar{I}_{p})$$
(1-4)

Du point de vue magnétique, le transformateur de courant le plus simple est composé de trois éléments :

- Un circuit magnétique torique, de perméabilité µ et de section S
- Un enroulement primaire, comptant N_p spires et de résistance $r_p,$ parcouru par un courant I_p
- Un enroulement secondaire, comptant N_s spires et de résistance $r_s,$ parcouru par un courant $I_{\rm S}$



Fig. 1-8 : Tore doté de deux enroulements primaire (P) et secondaire (S)

Le chemin fermé C, de longueur l, est concentrique au tore.

Secondaire ouvert

Dans un premier temps, l'enroulement secondaire est laissé ouvert. Le flux Φ dans une section du tore est lié à l'induction moyenne B_m par :

$$\Phi = B_m \times S \tag{1-5}$$

Le champ magnétique H_m existant dans le tore le long du chemin C est lié à l'induction magnétique $B_m \mbox{ par}$:

$$\mathbf{B}_{\mathrm{m}} = \mathbf{H}_{\mathrm{m}} \times \boldsymbol{\mu} \tag{1-6}$$

D'après la loi de Faraday, la f.e.m. de l'enroulement s'écrit :

$$e_{p} = -N_{p} \times \frac{d\Phi}{dt} = -N_{p} \times S \times \frac{dB}{dt}$$
(1-7)

En appliquant le théorème d'Ampère au chemin C, il vient :

$$\int_{C} \vec{H} \times d\vec{l} = H_{m} \times l = N_{p} \times I_{p}$$
(1-8)

L'équation (1-7) devient, en supposant que la perméabilité du tore ne varie pas le long du chemin C :

$$e_{\rm p} = -\frac{\mu \times S \times N_{\rm p}^2}{l} \times \frac{dI_{\rm p}}{dt}$$
(1-9)

Cette écriture fait apparaître l'inductance magnétisante au primaire :

$$L_{p} = \frac{\mu \times S \times N_{p}^{2}}{l}$$
(1-10)

La majeure partie du flux total Ψ embrassé par l'enroulement primaire P est captée par le circuit magnétique. Le reste, noté ψ_p , circule dans l'air, et constitue les flux de fuite au primaire.

L'inductance de fuite l_p est définie ainsi :

$$\Psi_{\rm p} = l_{\rm p} \times I_{\rm p} \tag{1-11}$$

En intégrant la résistance ohmique du primaire, tout ceci peut se regrouper dans le schéma équivalent suivant :



Fig. 1-9 : Schéma équivalent au primaire, secondaire ouvert

Secondaire fermé

Le théorème d'Ampère, appliqué au chemin C s'écrit :

$$\int_{C} \vec{H} \times d\vec{l} = H_{m} \times l = N_{s} \times I_{s} - N_{p} \times I_{p}$$
(1-12)

Il vient alors :

$$e_{s} = -\mu_{m} \times \frac{N_{s} \times S}{l} \times \frac{d(N_{s} \times I_{s} - N_{p} \times I_{p})}{dt}$$
(1-13)

$$\mathbf{e}_{s} = \mu_{m} \times \frac{{\mathbf{N}_{s}}^{2} \times \mathbf{S}}{1} \times \frac{d\left(\frac{\mathbf{I}_{p}}{\mathbf{K}_{n}} - \mathbf{I}_{s}\right)}{dt}$$
(1-14)

 $L_s = \mu_m \times N_s \times S/1$ est l'inductance magnétisante du secondaire.

L'équation (1-14) se traduit par le schéma équivalent suivant, en ajoutant les flux de fuite au secondaire :



Fig. 1-10 : Schéma équivalent du capteur de courant [DUPRA]

La résistance R_f est insérée pour représenter les pertes fer dans le noyau magnétique [DUPRA]. Dans le cas de la protection différentielle, I_P est imposé, R_f (matériau à cycle étroit, fréquences faibles) et l_s sont négligeables [BUF99],[JAN03] : le schéma se simplifie comme présenté sur la Fig. 1-11.



Fig. 1-11 : Schéma simplifié utilisé

Secondaire en générateur de tension

Le schéma de la Fig. 1-11, bien adapté au fonctionnement en circuit fermé, ne permet pas en revanche une bonne compréhension des phénomènes en circuit ouvert. A partir de l'équation (1-14), il vient, en intégrant la résistance du secondaire dans la charge :

$$\frac{L_s}{N}\frac{dI_p}{dt} = V_s + L_s \times \frac{dI_s}{dt}$$
(1-15)

Ceci permet de proposer le schéma suivant :



Fig. 1-12 : Schéma équivalent du tore avec générateur de tension

Ce schéma, s'il ne permet pas de visualiser aisément la part d'énergie déviée par l'inductance magnétisante, est en revanche très utile pour travailler sur des tores en circuit ouvert et en circuit fermé : ceci sera particulièrement utilisé dans les chapitres 3 et 4.

1.2.2 Modélisations du capteur de courant

La modélisation par schéma électrique présente des avantages indéniables : elle permet une représentation simple et claire du fonctionnement du transformateur. Ceci étant, elle possède également un certain nombre de désavantages qui limitent son utilisation. En particulier, elle dépend de la valeur affectée à ses composants, notamment L_P et L_S . Ces composants utilisent la perméabilité du tore, μ , et sont donc tributaires de l'état de fonctionnement du tore. D'autres méthodes, bien que moins aisées à mettre en œuvre, sont également adaptées à la modélisation des capteurs de courants. Trois méthodes sont particulièrement intéressantes [JAN03] :

• Méthode des schémas réluctants :

L'objectif de la méthode des schémas réluctants est de modéliser un dispositif magnétique par un réseau de réluctances pouvant être facilement résolu. Cette méthode est basée sur une analogie électricité/magnétisme. Il est montré que la circulation d'un champ magnétique entre les bornes d'un tube de flux peut s'écrire comme une différence de potentiel magnétique [JAN03] :

$$\int_{A}^{B} \vec{H} \times d\vec{l} = \epsilon_{A} - \epsilon_{B}$$
(1-16)

En considérant un tube de flux fermé, les ampères-tours enlacés peuvent donc être considérés comme une différence de potentiel magnétique.

Par définition, une inductance est liée au flux qui la traverse et au courant responsable de ce flux par la relation :

$$\Phi = L \times I \tag{1-17}$$

En définissant la réluctance comme l'inverse de l'inductance, il vient immédiatement :

$$\mathbf{I} = \Re \times \Phi \tag{1-18}$$

L'analogie entre la résistance électrique, la tension électrique, la réluctance magnétique et la circulation du champ magnétique prend tout son sens.

Le principe de la méthode des schémas réluctants est d'identifier dans un dispositif les différents tubes de flux et de les modéliser par des réluctances. Ces composants sont alors réunis dans un schéma de type électrique, où le courant serait l'image du flux magnétique. Par exemple, le relais de la Fig. 1-13 a) peut être modélisé par le réseau de réluctance de la Fig. 1-13 b).



Fig. 1-13 : a) Relais simplifié, b) schéma réluctant associé

Cette méthode souffre de deux inconvénients majeurs. En premier lieu, elle est difficile à appliquer à des circuits magnétiques complexes, pour lesquels les fuites magnétiques sont nombreuses et diffuses. Un tel modèle nécessite souvent des simulations par éléments finis ou des essais pour être calibré. En revanche, une fois ajusté, il permet d'obtenir très rapidement des résultats précis pour différents niveaux de courants.

• Méthode du moment magnétique

La méthode du moment magnétique est une méthode numérique de calculs de champ magnétique dans des dispositifs complexes. Elle nécessite la discrétisation d'une partie du problème et permet des résolutions assez rapides. Les calculs sont basés sur l'équivalence ampérienne de la matière aimantée : en simplifiant, le champ magnétique créé par un volume ferromagnétique uniformément aimanté est équivalent à celui créé par le même volume doté d'une distribution surfacique de courant (c.f. Fig. 1-14).



Fig. 1-14 : a) Volume aimanté uniformément, b) Distribution surfacique de courants équivalente

Cette équivalence, uniquement valable pour une aimantation uniforme sur le volume considéré, permet d'obtenir une écriture simple du champ magnétique en fonction de l'aimantation, ce qui facilite la convergence numérique du calcul [JAN03]. Cette relation est notée g :

$$\mathbf{H} = \mathbf{g}(\mathbf{M}) \tag{1-19}$$

Le champ magnétique total au centre du volume i (appartenant à un ensemble de N volumes ferromagnétiques) s'écrit alors comme la somme des champs extérieurs $H_{ext,i}$ s'appliquant au centre de ce volume i et des champs magnétiques créés par les N volumes :

$$H_{i} = \sum_{j=1}^{N} g_{i,j}(M_{j}) + H_{ext,i}$$
(1-20)

En écrivant l'aimantation d'un volume en fonction du champ magnétique vu par ce volume, relation obtenue à partir de la caractérisation B(H) du matériau considéré, il est possible d'obtenir une seconde équation :

$$Mi = \frac{f_i(\|H_i\|)}{\|H_i\|} \times H_i$$
(1-21)

La prise en compte de ces deux équations permet de résoudre le problème.

La méthode du moment magnétique permet de simplifier considérablement des problèmes complexes, car elle ne nécessite que la prise en compte des matériaux magnétiques et des sources de champ (inducteurs...). Les autres composantes du système (vide, matériaux non magnétiques) ne requièrent pas d'être maillés. Le gain de temps peut donc être considérable par rapport à la méthode des éléments finis [JAN03].

Cependant, cette méthode est basée sur l'hypothèse que, dans chaque volume pris en compte, l'aimantation est uniforme. Ceci nécessite d'adapter le maillage du dispositif à la géométrie des lignes de champ. En outre, les temps de calcul augmentent très rapidement avec le nombre d'éléments du maillage.

Une application de cette méthode à la modélisation de capteurs de courants est présentée dans [JAN03].

• Eléments finis

Le principe des méthodes de calcul par éléments finis est de discrétiser une surface ou un volume à l'aide d'un maillage puis de calculer les grandeurs physiques retenues (champ magnétique, température...) en tout nœud de ce maillage.

L'universalité, la simplicité de mise en œuvre ainsi que la qualité des résultats obtenus font des méthodes de calculs par éléments finis des apports incontournables à la modélisation de dispositifs complexes, qu'ils soient magnétiques, thermiques, mécaniques ou autres. Une description détaillée du principe de fonctionnement de ces méthodes peut être trouvée dans [MEU02].

Le calcul par éléments finis présente de nombreux avantages, en particulier il permet la modélisation de géométries extrèmement complexes, même à niveau de connaissance faible. Il souffre néanmoins de certains inconvénients, notamment les durées de résolution, qui atteignent couramment plusieures heures, voir plusieurs jours. Dans certains cas, en particulier en magnétique évolutif, son appliquation est plus délicate et débouche régulièrement sur des problèmes de convergence numérique.

Néanmoins, cette dernière méthode présente suffisamment d'avantages pour être souvent retenue pour la modélisation fine de transformateurs de courants et semble adaptée à la recherche et la compréhension de phénomènes pouvant conduire à des anomalies de mesures [LET04]. Elle sera donc utilisée dans le cadre de cette thèse.

1.2.3 Matériaux des capteurs de courant différentiel

La protection différentielle impose aux matériaux magnétiques constituant ses tores des contraintes sévères en termes de :

- Volume
- Linéarité de la réponse
- Insensibilité à un courant continu perturbant la mesure
- ...

Ces exigences se traduisent par le besoin d'une perméabilité et d'une induction à saturation élevées, ainsi qu'une faible rémanence. La haute induction à saturation permet de capter une forte énergie dans un faible volume (contrainte principale des tores à propre courant) tandis que la faible rémanence assure d'avoir un cycle couché, rendant ainsi la réponse linéaire.

Malgré leur prix élevé (10 à 40 €/kg [LEB06]) les alliages Fer-Nickel à 80% de Nickel (type mumétal) ont longtemps été les plus adaptés pour les capteurs de courant différentiel, grâce à leur faible champ coercitif (~0.4 A/m) et leur perméabilité extrêmement élevée (de 300 000 à 450 000) [LEB06], leur inconvénient majeur étant leur faible saturation (<0.8 T). Ces alliages présentent également une grande facilité de mise en œuvre qui, sans servir spécifiquement à la protection différentielle⁴, les rend très populaires.

L'arrivée à la fin des années 80 des matériaux nanocristallins a remis en cause cette prépondérance dans le domaine des tores enroulés. En effet, ces matériaux présentent les performances des amorphes haut de gamme (résistivité électrique importante, pertes faibles, champ coercitif extrêmement faible et perméabilité très importante) avec une perméabilité plus élevée et une meilleure stabilité thermique. Leur principal défaut est leur fragilité, qui restreint les formes utilisées aux tores enroulés ou oblongs, bien que des travaux récents proposent des formes plus complexes, obtenues par sablage de plaques de nanocristallins empilés.

Les nanocristallins répondent à toutes les contraintes de la protection différentielle : en particulier, une forme de cycle très réglable autorisant des cycles couchés, avec une perméabilité élevée constante sur une large plage de champ d'excitation. Ceci, conjugué à leur induction à saturation importante et à l'étroitesse de leur cycle, a entraîné la domination rapide par les nanocristallins du marché du capteur de courant différentiel, actuellement 50 à 100 tonnes par an [LEB06].

⁴ La majorité des noyaux sont à base de ruban enroulé, mais il existe quelques applications à base de rondelles empilées

Le choix du matériau est également dicté par le type de fonctionnement recherché : selon l'application, les contraintes sur la courbe B(H) ne sont pas les mêmes. Ces contraintes sont présentées dans la section suivante.

1.3 Point de fonctionnement - technologies de DDR

L'équation (1-14) traduit le point de fonctionnement du tore : la comparaison de l'impédance magnétisante (ωL_s) et de la charge de sortie du capteur règle le niveau du courant secondaire, donc le point de fonctionnement du capteur.

Si l'impédance magnétisante est du même ordre de grandeur que la charge, les ampères-tours au secondaire sont inférieurs à ceux au primaire : le champ magnétique dans le tore n'est pas nul et la perméabilité dépend du point de fonctionnement. Ceci est particulièrement le cas des *DDR Voltage Independent (VI)*. Pour cette catégorie de DDR, l'énergie de déclenchement est apportée par le défaut différentiel et les noyaux sont, par conséquent, volumineux. Ils sont conçus de façon à optimiser la puissance en sortie du dispositif, en se positionnant très soigneusement sur la courbe B(H) du tore et en jouant sur le nombre de spires pour adapter l'impédance du tore à celle du relais en sortie.

Ce type d'appareil ne nécessitant pas d'alimentation, il est également appelé « **Propre courant** ». Il est généralement considéré comme très sécuritaire, car il permet le fonctionnement de l'appareil quel que soit le nombre de phases alimentées. C'est actuellement le seul autorisé en Europe par les normes IEC 61008 et IEC 61009. Ce type d'appareil présente cependant deux défauts majeurs. En premier lieu, l'énergie récupérable est très faible, surtout en haute sensibilité (30 mA). Le DDR doit donc être pourvu d'un relais à très haute sensibilité (typiquement 1µJ) et d'un transformateur de courant à hautes performances magnétiques (typiquement une perméabilité de 300 000) et forte masse (typiquement 15g). De plus, chaque sensibilité implique un dimensionnement spécifique du tore et de toute la chaîne différentielle. Toute une gamme de produit est donc nécessaire pour couvrir une plage de protection différentielle. Ce type d'appareil est surtout utilisé en environnement domestique.

• Si l'impédance magnétisante est très supérieure à la charge, le courant de sortie I_s est quasiment égal au rapport I_P/K_N : le rapport du transformateur atteint sa valeur théorique, l'erreur est faible et le champ dans le transformateur quasi nul. Ce

point de fonctionnement est couramment appelé : « transformateur de courant ». C'est dans ce régime que fonctionnent les *DDR Voltage Dependent (VD)*. Ce type de DDR utilise une source extérieure d'alimentation, qui prend souvent la forme d'un tore d'alimentation placé autour d'une ou de plusieurs phases (**propre tension**) ou d'une alimentation secteur (**source auxiliaire**). Dans ce mode, le capteur de courant différentiel n'a qu'un rôle de mesure, d'où l'intérêt de travailler à champ très faible et ainsi toujours avoir le même gain. L'énergie disponible étant nettement plus importante, les contraintes sur le relais sont réduites (typiquement 300 µJ à 300 mJ), et le fonctionnement en transformateur de courant autorise des tores de petites dimensions (typiquement 0.5g avec une perméabilité de 15 000). La sortie étant quasiment linéaire, ce type de DDR peut facilement s'adapter à toute une plage de courants différentiels. Un seul type de produit peut donc couvrir toute une gamme. Les DDR VD sont destinés au tertiaire ou à l'industriel, mais également aux applications domestiques dans certains pays (Chine, japon).

1.4 Conclusion

Un contact direct ou indirect dans une installation électrique se traduit le plus souvent par l'apparition d'un courant résiduel dans l'alimentation de cette installation. Détecter un tel courant est l'intérêt du dispositif différentiel résiduel, généralement associé à un dispositif de coupure du circuit incriminé. L'élément central du DDR est son capteur de courant, généralement formé d'un circuit magnétique torique bobiné. Un tel capteur peut être modélisé de nombreuses façons, mais deux en particulier seront utilisées dans la suite : la modélisation par schéma électrique équivalent et le calcul par éléments finis.

Chapitre 2
Chapitre 2

Analyse du phénomène des Faux Courants Homopolaires

Sommaire

2.1	Description du phénomène des faux courants homopolaires	40
2.1.1	Eléments théoriques – notion de dissymétrie	40
2.1.2	Eléments normatifs	41
2.2	Caractérisation expérimentale du phénomène	43
2.2.1	Tores et banc de mesure utilisés	43
2.2.2	Faux courants homopolaires en fonction du courant primaire	45
2.2.3	Faux courants homopolaires en fonction de la position angulaire	46
2.2.4	Décalage de la réponse angulaire	47
2.2.5	Reproductibilité du phénomène	48
2.2.6	Circuit ouvert - Circuit fermé, schéma équivalent du tore	49
2.3	Sources de faux courants homopolaires	52
2.3.1	Sources internes	52
2.3.2	Sources externes	54
2.4	Alimentation monophasée et triphasée	56
2.5	Emballement des faux courants homopolaires	57

2.6	Solutions	58
2.6.1	Réduction du flux magnétique dans le tore	58
2.6.2	Détection et réduction des sources de faux courants homopolaires	64
2.6.3	Disposition des conducteurs primaires	67
2.7	Conclusion	69

Comme tout autre dispositif physique, le fonctionnement des capteurs de courants différentiels, idéalisé dans le chapitre précédent, est entaché d'imprécisions et d'anomalies. Un certain nombre de phénomènes peut provoquer le déclenchement intempestif du dispositif. En particulier, un tore soumis à un fort courant primaire verra apparaître une tension aux bornes de son bobinage secondaire, même en absence de défaut différentiel. Cette tension, en générant un courant dans le bobinage et le relais associé, peut être suffisante pour provoquer l'ouverture du relais. Ces courants sont dénommés Faux Courants Homopolaires, par opposition aux « vrais » courants homopolaires habituellement à l'origine des déclenchements. D'autres appellations existent, telles « courants d'équilibrage »...

Pour des faibles valeurs de courant primaire, le phénomène entraîne peu d'inconvénients. Cependant, en cas de forts courants (démarrage de moteur...), ces faux courants augmentent rapidement et peuvent atteindre plusieurs fois le seuil d'ouverture du dispositif. De plus, ayant la fréquence du courant primaire, ils peuvent se retrancher à un véritable courant différentiel et éventuellement « aveugler » le tore.

Les faux courants homopolaires ont de multiples origines, tant situées dans le tore luimême (aimantation, défauts du matériau, découpe...) que dans le bobinage secondaire ou la disposition des conducteurs primaires. Après une présentation détaillée du phénomène, ce chapitre aborde différents aspects expérimentaux des faux courants homopolaires, ainsi qu'un court inventaire des sources connues. Une description de quelques solutions aux faux courants homopolaires existant dans la littérature conclura ce chapitre.

<u>Remarques</u>: L'amplitude des faux courants homopolaires sera, sauf indication contraire, exprimée en ampères-tours. La majorité des dispositifs étudiés étant à source auxiliaire et fonctionnant en transformateur de courant (Ns x Is = Np x Ip), exprimer les faux courants homopolaires en ampères-tours permet de leur associer directement un courant différentiel virtuel au primaire. De plus, les signaux pouvant être bruités, ou présenter des pics, les faux courants homopolaires seront systématiquement relevés en valeur efficace.

2.1 Description du phénomène des faux courants homopolaires

Les faux courants homopolaires constituent un phénomène très complexe à caractériser, de par le grand nombre de paramètres influents. Un montage très simple d'étude des faux courants homopolaires est présenté Fig. 2-1 : un tore, réalisé en matériau magnétique et doté d'un bobinage secondaire relié à une charge, entoure un jeu de conducteurs bipolaires, parcourus par des courants égaux et opposés. Le mécanisme de génération des courants est décrit en détail § 2.1.1.



Fig. 2-1 : Tore et jeu de conducteurs

2.1.1 Eléments théoriques – notion de dissymétrie

Les faux courants homopolaires proviennent des dissymétries magnétiques du système [FIN74], tant dans la configuration des conducteurs primaires, que dans la distribution des spires du secondaire ou dans la géométrie du tore [LEG02]. L'exemple suivant explicite un cas simple d'apparition de faux courants homopolaires.

Le champ magnétique créé dans le dispositif Fig. 2-1 est illustré sur la Fig. 2-2 a). Le bobinage secondaire disposé autour du tore somme le flux mesuré par chaque spire. Une moitié de ce flux est comptée positivement, l'autre négativement (c.f. Fig. 2-2 b)), la somme des deux contributions étant, en théorie, nulle : le flux mesuré par une spire est compensé par celui mesuré par la spire placée symétriquement. En cas de défaut dans le bobinage secondaire (par exemple, un écart anormal entre deux spires), un terme résiduel, correspondant au flux mesuré d'un côté et non compensé de l'autre, va apparaître dans la somme. A ce terme sera associée une tension aux bornes du bobinage générant des faux courants homopolaires.



Fig. 2-2 : Flux dans un tore monophasé (a), fonctionnement bobinage secondaire (b)

Ainsi, un tore *idéal*, entourant des conducteurs *idéaux*, alimentés par des *courants de somme nulle*, peut générer des faux courants homopolaires en cas de dissymétrie dans son bobinage secondaire. Davantage de précisions sur les faux courants homopolaires dus au bobinage sera donné chapitre 6. Cet exemple simple d'apparition des faux courants homopolaires est à extrapoler pour les autres sources d'erreurs.

Les dissymétries responsables de ces courants peuvent être de deux natures. Certaines sont géométriques : disposition non symétrique des conducteurs primaires ou secondaires, excentrage du tore, forme des conducteurs, etc. Les autres sont d'origine magnétique : un défaut dans le tore, telle une zone dégradée, de perméabilité plus faible, peut avoir des conséquences notables sur les faux courants homopolaires. De même, une induction rémanente ou un flux de fuite extérieur, en produisant une distribution non symétrique de l'induction, entraîne des faux courants homopolaires.

Provenant de la mesure du flux dans le tore par les spires du bobinage secondaire, les faux courants homopolaires sont par conséquent de même fréquence fondamentale que le courant primaire : la pulsation d'excitation du tore est évidemment celle de l'excitation des dissymétries du tore. Les faux courants homopolaires peuvent donc s'additionner – ou se retrancher – aux véritables courants différentiels, entraînant des déclenchements intempestifs en l'absence de défaut, ou des non-déclenchements pour des courants résiduels supérieurs au seuil.

2.1.2 Eléments normatifs

Les normes internationales applicables aux dispositifs de protection différentielle [IEC60947-2] précisent les niveaux de faux courants homopolaires tolérables. Les conditions de déclenchement imposées sont résumées dans la Table 2-I (le calibre de l'appareil est noté $I\Delta n$). _

Courant primaire	Courant différentiel	Comportement
≤In	< I <u>∆</u> n/2	Non déclenché
≤In	$I\Delta n/2 \le Id \le I\Delta n$	Déclenchement autorisé
≤In	≥I∆n	Déclenché
≤6 x In	0	Non déclenché

Table 2-I : Conditions de déclenchement imposées (normatives)

En particulier, un courant différentiel inférieur à la moitié du calibre annoncé ne peut provoquer un déclenchement, ce qui réduit d'autant les faux courants homopolaires autorisés. Par exemple, excité à son courant primaire nominal, un calibre 30 mA ne peut pas admettre plus de 15 mA de faux courants homopolaires et pas plus de 30 mA entre In et 6 x In. De plus, ces niveaux sont liés au seuil de déclenchement réglé par le fabriquant. Par exemple, si le seuil de déclenchement d'un calibre 30 mA a été réglé à 25 mA avec une incertitude de 5 mA, de manière à conserver une marge, les faux courants homopolaires, dans ce cas, ne pourront donc pas être supérieurs à 5 mA (soit 25 mA – 5 mA – 15 mA).

2.2 Caractérisation expérimentale du phénomène

La très grande sensibilité des faux courants homopolaires aux conditions expérimentales dans lesquelles ils sont testés constitue l'une des difficultés majeures de leur étude. Leur amplitude et même leur forme dépendent considérablement du niveau de courant primaire, de l'environnement du tore et surtout de la position angulaire du noyau magnétique. D'une forme relativement sinusoïdale à faible courant, ils peuvent présenter de très forts pics à courant primaire important ou s'annuler complètement à la suite d'une modification de quelques degrés de la position angulaire du tore.

Cette section débute par une présentation sommaire du banc développé pour la mesure des faux courants homopolaires, puis présente les formes les plus typiques obtenues expérimentalement et analyse enfin le lien entre la position angulaire du tore et les faux courants homopolaires.

2.2.1 Tores et banc de mesure utilisés

Dans toute la suite, deux modèles de tores enroulés ont été utilisés. Leurs dimensions sont voisines, ainsi que leur calibre. Ils diffèrent cependant par leur courant primaire nominal.

	Tore F	Tore N
Matériau	Fe-Ni	Nanocristallin
Bobinage secondaire	Non rangé, 3 couches	Rangé, 1 couche
Nombre de spires	> 1000	≈600

Table 2-II : Tores utilisés

La sensibilité des faux courants homopolaires à leurs conditions de test impose de disposer d'un banc de caractérisation adapté et fiable (c.f. Fig. 2-6). Ce banc se compose d'un conducteur massif en cuivre, relié à un transformateur monophasé. Le tore est disposé sur un ensemble de cylindres en plastique assurant le centrage du tore, ainsi que sa rotation (c.f. §2.2.3).

Ce dispositif spécifique a été conçu de manière à faciliter les mesures de faux courants homopolaires. Le tore 7 est disposé sur un support mobile 3, lui même disposé sur un support fixe 4. Le centrage du tore par rapport au barreau en cuivre 2 est ainsi assuré. Le cas échéant, la rotation du tore autour des conducteurs est assurée par la roue crantée 5, et la position angulaire est contrôlée par le curseur 6. Le tore est excité par un jeu de quatre conducteurs, décrits sur la

Fig. 2-4, pouvant être alimentés en monophasé ou en triphasé. Ces conducteurs sont reliés à un transformateur d'alimentation par l'intermédiaire des plaques de connexion **1**.



Fig. 2-3 : Banc de mesure des faux courants homopolaires

Le barreau en cuivre **2** est une barre cylindrique, fendue en quatre sur l'essentiel de sa longueur. Seule une section de 20 mm de long a été conservée à une extrémité, de manière à réaliser un court circuit.



Fig. 2-4 : Conducteurs triphasés tétrapolaires

Pour éviter les effets d'extrémité, le tore a été disposé à bonne distance des bords du banc (c.f. Fig. 2-5).



Fig. 2-5 : Positionnement du tore

Le bobinage secondaire des tores à caractériser est relié à une résistance de faible valeur, sans impact sur la mesure des faux courants homopolaires⁵. La tension aux bornes de cette résistance est mesurée à l'oscilloscope.



Fig. 2-6 : Banc de caractérisation des faux courants homopolaires

2.2.2 Faux courants homopolaires en fonction du courant primaire

Créés par la circulation du flux primaire dans le tore, les faux courants homopolaires sont évidemment liés au niveau de courant primaire. La Fig. 2-7 représente une courbe typique d'apparition des faux courants homopolaires. Deux zones sont distinguables : une première, pour laquelle les faux courants homopolaires sont de faible amplitude (quelques dizaines de mA), et une zone d'emballement, où les faux courants homopolaires augmentent brusquement pour atteindre plusieurs centaines, voire plusieurs milliers de mA. Les phénomènes physiques mis en jeu étant différents, l'emballement sera étudié à part au paragraphe 2.5 .





A bas courant, la forme temporelle des faux courants homopolaires est extrêmement variable, selon le type de tore utilisé, les dimensions, le matériau... Néanmoins, la forme de la Fig. 2-8 est assez caractéristique.

⁵ Ces tores fonctionnement en transformateur de courant. Si l'inductance magnétisante du tore est suffisamment grande, la charge secondaire n'a pas d'influence sur le point de fonctionnement.



Fig. 2-8 : Faux courants homopolaires à bas courant

La montée du courant primaire modifie cette forme d'onde progressivement, en provoquant l'apparition de pics de courant (Fig. 2-9 **a**)). Le seuil d'emballement passé (ici 2500 A), les faux courants homopolaires augmentent très rapidement, aveuglant totalement le capteur (Fig. 2-9 **b**)). Dans la suite, ce type de réponse sera dénommée « réponse en courant ».



Fig. 2-9 : a) Apparition de pics de FCH, b) Emballement des FCH

2.2.3 Faux courants homopolaires en fonction de la position angulaire

Il a été constaté, en modifiant la position angulaire d'un noyau magnétique par rapport aux conducteurs primaires (c.f. Fig. 2-10 **a**)), une forte variation des faux courants homopolaires, tant de forme que d'amplitude (c.f. Fig. 2-10 **b**)).



Fig. 2-10 : a) Rotation du tore autour du primaire, b) FCH pour différentes positions angulaires

En mesurant la valeur efficace temporelle des faux courants homopolaires pour une série de positions angulaires, la courbe de la Fig. 2-11, caractéristique, est obtenue. Ce type de courbe est nommé « réponse angulaire ».



Fig. 2-11 : Réponse angulaire

La sensibilité des faux courants homopolaires à la position angulaire peut s'expliquer simplement. En faisant pivoter le tore autour de ses conducteurs primaires comme indiqué sur la Fig. 2-10 **a**) le défaut responsable des faux courants homopolaires va se trouver alternativement dans des zones de forte et de faible induction (c.f. Fig. 2-2, page 41). Ne captant pas le même flux, le défaut ne va pas engendrer les mêmes faux courants homopolaires, ce qui justifie la forme périodique de la Fig. 2-11.

2.2.4 Décalage de la réponse angulaire

Les réponses angulaires présentées au paragraphe précédent présentent des maxima bien marqués. Il a été parfois constaté une variation de position angulaire de ces maxima en fonction du courant primaire (c.f. Fig. 2-12). L'explication la plus logique à ce phénomène est que les anomalies du tore dont dépendent les faux courants homopolaires ne sont pas systématiquement excitées de la même façon : un défaut de bobinage dans une zone totalement saturée du circuit magnétique ne sera que très peu visible car – le flux qu'il perçoit étant constant – la tension aux bornes de ce défaut est nulle. Ainsi, en fonction du courant primaire, la « carte des anomalies » du tore peut être modifiée, entraînant un décalage de la réponse.



Fig. 2-12 : Décalage de la réponse angulaire d'un tore

Dans certains cas extrêmes, ce phénomène peut donner à croire que, à position angulaire donnée, les faux courants homopolaires diminuent avec l'augmentation du courant primaire.

2.2.5 Répétitivité du phénomène

La répétitivité d'une expérience scientifique est l'une des conditions pour valider les observations tirées de ce phénomène. Vérifier celle des faux courants homopolaires est donc essentiel à la poursuite de leur étude.

Les données de la Fig. 2-13 ont été recueillies au cours de deux essais effectués sur les tores N, installés sur le banc de mesure dédié, après montage et démontage complet. La répétitivité est très satisfaisante.



Fig. 2-13 : Valeur efficace des FCH, Essais de reproductibilité, tore N

Par ailleurs, il est intéressant d'examiner la reproductibilité des faux courants homopolaires d'une série de tores supposés identiques (données fabriquant). Les tores d'une même série ont tous été testés dans les mêmes conditions de courant et d'environnement. Selon la série, les résultats peuvent être relativement constants (c.f. Fig. 2-14 **a**)) ou variables (c.f. Fig. 2-14 **b**)). Ainsi, les noyaux F testés donnent des faux courants homopolaires compris entre 10 et 15 mA. En revanche, les faux courants homopolaires des noyaux N sont entre 5 et 30 mA. Ce type d'indication est très précieux lorsqu'il s'agit de déterminer l'origine des faux courants homopolaires d'un tore. Une réponse angulaire relativement constante implique fréquemment une source localisée assez importante, se retrouvant dans tous les circuit magnétiques. A l'opposé, une signature inconstante provient souvent d'une multitude de faible sources, dispersées dans tout le tore et propres à chaque tore : anomalies de bobinage, contraintes du matériau magnétiques, faibles excentrages, etc.

Remarque : pour éviter que les Fig. 2-14 **a**) et **b**) soient illisibles, les valeurs efficaces des faux courants homopolaires ont été signées en fonction de leur phase. Ceci est totalement artificiel et n'est utilisé que pour des raisons de lisibilité.



Fig. 2-14 : Valeur efficace des faux courants homopolaires, a) Tore F, b) Tore N

Par contre, quel que soit le niveau de faux courants homopolaires, le seuil d'emballement d'un type de tore reste globalement constant, indiquant que l'origine de ce phénomène est liée au tore lui-même (dimensions, matériau...) et non à ses défauts (c.f. §2.5).

2.2.6 Circuit ouvert – Circuit fermé, schéma équivalent du tore

Au premier chapitre, un schéma équivalent du capteur de courant différentiel utilisant une source de tension a été présenté. Ce schéma peut être réutilisé dans le cas d'un tore excité par un système de courant équilibré et produisant des faux courants homopolaires.

Pour maintenir l'analogie, les sources de faux courants homopolaires sont représentées par un courant primaire équivalent, excitant le tore à la manière d'un courant différentiel.

Par hypothèse ([FIN74]), la perméabilité magnétique du matériau est constante sur le périmètre du tore. Cette hypothèse n'est valable qu'à faible courant, avant le seuil d'emballement décrit §2.5 et peut sembler abusive, mais il sera vu au chapitre 3 qu'elle est vérifiée (du moins sur des tores en matériau nanocristallin, de cycle couché et de perméabilité constante sur une large plage de champ magnétique).

Sans revenir sur les équations qui sont en tout point similaires, le résultat précédemment obtenu est réutilisé :

$$M \times \frac{dI_{ED}}{dt} = L_m \times \frac{dI_s}{dt} + R_s \times I_s$$
 (2-1)

Avec $L_m = \mu_m \times \frac{S \times N_s^2}{l}$ et $M = L_M \times \frac{N_P}{N_S}$, ou μ_m est la perméabilité du tore.



Fig. 2-15 : Schéma équivalent en tension du tore

Le terme $M \times dI_{ED}/dt$ représente les sources de faux courants homopolaires excitées par le courant primaire dipolaire.

En circuit ouvert, la tension aux bornes du bobinage du tore, V_{so} , est égale à $M \times dI_{ED}/dt$. Par conséquent, le courant en circuit fermé peut être calculé à partir de la tension en circuit ouvert :

$$V_{so} = L_{m} \times \frac{dI_{s}}{dt} + R_{s} \times I_{s}$$
(2-2)

La principale difficulté porte sur l'évaluation de l'inductance magnétisante. Celle-ci est basée sur la perméabilité du tore, dépendant de l'excitation du tore – donc du niveau de courant primaire – mais aussi de la distribution du champ dans le noyau. Contrairement aux capteurs excités par un seul conducteur, les tores considérés dans le cas présent ne sont pas soumis à un champ uniforme et la perméabilité n'est pas constante. D'autres phénomènes peuvent également influencer l'inductance, comme le feuilletage du tore (c.f. 2.3.1). Il sera vu au chapitre 3 l'influence du courant primaire sur l'inductance propre du tore et au chapitre 4 l'impact du foisonnement du ruban sur l'inductance.

La relation (2-2) a été appliquée à une mesure expérimentale de la tension aux bornes du tore. La résistance a été mesurée aux bornes du circuit, en tenant compte de la charge et l'inductance, prise égale à 61% de sa valeur à courant primaire nul (une justification de cette valeur sera donnée chapitre 4). La tension en circuit ouvert est présentée sur la Fig. 2-16 a). A partir de cette tension, le courant secondaire a été reconstitué sur plusieurs périodes (c.f.

Fig. 2-16 b)). La correspondance obtenue est satisfaisante, validant l'approche considérée. Il est donc possible de calculer le niveau de faux courants homopolaires dans le secondaire d'un tore à partir d'une mesure de la tension au bornes du secondaire en circuit ouvert.



Fig. 2-16 : a) Tension en circuit ouvert, b) Comparaison courant calculé / courant mesuré, tore N 214, 0°, 400 A, 50 Hz

Ceci étant, les signaux mesurés en circuit ouvert sont généralement très bruités et difficiles à analyser. N'apportant pas davantage d'informations que les mesures en circuit fermé, les mesures en circuit ouvert ne seront pas utilisées, sauf besoins ponctuels. En revanche, elles pourront l'être en simulation, car elles offrent la possibilité de calculer un niveau de faux courants homopolaires à partir d'une succession d'états statiques (circuit ouvert), nettement plus faciles à simuler.

2.3 Sources de faux courants homopolaires

Cette section décrit brièvement les sources de faux courants homopolaires connues, sans les quantifier. Une étude complète de ces sources est disponible dans l'annexe I, confidentielle.

Ces sources sont classées en deux catégories. Les sources internes sont situées dans le capteur de courant, tant dans la constitution même du capteur que dans son bobinage secondaire. Les sources externes proviennent de l'environnement du capteur, et en premier lieu de la source d'excitation.

2.3.1 Sources internes

- <u>Bobinage secondaire</u> : cette source a déjà été illustrée dans ce document, § 2.1.1. Une inhomogénéité dans le bobinage génère un signal correspondant au déficit de flux dû à cette anomalie. Ce mécanisme est décrit en détail chapitre 5 et 6.
- <u>Constitution du capteur de courant</u> : deux modes de constitution du noyau magnétique sont utilisés. Soit un empilage de rondelles de matériau magnétique, soit un enroulement de ruban magnétique. Ces deux modes de réalisation peuvent générer des faux courants homopolaires. Les rondelles peuvent présenter des irrégularités à la découpe ou ne pas être alignées correctement (c.f. Fig. 2-17)...



Fig. 2-17 : Rondelles non alignées

Les tores enroulés sont le siège de phénomènes complexes [COL06], basés sur trois effets. Le foisonnement du ruban enroulé entraîne de minces entrefers entre chaque couche de matériau magnétique, isolant chaque couche de la suivante (c.f. Fig. 2-18 **a**)). Le flux multipolaire circulant dans le tore est donc concentré dans les premières couches, saturant celles-ci même à bas courant. Le second effet est provoqué par les extrémités interne et externe du ruban, pouvant perturber le flux dans les premières et dernières couches du tore (c.f. Fig. 2-18 **a**)). Enfin, le sens

d'enroulement du ruban magnétique rend les cheminements du flux dans les deux moitiés du tore non équivalents : dans l'illustration Fig. 2-18 b), le flux circulant dans la moitié droite du capteur rencontre un entrefer supplémentaire par rapport au flux cheminant dans la moitié gauche : le tore est déséquilibré.



Fig. 2-18 : Sources de faux courants homopolaires d'un tore enroulé : a) dues au foisonnement des couches, b) dues à non équivalence des chemins magnétiques

<u>Aimantation du noyau</u>: ceci peut se produire si le matériau du tore présente un cycle d'hystérésis large. Une excitation unipolaire du tore (défaut différentiel, pic de faux courant homopolaire, ...) peut aimanter le capteur de courant et l'amener à un point de fonctionnement proche de la saturation. L'excitation induite par le primaire n'est pas de même polarité aux points 1 et 2 de la Fig. 2-19. Partant du même point initial, deux champs magnétiques égaux mais de sens opposés produisent des inductions différentes. La somme de telles inductions n'étant évidemment plus nulle, elle produit une variation de flux dans le temps : le tore génère des faux courants homopolaires.



Fig. 2-19 : Conséquence d'une aimantation du noyau

<u>Défauts du circuit magnétique</u>: ce type de défaut peut résulter d'un choc, d'un défaut de fabrication, d'une contrainte induite par l'environnement du tore (une aspérité dans le boîtier, par exemple). Il a pour conséquence soit de diminuer localement la perméabilité du matériau, soit de perturber le cheminement du flux, ce qui, dans les deux cas, entraîne une dissymétrie.

2.3.2 Sources externes

- Conducteurs primaires : la forme de la section des conducteurs a une influence sur les faux courants homopolaire. En premier lieu, la géométrie et l'écartement des conducteurs conditionnent le flux magnétique produit par ce primaire, avec un impact immédiat sur les faux courants homopolaires, la forme la plus adaptée consistant en une imbrication coaxiale des différents conducteurs primaires. La disposition des conducteurs primaires et en particulier leur géométrie (forme des épanouissements des phases, connections, position des amenées de courant....) sont également sources de faux courants homopolaires. Très rarement symétrique, cette disposition induit dans le tore une répartition non équilibrée du flux du primaire, entraînant des dissymétries. Le chapitre 5 présente diverses dispositions réelles du primaire, ayant d'importantes conséquences sur les courants secondaires.
- <u>Excentrage</u>: Un excentrage des conducteurs consiste en un décalage entre l'axe de symétrie magnétique des conducteurs et du tore. Il peut être provoqué par une mauvaise disposition du primaire par rapport au boîtier du tore, mais aussi par un excentrage du tore par rapport à ce boîtier, cas souvent difficile à détecter (c.f. Fig. 2-20 a)).



Fig. 2-20 : a) Excentrage des conducteurs, b) impact sur l'induction

Cet excentrage induit une répartition dissymétrique du flux dans le tore, ce qui, le matériau magnétique n'étant pas linéaire, entraîne des faux courants homopolaires. Cet effet peut être aggravé si le tore est fabriqué à partir d'un ruban magnétique enroulé : les couches d'air résiduelles dans le tore concentrent le flux dans les premières couches, qui saturent beaucoup plus rapidement. Un excentrage du primaire, en provoquant un excédent de flux d'un côté du tore, est donc amplifié par cette saturation précoce. Davantage de précisions sur ce type d'excentrage est disponible chapitre 3 et chapitre 4.

• <u>Flux de fuite</u> : le terme flux de fuite recouvre toutes les perturbations d'origine magnétique auxquelles est soumis le noyau. Ces perturbations peuvent être générées par un conducteur voisin, un aimant, le primaire du capteur, un matériau magnétique limitrophe... Dans le cadre d'un capteur de courant intégré à un appareil, ces fuites peuvent être très importantes et, le plus souvent, difficiles à caractériser. La solution la plus courante consiste à blinder le capteur de courant (c.f.§ 2.6.1).

Cette présentation, très incomplète, fournit néanmoins un aperçu de la diversité des sources de faux courants homopolaires. S'il est possible de lutter contre les sources externes, par blindage principalement, les sources internes sont en revanche difficiles à caractériser, et encore plus à réduire.

2.4 Alimentation monophasée et triphasée

Afin d'éviter un certain nombre de répétitions, une partie des explications relatives au fonctionnement du tore en triphasé et à la différence entre ces deux modes est donnée chapitre 3, dont une section traite spécifiquement de l'alimentation triphasée du tore.

Alimenter le tore en triphasé modifie profondément les faux courants homopolaires. En monophasé, la distribution du champ est constante, seule son amplitude change. Aussi, certains défauts ne seront jamais excités et d'autres le seront en permanence. En triphasé, le champ magnétique créé par le primaire est tournant, excitant alternativement tous les défauts du tore, à la manière d'une rotation du tore autour des conducteurs primaires (à l'excentrage des conducteurs⁶ près). Le type de courbe observé Fig. 2-11 (page 47), présentant des maxima et des minima bien marqués, va disparaître, pour être remplacé par des réponses présentant une forte composante continue. La variation angulaire de cette courbe n'est plus due à l'excitation de certains défauts, mais au déséquilibre inhérent des sources de courant primaire (c.f. chapitre 3, Fig 3.8).



Fig. 2-21 : Faux courants homopolaires (valeur efficace) en triphasé et en monophasé, Tore N, 400 A 50 Hz

Par ailleurs, il est montré chapitre 3 que les faux courants homopolaires en monophasé sont supérieurs à ceux enregistrés en triphasé, ce qui se retrouve Fig. 2-21. Il est donc préférable d'étudier les faux courants homopolaires d'un tore en monophasé, de manière à considérer le pire des cas. Par conséquent, ce mode triphasé ne sera pas spécifiquement étudié.

⁶ Les tores triphasés sont tétrapolaires. La source d'excitation est obligatoirement déséquilibrée.

2.5 Emballement des faux courants homopolaires

L'emballement des faux courants homopolaires est le nom donné à la brusque augmentation de ces courants à fort niveau d'excitation primaire, lors de laquelle ils sont couramment multipliés par dix.

Le mécanisme exact de cet emballement est complexe, mais peut être relié à la saturation partielle d'une section du tore. En effet, bien que les niveaux de faux courants homopolaires soient différents, des tores identiques, alimentés par des conducteurs identiques, partagent le même seuil d'emballement (c.f. Fig. 2-22).



Fig. 2-22 : Seuils d'emballement comparés, tores N

Ceci indique que le seuil d'emballement ne dépend pas des défauts de chaque tore, mais d'une caractéristique partagée par tous les tores d'une même série.

Le type d'alimentation (monophasé ou triphasé) influence, à courant donné, l'induction maximale dans le tore (c.f. Chapitre 3). Cette différence se retrouve dans les seuils d'emballement, qui en triphasé, se produit pour un courant plus élevé qu'en monophasé (c.f. Fig. 2-23).



Fig. 2-23 : Seuil d'emballement monophasé et triphasé

2.6 Solutions

Le problème posé par les faux courants homopolaires est peu documenté, l'aspect très industriel de ce phénomène y étant certainement pour beaucoup. L'essentiel des publications est formé de brevets. Cependant, peu des méthodes présentées dans ces documents sont convaincantes et il est probable que les innovations efficaces restent, le plus souvent, confidentielles.

Les brevets remarqués peuvent être classés en trois catégories. Le premier type de solutions vise à réduire la quantité de flux magnétique dans le tore, diminuant ainsi les faux courants homopolaires sans toutefois en réduire les sources. La deuxième catégorie de solutions ambitionne la compensation des défauts géométriques et magnétiques du tore, ce qui revient à supprimer les causes de faux courants homopolaires. La troisième porte sur la disposition des conducteurs du primaire. Si des méthodes à peu près fiables existent dans les première et troisièmes catégories, les méthodes appartenant à la seconde sont peu nombreuses et, dans le meilleur des cas, délicates à mettre en œuvre.

2.6.1 Réduction du flux magnétique dans le tore

Trois méthodes différentes peuvent parvenir à une réduction sensible de l'induction dans le tore. La première se base sur l'utilisation de blindage. Convenablement disposés, ils dévient une partie du flux excitant normalement le noyau. La seconde méthode se base sur des bobines de compensation. Formées de deux bobines en court-circuit disposées autour du tore, elles développent des courants s'opposant au flux du primaire. Enfin, la troisième propose d'annuler les faux courants homopolaires en modifiant le bobinage secondaire aux endroits adéquats

Blindage

Cette méthode est simple et universellement répandue. Elle consiste à entourer le tore de couches de matériau magnétique, dans diverses configurations, afin d'atténuer le flux magnétique dans le tore. Ce flux provenant de toutes les directions, les tores sont généralement blindés de tous les côtés [SAN99] (c.f. Fig. 2-24).

Le rôle du blindage étant d'absorber au maximum les flux magnétiques, des matériaux à forte perméabilité ou à forte induction à saturation sont indiqués. Les alliages Fer-Silicium (Js élevé) et Fer-Nickel (perméabilité élevée) conviennent. A défaut, des ferrites de fortes épaisseurs conviennent. Ces blindages se présentent le plus souvent sous la forme de tôles empilées

(blindages extérieurs ou latéraux) ou enroulés (blindages intérieurs ou extérieurs), selon leur disposition et le type de matériau employé.



Fig. 2-24 : Blindage feuilleté (11, 12, 13, 14) entourant un tore (15)

Le feuilletage des blindages permet également de réduire les courants de Foucault circulant dans les tôles, et pouvant contribuer aux faux courants homopolaires [SAN99]. Certaines inventions proposent d'ailleurs d'ajouter des entrefers (c.f. §2.2.1) ou d'utiliser des ferrites pour réduire davantage ces courants de Foucault [HEN99].



Fig. 2-25 : Blindages dotés d'entrefers pour réduction des courants de Foucault

Les blindages présentent de nombreux avantages et constituent la méthode la plus simple et la plus efficace pour réduire les faux courants homopolaires. En particulier, ils peuvent être appliqués à des dispositifs de toutes tailles, contrairement au second type de solution, qui ne fonctionne que pour des tores de dimensions importantes. Les blindages souffrent cependant de deux inconvénients majeurs : leur encombrement et leur coût.

En effet, les matériaux magnétiques requis sont nécessairement de bonne qualité, et donc coûteux. Dans un contexte industriel, il faut également prendre en compte les opérations de mise en place des blindages, de stock, etc. De plus, leur encombrement est conséquent et

peut être problématique dans le cas de tores à fort courant primaire, nécessitant de grosses quantités de blindage. A titre d'exemple, un tore de 35 mm de rayon intérieur et de courant primaire nominal 500 A requiert un blindage intérieur Fe-Ni de plus de 2 mm d'épaisseur.

Malgré ces limites, le blindage des tores de protection différentielle reste universellement employé et demeure incontournable.

Bobines de compensation

Cette méthode, employée dans les capteurs de courant de fort calibre devant être protégées contre des flux de fuite extérieurs, peut être adaptée à la protection contre les faux courants homopolaires. En effet, la problématique est similaire : dans un capteur de courant « classique » (c.f. Fig. 2-26 **a**)), une source externe de champ peut créer une distribution de flux comparable à celle d'une source interne bipolaire dans un capteur différentiel (c.f. Fig. 2-26 **b**)). De même, le courant primaire à mesurer dans l'application « capteur de courant » correspond au courant différentiel à détecter dans l'application « protection différentielle » et induit la même distribution de flux, seuls les ordres de grandeur changent.



Fig. 2-26 : Distribution de flux a) d'une source bipolaire interne excentrée, b) d'une source monopolaire externe

Le principe des bobines de compensation, décrit dans [SEE70], est de rééquilibrer le flux traversant le tore par l'intermédiaire de deux (ou plus) bobines placées de part et d'autre du noyau et connectées en opposition (c.f. Fig. 2-27). Le courant généré dans ces bobinages s'oppose à tout déséquilibre de flux entre les deux moitiés du tore.



Fig. 2-27 : Principe des bobinages de compensation

En pratique, plutôt que d'ajouter au bobinage secondaire déjà présent un second bobinage indépendant, il est préférable de disposer ce second bobinage en parallèle du premier. La Fig. 2-28 représente ce principe appliqué à un tore portant quatre bobines de compensation, occupant chacune un quadrant du tore [SEE70].



Fig. 2-28 : Secondaire compensé, formé de 4 bobinages en parallèle

Dans une telle configuration, les courants secondaires correspondants au courant différentiel (en protection différentielle) ou au courant primaire à mesurer (en capteur de courant) s'ajoutent en sortie du bobinage – augmentant la précision – tandis que les courants issus des flux de fuite restent piégés dans les branches en parallèle. D'après l'auteur [SEE70], à volume de cuivre identique, les pertes dans le montage de la Fig. 2-28 sont plus faibles que celles de la Fig. 2-27.

Il est possible de proposer une troisième disposition des bobines de compensation, les bobines additionnelles étant cette fois ci en série avec le bobinage secondaire. Le montage de la Fig. 2-29 présente un bobinage de 2500 spires compensé. Les quatre bobines de compensation sont chacune disposée sur un quadrant du tore. Cette configuration permet de réduire le volume de conducteurs nécessaire.



Fig. 2-29 : Bobines de compensation en série

Cette méthode est appliquée à la protection différentielle dans [SAN99]. Il y est présenté une application comprenant un tore doté d'un bobinage compensé formé de deux bobinages en parallèle servant de bobinage secondaire (soit le principe de la Fig. 2-28 appliqué à deux bobinages), entouré d'un blindage lui-même doté d'un second bobinage compensé formé de deux bobinages de compensation indépendants (principe de la Fig. 2-27). Destiné aux forts courants (courant nominal 4000 A), ce tore réduirait efficacement les faux courants homopolaires, aux prix d'une augmentation du coût et surtout du volume du capteur.



Fig. 2-30 : Tore blindé doté de bobinages de compensation, [SAN99]

Cette méthode n'a pu être appliquée à des capteurs de dimensions plus réduites, car des simulations ont montré que la résistance des bobinages de compensation est trop importante et limite le courant de compensation. De plus, les contraintes volumiques fréquemment rencontrées sont incompatibles avec l'espace nécessaire aux bobines de compensation.

• Bobines de correction

Le principe de cette méthode est de réduire les faux courants homopolaires en leur opposant un signal de même amplitude mais de phase inverse créé par un bobinage en série et disposé de manière appropriée.

Dans [HEN98], les noyaux 14 (Fig. 2-31 a)) sont dotés d'un bobinage secondaire 16. Une inhomogénéité 114 provoque des faux courants homopolaires, que vient compenser un bobinage additionnel 116. En effet, l'inhomogénéité va produire un signal dépendant de la position angulaire du tore autour de son axe de rotation A (c.f. §2.2.3, page 46). Le bobinage secondaire va agir de la même manière : le signal produit va dépendre de sa position **117** sur le noyau. Il est alors possible de le positionner de manière à annuler les faux courants homopolaires du tore.



Fig. 2-31 : a) Tore doté d'un bobinage de correction, b) bobinage secondaire de densité variable

Le brevet propose de manière identique de faire évoluer la densité de spires du bobinage secondaire le long du tore (Fig. 2-31 b)) – quitte à avoir un vide **215** – pour corriger les défauts du tore.

Le brevet propose également une application triphasée de la méthode (Fig. 2-32).



Fig. 2-32 : a) Bobines de correction en triphasé, b) vides de bobinages en triphasé

Le même auteur propose, dans [HEN98-2] de doter un tore blindé d'inhomogénéités artificielles et mobiles de façon à corriger les faux courants homopolaires. Les inhomogénéités peuvent consister en un fragment de blindage ajouté (Fig. 2-33 **a**)), en une déformation ou un excentrage du tore (Fig. 2-33 **b**)). Cette anomalie, pivotante, est facilement ajustable de manière à corriger au mieux les défauts d'un tore. Le principe de fonctionnement est quasiment identique à celui de [HEN98].



Fig. 2-33 : Correction des faux courants homopolaires par création d'une inhomogénéité a) de type blindage b) de type excentrage

Bien que séduisantes, ces méthodes se heurtent à deux inconvénient majeurs. En premier lieu, l'application ne comptant qu'une seule bobine de correction ne fonctionnent correctement que si les tores ne comportent qu'une seule homogénéité importante. En cas de défauts trop répartis, une seule bobine de compensation – ou une seule inhomogénéité – ne pourra pas annuler plusieurs contributions aux faux courants homopolaires. La méthode proposant quatre bobinages paraît plus apte à corriger les anomalies du capteur, mais complexifie considérablement sa réalisation. De plus, même en disposant de méthodes rapide permettant de positionner les corrections, ces méthodes ne sont pas applicables dans un contexte industriel, à moins de charger le client de régler lui-même la correction de son appareil. Ceci augmenterait dans tous les cas le coût du dispositif de manière importante, limitant leur usage à quelques petites séries.

2.6.2 Détection et réduction des sources de faux courants homopolaires

A l'inverse de la section précédente, dans laquelle l'objectif était de réduire les conséquences des dissymétries sans en réduire les causes, le principe des méthodes présentées ici est de détecter, et éventuellement de réduire, les causes des faux courants homopolaires.

Des principes de détection des sources de faux courants homopolaires sont présentés dans les brevets [TIE03] et dans la série [PEA95], [PEA97], [GER98].

Une première méthode proposée [TIE03] (c.f. Fig. 2-34 a)) consiste à exciter le tore 16 par un conducteur 28 parcouru par un courant alternatif 32. Une sonde, formée d'une ou plusieurs spires parallèles à la surface du tore 30, est tournée autour du noyau. Une anomalie dans le noyau se caractérisera par une composante radiale de l'induction non nulle au voisinage du défaut. La spire est censée mesurer cette composante.



Fig. 2-34 : Détection des anomalies dans le tore par a) mesure de la composante radiale du flux, b) mesure du champ au centre du tore

La validité de cette méthode est dépendante de la précision avec laquelle la spire est maintenue parallèle à la surface du tore. Les composantes à mesurer étant *a priori* très faibles, la moindre erreur de positionnement de la spire peut entraîner une grosse erreur de mesure, compromettant le résultat final.

Une autre méthode (c.f. Fig. 2-34 b)) est présentée dans le même brevet. Le bobinage secondaire 16 est alimenté par un courant alternatif 38. Le champ magnétique créé par une telle source doit, en l'absence de défaut, être nul au centre du tore, ce que les auteurs proposent de détecter au moyen d'une bobine de mesure 36. En cas de défaut, une rotation de la bobine devrait permettre de déterminer la position et l'amplitude de cette anomalie. Cette méthode présente l'avantage de prendre en compte le bobinage secondaire dans la détection des anomalies, ce que la précédente méthode ne proposait pas, mais est aussi sensible à la précision du banc de mesure que la première. En particulier, le positionnement de la bobine au centre exact du tore paraît très délicat à mettre en œuvre.

Ces deux méthodes sont complétées par une méthode de réduction des anomalies. Les auteurs suggèrent de corriger le tore soit en enlevant de la matière au tore à l'endroit adéquat, soit au contraire en appliquant une peinture magnétique sur le noyau. Ils proposent également de disposer une bobine de correction sur le tore, de la même façon que [HEN98]. Les méthodes visant à augmenter ou diminuer la section du tore paraissent très improbables, surtout sur des tores de bonne qualité. En effet, une peinture magnétique ne pourra pas rivaliser en termes de perméabilité avec le matériau du tore, et la correction d'une petite erreur nécessiterait sans doute l'ajout d'une grosse quantité de matière. Il paraît également complexe de réduire la section du tore sans endommager fortement le matériau, en particulier pour des tores nanocristallin. Par ailleurs, ces méthodes, nécessitant une mesure individuelle de chaque noyau, paraissent délicates à mettre en œuvre dans un contexte industriel.

La méthode présentée dans [PEA97] s'intéresse aux défauts internes au tore provoquant une dégradation locale de la perméabilité du matériau. Cette dégradation peut être causée par un choc, par des particules coincées entre des rondelles, par une contrainte du boîtier, etc. Détecter les tores présentant de telles anomalies et les trier avant montage permettrait de diminuer le nombre de produit présentant des faux courants homopolaires.

Les auteurs détectent les défauts localisés **10** du tore **6** en positionnant celui-ci entre deux pôles magnétiques **11** (c.f. Fig. 2-35), excités par un bobinage **4**. Un moteur **14** assure la rotation du tore. En fonction de la position du défaut, la spire **7** ne mesure pas le même flux, la zone de faible perméabilité présentant une plus forte réluctance. Il est donc possible de déterminer la position du défaut.



Fig. 2-35 : Méthode de détection des défaut du tore

Cette méthode, nettement plus réaliste que les précédentes, pose tout de même quelques problèmes. En premier lieu, le tore doit être correctement centré entre les pôles **11** pour ne pas fausser les mesures. Ensuite, cette méthode ne permet pas de prendre en compte les défauts du bobinage. Enfin, elle n'est précise qu'en cas de défaut unique dans le tore. Plusieurs défauts localisés compliqueraient sensiblement l'exploitation de la mesure. Cependant, si l'objectif de la méthode est de contrôler la qualité de noyaux magnétiques, un tore présentant deux défauts serait rejeté. Cette méthode paraît donc applicable à une procédure de contrôle qualité.

Il est toutefois surprenant que ce type de méthode soit présenté dans un brevet. Si une industrie concurrente décidait de se doter d'une installation de test correspondant à cette description, le détenteur du brevet n'en serait certainement jamais averti. De plus, les conséquences de cette procédure de test n'étant pas visibles au niveau du produit fini, il n'y a pas de raison apparente à rendre publique une telle installation. Les motivations qui ont incité les auteurs à breveter cette procédure sont donc inconnues, mais soulèvent des doutes sur son efficacité réelle. Les auteurs proposent dans un brevet postérieur [GER98] de compenser les faux courants homopolaires. L'invention utilise deux noyaux (7 et 9) positionnés autour de deux conducteurs 15 et 17. Le rôle des deux tores n'est pas clairement décrit, mais le principe de l'invention est de réduire les faux courants homopolaires dans le tore 7 en shuntant une partie du courant dans le conducteur 17 par la résistance 21, la valeur de la résistance étant basée sur les faux courants homopolaires à réduire. Un second shunt (non représenté) est disposé sur le conducteur 15.



Fig. 2-36 : Compensation des faux courants homopolaires par shunt

Cette invention soulève beaucoup de questions. Le rôle exact du tore **9** n'est pas précisé. Ensuite, l'auteur précise pouvoir adapter la résistance au courant primaire. Ceci implique de connaître à l'avance la quantité de faux courants homopolaires produit par ce tore. Dès lors, il paraît plus simple de traiter le signal après mesure. Par ailleurs, la dynamique de réponse d'un tel système, nécessitant une modification de la résistance de shunt en fonction du courant primaire, n'est pas assurée. Cette méthode paraît ainsi peu pratique à mettre en œuvre, pour un résultat plus qu'incertain.

2.6.3 Disposition des conducteurs primaires

La disposition des conducteurs du primaire influence énormément le champ magnétique excitant le tore. En particulier, une disposition coaxiale des conducteurs [MUL82],[CRO94] (c.f. Fig. 2-37) permet de réduire énormément le flux et les faux courants homopolaires. Dans cette dernière invention, la première phase se présente sous la forme d'un câble passé au travers des pièces 24, 23 et 17. La seconde phase se connecte entre la cage 21 et la plage 17, la conduction étant assurée par la pièce 16. Cette manière de procéder assure que les deux phases sont coaxiales lors de leur traversée du tore 11. Sans utiliser des conducteurs co-axiaux, une décomposition des conducteurs en plusieurs brins, ou une imbrication des primaires, permet de limiter sensiblement le niveau de faux courants homopolaires.



Fig. 2-37 : Disposition coaxiale des conducteurs [CRO94]

Bien que très efficace, l'adaptation de la forme des conducteurs n'est pas toujours possible, en particulier en triphasé ou pour des fort courants. De plus, des contraintes de volume et d'isolation sont également à prendre à compte.

2.7 Conclusion

Les faux courants homopolaires sont des courants générés par des dissymétries magnétiques et géométriques dans les capteurs de courants différentiels, pouvant mener au déclenchement intempestif de l'appareil concerné. Les origines de ces dissymétries sont multiples : excentrage et dissymétrie des conducteurs primaires, inhomogénéités du bobinage secondaire, zones de perméabilité dégradée dans le tore à la suite d'un choc, extrémités du ruban magnétique, aimantation des noyaux, flux de fuite extérieurs, alimentation tétrapolaire... Le phénomène se caractérise également par son inconstance : si les faux courants homopolaires sont comparables sur certains modèles de tores, d'autres tores verront de très fortes disparités entre échantillons.

Un certain nombre de propositions pour réduire le niveau de faux courants homopolaires a été examiné. Les méthodes à base de blindage sont les plus simples et les plus fiables à mettre en œuvre, mais nécessitent un volume important. Les bobines de compensation offrent de nombreux avantages, mais sont encombrantes. En revanche, les autres méthodes proposées ne sont pas convaincantes ou sont incompatibles avec une mise en œuvre industrielle. Il n'existe donc pas de méthode efficace permettant de supprimer les faux courants homopolaires, et les seules manières fiables de contourner le problème sont efficaces mais encombrantes..

Chapitre 3
Chapitre 3

Etude des capteurs de courant différentiel par Eléments Finis – Emballement

Sommaire

3.1	Champ magnétique dans le tore	75
3.1.1	Dispositif étudié	75
3.1.2	Alimentation monophasée	76
3.1.3	Alimentation triphasée	79
3.1.4	Bilan	82
3.2	Simulation des Faux Courants Homopolaires	83
3.2.1	Excentrage des conducteurs primaires monophasés	83
3.2.2	Modélisation Flux 2D	87
3.2.3	Description détaillée de l'apparition des faux courants homopolaires	89
3.2.4	Modélisation Flux 3D	95
3.3	Conclusion	95

Les faux courants homopolaires naissent des dissymétries magnétiques et géométriques des capteurs de courant différentiel. Ces dissymétries sont entraînées par les petites imperfections des noyaux, des bobinages primaires et secondaires, etc. Pour tenter d'estimer préalablement les faux courants homopolaires d'un dispositif, un outil de simulation puissant et facilement configurable est donc nécessaire. A ce titre, les méthodes de calcul par éléments finis sont intéressantes : souples, relativement faciles à mettre en œuvre, précises et peuvent être adaptées à la plupart des cas étudiés.

Sans détailler les principes mathématiques et physiques sur lesquels se basent ces méthodes [MEU02], ce chapitre présente leur application à la simulation des faux courants homopolaires et, dans un cadre plus général, des champs magnétiques dans les capteurs de courant différentiel.

Le logiciel utilisé pour ces simulations est Flux, de la société Cedrat. Ce logiciel permet – entre autre – des applications en 2D et en 3D, en statique, dynamique (harmonique) ou évolutif (pas à pas dans le temps) et est parfaitement adapté aux simulations prévues.

Ce chapitre se compose de deux parties : la première est une présentation générale de la distribution des flux dans un tore, alimenté par une source monophasée ou triphasée. La seconde partie présente un exemple de simulation de faux courants homopolaires en se focalisant sur la description des phénomènes menant à l'emballement des faux courants homopolaires.

Hypothèse préliminaire

Le problème des faux courants homopolaires est complexe et dépend de nombreux paramètres. En particulier, il a été constaté que la polarisation du noyau pouvait avoir une influence sur les faux courants homopolaires (c.f. §2.3.1) de certains noyaux Fe-Ni. Ceci étant, la majorité des noyaux utilisés, en matériau nanocristallin, présentent un cycle étroit et couché, peu sensible au phénomène de polarisation. En outre, cette étude a été faite à fréquence industrielle (50 Hz), à laquelle les phénomènes dynamiques restent faibles et l'épaisseur de peau ($\delta = \sqrt{2/\sigma\omega\mu}$) demeure proche de l'épaisseur des rubans nanocristallin. Ainsi, en raison du manque de temps, de la complexité qui résulterait de leur prise en compte et de la faiblesse de leurs effets, il est apparu raisonnable de faire abstraction des phénomènes dynamiques

3.1 Champ magnétique dans le tore

Cette première partie présente les simulations et les mesures effectuées sur un tore magnétique utilisé en protection différentielle, afin d'étudier en 2D (simulation) et en 3D (simulation et mesure) le champ magnétique dans le tore et plus particulièrement la correspondance qui existe entre le champ en 2D et le champ en 3D.

Une première section présente brièvement le tore étudié. Une seconde partie s'intéresse au champ créé par une source monophasée bipolaire de courant. Ce champ est étudié en 2D et en 3D par le biais de simulations et comparé avec des résultats expérimentaux obtenus sur des tores équivalents. Cette étude est ensuite reconduite sur un tore alimenté en triphasé tétrapolaire. Un bref résumé permet finalement de faire le point sur les résultats obtenus.

<u>Remarque</u>: Sauf mention contraire, les tores sont toujours considérés dans leur domaine linéaire. Les résultats présentés ici ne sont donc valables qu'à bas courant.

3.1.1 Dispositif étudié

Afin de pouvoir aisément comparer les différents résultats présentés dans ce chapitre, un dispositif unique d'étude a été défini. Il se compose d'un tore, décrit dans la Table 3-I cidessous et d'un ensemble de conducteurs en cuivre.

Paramètre	Description	Dimension
Rint	Rayon interne	18.18 mm
Rext	Rayon externe	19.35 mm
Н	Hauteur du tore	10 mm

Table 3-I : Paramètres du modèle simplifié

Ce tore a été caractérisé et sa courbe B(H) sans hystérésis a été introduite sous Flux. Cette caractérisation a été faite en considérant la section apparente du tore, le foisonnement du circuit magnétique étant ainsi automatiquement inclus dans la mesure, ce qui simplifie la modélisation



Fig. 3-1 : Matériau magnétique introduit sous Flux

Un dispositif, déjà décrit chapitre 2, a été conçu de manière à faciliter les mesures de faux courants homopolaires.

Le tore est doté d'un bobinage secondaire monocouche de 605 spires relié à une résistance de charge de 33.3 ohms.

3.1.2 Alimentation monophasée

Dans cette section sera présenté le champ magnétique classique développé par une source monophasée, en 2D et en 3D, ainsi qu'une estimation de la précision des résultats fournis par Flux : le champ magnétique sera calculé en tout point du tore, ce qui servira à évaluer le flux circulant dans un section du tore. Ce résultat numérique sera comparé à une mesure faite sur le tore excité à niveau de courant identique.

3.1.2.1 Simulation 2D

Le modèle 2D monophasé du tore est alimenté par deux courants sinusoïdaux égaux et opposés, de 400 A efficaces. La répartition du flux dans un tel tore est donnée Fig. 3-2.

Le but de cette simulation est d'obtenir la répartition du flux dans le tore, et plus particulièrement la tension aux bornes d'un bobinage secondaire virtuel, placé à diverses positions angulaires autour du tore. En ces points, l'intégrale de la composante orthoradiale de l'induction sur un rayon du tore a été mesurée, multipliée par la hauteur du tore de manière à obtenir le flux



magnétique dans une section du tore (simulation 2D), puis dérivée par rapport au temps afin d'obtenir une tension. La valeur efficace de la tension sur une période temporelle a enfin été calculée.

$$\left|\mathbf{V}_{s}\right| = \left|\frac{d\Phi}{dt}\right| = \left|\int_{\text{rayon}} \frac{dB_{\theta}}{dt} \times d\mathbf{r} \times \mathbf{h}_{\text{tore}}\right|$$
(3-1)

Les résultats obtenus sont présentés sur la Fig. 3-3.

ī



Fig. 3-2 : a) Lignes équiflux dans un tore 2D alimenté en monophasé,

b) Induction dans un tore 2D monophasé



Fig. 3-3 : Valeur efficace de la tension aux bornes d'un bobinage virtuel en fonction de la position angulaire, pour un tore 2D monophasé, 400 A

3.1.2.2 Simulation et mesures 3D

En conservant le même courant efficace, ces simulations ont été reproduites sur un tore 3D (c.f. Fig. 3-4).

.

$$\left|\mathbf{V}_{s}\right| = \left|\frac{d\Phi}{dt}\right| = \left|\int_{\text{Section}} \frac{dB_{\theta}}{dt} \times dS\right|$$
(3-2)

.

La comparaison des courbes des Fig. 3-3 et Fig. 3-4 permet d'estimer, pour une telle disposition des conducteurs du primaire, les effets 3D sur ce tore. Dans le cas présent, ceux ci sont responsables de plus de 60 % du flux reçu par le bobinage. A courant équivalent, se limiter à des simulations 2D sur de tels tores est donc à considérer avec précaution. Une correspon-

dance peut cependant être utilisée : en alimentant un tore 2D avec un courant 2 à 3 fois supérieur au courant excitant le tore 3D équivalent, il est possible de retrouver des niveaux de flux équivalent. Cette correspondance a son intérêt dans les cas ou il n'est pas possible de simuler le fonctionnement en 3D du tore, mais elle n'a été testée que dans le cas linéaire.



Fig. 3-4 : Valeur efficace de la tension aux bornes d'un bobinage virtuel en fonction de la position angulaire, en 2D et 3D, 400 A

Un bobinage de 10 spires a été disposé sur un tore réel. Le tore a été pivoté autour des conducteurs primaires par pas de 15° et la valeur efficace de la tension aux bornes de ce bobinage a été mesurée pour chaque position, ce qui équivaut⁷ au signal renvoyé par un bobinage mobile sur le tore, le tore restant immobile.



Fig. 3-5 : Rotation d'un groupe de spires autour des conducteurs

Les résultats obtenus, ramenés à une spire par cohérence avec les simulations, sont présentés sur la Fig. 3-6. La bonne cohérence des deux courbes valide le modèle Flux 3D utilisé.

⁷ Dans l'absolu, les faux courants homopolaires provenant des dissymétries du tore, le tore ne peut pas être considéré comme invariant par rotation. Cependant ces dissymétries sont de très faible amplitude, et n'apparaissent que lors de l'étude de la somme des flux dans le tore. L'étude locale du flux dans le tore peut donc s'en affranchir.



Fig. 3-6 : Comparaison des réponses numérique/expérimental en fonction de la position angulaire du bobinage, 400 A

3.1.3 Alimentation triphasée

Les mêmes opérations ont été menées sur des tores excités par un système triphasé de courant. La répartition du flux dans le tore est tout à fait différente de celle obtenue en monophasé : la source triphasée produit un champ tournant, par opposition au champ fixe créé par une source monophasée. La principale conséquence de ce champ tournant est que, contrairement au monophasé, le maximum de flux se déplace le long du tore (c.f. Fig. 3-7). Par ailleurs, la non symétrie inhérente à l'alimentation triphasée est clairement visible.



Fig. 3-7 : Chronogramme des lignes équiflux dans un tore alimenté en triphasé

3.1.3.1 Simulation 2D

Sans revenir sur le mode d'obtention des résultats, ce mode étant rigoureusement identique au monophasé, la Fig. 3-8 donne la valeur efficace de la tension en fonction de la position angulaire du bobinage virtuel pour un tore 2D triphasé.



Fig. 3-8 : Valeur efficace de la tension aux bornes d'un bobinage virtuel en fonction de la position angulaire, a) pour un tore 2D triphasé tétrapolaire, b) pour un tore triphasé tripolaire, 400 A

L'illustration ci contre donne la correspondance entre les extrema de la Fig. 3-8 **a**) et la position de la bobine. La variation de flux est provoquée par la dissymétrie de la source de champ. Une source tripolaire génère une courbe plus régulière (c.f. Fig. 3-8 **b**)).

Une finalité de l'étude du champ magnétique dans le tore est de localiser les positions favorables et défavorables pour le placement du bobinage secondaire. Sur un tore alimenté en mono-

phasé, il était possible de trouver des positions très favorables pour un bobinage secondaire : certaines zones ne voyaient pas de flux.

Ces zones disparaissent sur un tore alimenté en triphasé (système tétrapolaire) : tout au plus serait-il possible, en maîtrisant l'alimentation des phases et en particulier le conducteur non alimenté, de déterminer la zone la moins défavorable (marquée **4** sur la Fig. 3-8 **a**)).

3.1.3.2 Simulations et mesures 3D

De même qu'en monophasé, un modèle 3D du tore a été simulé. Les résultats obtenus sont disponibles sur la Fig. 3-9. La différence relevée entre le 2D et le 3D en monophasé est ici aussi perceptible. La correspondance préconisée en monophasé – la multiplication du courant 2D par 2.5 pour avoir des niveaux de flux équivalent au 3D – est également valable en triphasé.



Fig. 3-9 : Valeur efficace de la tension aux bornes d'un bobinage virtuel en fonction de la position angulaire, pour un tore 3D triphasé, 400 A

La mesure expérimentale du flux a été réalisée de la même manière que pour le tore monophasé. La Fig. 3-10 compare cette mesure à la simulation 3D triphasée. La correspondance entre les deux courbes est satisfaisante, ce qui valide la modélisation du tore et du matériau magnétique.



Fig. 3-10 : Comparaison numérique/expérimental pour les tensions mesurées aux bornes du bobinage secondaire, en fonction de la position angulaire de ce bobinage, 400 A

3.1.4 Bilan

La Table 3-II récapitule les maxima de tension secondaire observés dans les différentes configurations examinées.

Tension max. (RMS)	Monophasé	Triphasé	Difference
2D	0.42 mV	0.37 mV	14%
3D	1.24 mV	1.08 mV	15%
Expérimental	1.108 mV	0.97 mV	13%

Table 3-II : Tension max. relevée aux bornes du tore

A courant d'alimentation équivalent, la tension maximale relevée dans un tore monophasé est plus importante que celle relevée dans un tore triphasé. Dans le domaine linéaire préemballement (c.f. Chapitre 2), en supposant les alimentations sinusoïdales de même fréquence, ceci signifie que le flux maximum est plus important dans un tore monophasé. L'explication est simple : dans un tore monophasé, l'induction maximum est obtenue pour des courants primaires valant $\sqrt{2} \times I_{rms}$. Pour un tore excité par un système de courants triphasée, l'induction maximale est obtenue dans les zones 1 et 3 (c.f. Fig. 3-8, page 80), quand les courants primaires sont dans la configuration suivante :

$$I_1 = \pm \sqrt{\frac{3}{2}} \times I_{\rm rms}, I_2 = 0, I_3 = \pm \sqrt{\frac{3}{2}} \times I_{\rm rms}$$
 (3-3)

Le courant correspondant au maximum d'induction en monophasé est donc supérieur de 15% au courant de maximum en triphasé. En supposant que, dans le domaine linéaire, l'induction maximale est proportionnelle au courant maximum, l'induction maximale relevée en monophasé (et donc la tension) doit être supérieure de 15% à celle relevée en triphasé, ce qui correspond aux écarts mesurés en simulation (c.f. Table 3-II).

A courant donné, les faux courants homopolaires maximum dans un tore seront obtenus, avant emballement, en alimentant ce tore en monophasé, phases diamétralement opposées, et en orientant le tore de manière à obtenir le signal maximum. Ceci justifie que, même pour un appareil triphasé, les faux courants homopolaires soient étudiés en monophasé (deux pôles série). Cette différence de 15 % justifie également le fait que l'emballement des faux courants homopolaires, dépendant de l'état de saturation des noyaux, se produise plus tôt en monophasé que en triphasé.

3.2 Simulation des Faux Courants Homopolaires

La première partie a décrit la répartition générale du flux dans un tore, selon son type d'alimentation. Cette section présente la modélisation des faux courants homopolaires crées par un tore sujet à un excentrage important de ses conducteurs primaires.

Dans un premier temps, le mécanisme d'apparition des faux courants homopolaires, avant et après emballement, sera précisé. Le tore sera ensuite modélisé en deux dimensions, puis en trois dimensions.

<u>Remarque</u> : le tore utilisé dans cette série de simulation est celui du §3.1.1. Il est considéré doté d'un bobinage parfait.

3.2.1 Excentrage des conducteurs primaires monophasés

Une dissymétrie des conducteurs primaires peut prendre de nombreuses formes : géométriques (sections différentes, excentrage d'un conducteur par rapport à l'autre, excentrage des deux conducteurs par rapport au tore, décalage vertical de l'un ou des deux conducteurs...) ou magnétiques (en triphasé, l'amplitude des trois courants de phase peut être différente sans pour autant générer de défaut différentiel si leur somme est nulle). Dans le cas présent, l'excentrage étudié sera un excentrage du tore par rapport à ses deux conducteurs (c.f. Fig. 3-11). Ce type d'excentrage peut traduire les effets du décalage du tore par rapport à son boîtier : le boîtier est centré autour des conducteurs, mais le tore ne l'est pas. Ce type d'excentrage peut atteindre le millimètre sur certains tores.



Fig. 3-11 : Excentrage des primaires par décalage des deux conducteurs primaires

Ce type d'excentrage provoque un déséquilibre de la répartition de l'induction : le côté du tore le plus proche des conducteurs concentre davantage le flux et son induction est plus élevée.



Fig. 3-12 : Tore monophasé excentré, a) Lignes équiflux, b) Dégradé d'induction

Ceci ne suffit cependant pas à justifier l'apparition des faux courants homopolaires. En effet, en circuit ouvert, le théorème d'Ampère permet d'écrire :

$$\int_{0}^{2\pi} \mathbf{H}_{\theta} \times \mathbf{r} \times \mathbf{d}\theta = 0$$
 (3-4)

Soit :

$$\int_{0}^{2\pi} \frac{\mathbf{B}_{\theta}}{\mu(\theta)} \times \mathbf{r} \times \mathbf{d}\theta = 0$$
 (3-5)

Si la perméabilité ne dépendait pas de la position angulaire, il viendrait immédiatement :

$$\frac{\mathbf{r}}{\mu} \times \int_{0}^{2\pi} \mathbf{B}_{\theta} \times d\theta = 0$$
 (3-6)

Le flux – par conséquent la tension mesurée aux bornes du bobinage secondaire – serait dans ce cas nul. C'est de la variation angulaire de la perméabilité – due à l'induction – que proviennent les courants au secondaire.

La Fig. 3-13 décrit le fonctionnement du capteur en cas d'invariance de la perméabilité : le flux mesuré sur la partie droite du capteur est plus important, mais la partie gauche est désormais plus étendue, et compense le signal de la partie droite.



Fig. 3-13 : Absence de faux courants homopolaires si la perméabilité est constante

En ne considérant que les aspects matériaux, un tore à cycle couché, de perméabilité constante sur une large plage, serait donc peu sensible à un excentrage des conducteurs.

En cas de perméabilité variable, les faux courants homopolaires vont augmenter avec le courant, au fur et à mesure que le champ dans le tore augmente.

La tension mesurée aux bornes du bobinage dépend de la dérivée temporelle du flux. En cas de saturation locale du tore, les spires entourant cette zone vont délivrer un signal nul. Le signal des spires diamétralement opposées ne sera plus compensé et une très forte différence va être enregistrée par le bobinage secondaire, d'autant plus forte que ces spires sont situées dans les zones les plus chargées en flux. La tension aux bornes du secondaire va ainsi augmenter extrêmement brutalement, entraînant de très forts courants secondaires : l'emballement des faux courants homopolaires.



Fig. 3-14 : Impact de la saturation

Ce phénomène se produit lors de l'effondrement de la perméabilité dû à la saturation : il est donc plus ou moins violent selon le type de matériau.

Le pic de courant se décale dans le temps si la valeur efficace du courant primaire augmente. Dans le cas d'une source sinusoïdale, ce pic est, lors de son apparition, centré sur le maximum de courant. Si la valeur efficace du courant augmente, le courant nécessaire pour saturer le capteur est atteint plus tôt, décalant le pic de faux courants homopolaires (c.f. Fig. 3-15 et Fig. 3-16). Ceci justifie les formes de pics relevées chapitre 2, Fig.2-9 : pour de forts courants, le pic de faux courants homopolaires est nettement excentré.







Fig. 3-16 : Décalage progressif du pic de faux courants homopolaires : 3 pics obtenus pour des courants croissants

Pour des courants dépassant le seuil d'emballement, le flux mesuré par le secondaire ne varie plus de façon tangible : la dissymétrie du système reste constante et, les zones d'origine de la dissymétrie étant saturées, l'induction ne varie plus, de même que le flux mesuré (c.f. Fig. 3-17).



Fig. 3-17 : Flux et tension aux bornes d'un tore en circuit ouvert, 50 Hz

Un second pic de tension (en circuit ouvert) est observé lors du passage du courant en dessous du seuil d'emballement, le flux (en valeur absolue) diminuant à nouveau brutalement : en magnétostatique (circuit ouvert), les conditions ayant produit un emballement à la montée du

courant (instant $\pi/2 - \varepsilon$) se retrouvent évidemment à la descente du courant (instant $\pi/2 + \varepsilon$). Ce pic n'apparaît pas en revanche dans le courant secondaire : l'énergie magnétique accumulée dans l'inductance du tore, en s'opposant à la cause qui l'a créée, compense la dissymétrie du tore. Cette énergie va progressivement se décharger dans le circuit secondaire jusqu'à ce que le courant, dans sa demie période suivante, provoque à nouveau un emballement, mais de polarité inverse. L'inductance magnétisante du tore va de nouveau se charger et lisser le pic suivant.

3.2.2 Modélisation Flux 2D

Le tore décrit § 3.1.1 a été modélisé sous Flux 2D et doté d'un bobinage secondaire. En 2D, il n'est évidemment pas possible de modéliser un véritable bobinage. La méthode employée consiste à disposer de part et d'autre du tore deux minces régions surfaciques, servant de bobines, sur lesquelles le flux normal est mesuré.



Fig. 3-18 : Modèle Flux 2D du tore

Par conservation du flux, le flux circulant dans le tore est égal à la différence entre les flux traversant les bobines intérieure et extérieures.

$$\Phi_{\text{tore}} = \Delta A_{\text{bobinage}} = \int_{\text{bobine int.}} \frac{A}{l} dl - \int_{\text{bobine ext.}} \frac{A}{l} dl$$
(3-7)

Les bobines, de résistance globale 20 Ω , sont mises en série et connectées à une résistance de 33.3 Ω , représentant la charge connectée au secondaire, ainsi que les différentes résistances de bobinage. Le secondaire compte 605 spires. Les conducteurs primaires sont alimentés par des courants 50 Hz.

La distribution du flux dans le tore a déjà été abordée (c.f. Fig. 3-2 et Fig. 3-12, pages 77 et 84), et ne le sera pas davantage. En revanche, ce modèle va servir à illustrer les points abordés dans le paragraphe précédent, en particulier les phénomènes liés à l'emballement.

Pour chaque valeur du courant primaire, le calcul de la valeur efficace des faux courants homopolaires permet d'obtenir la courbe de la Fig. 3-19. L'emballement se produit pour un courant de 2000 ampères au primaire.



Fig. 3-19 : Faux courants homopolaires en 2D

Avant l'emballement, les faux courants homopolaires ont un niveau tolérable et leur fondamental est en phase avec le courant primaire (Fig. 3-20 **a**)). Les premiers pics apparaissent vers 2000 A (Fig. 3-20 **b**)) mais sont toujours en phase. Les courants secondaires atteignent des niveaux extrêmement élevées dès 2100 A (Fig. 3-20 **c**) et (Fig. 3-20 **d**)) (près de 25 A en pic à 3000 A) et un décalage apparaît entre le pic de courant et le maximum de courant primaire (15 ms).



Fig. 3-20 : Faux courants homopolaires pour différents courants primaires, 50 Hz

3.2.3 Description détaillée de l'apparition des faux courants homopolaires

Les phénomènes régissant l'apparition des faux courants homopolaires – en particulier ceux provoquant l'emballement – sont complexes. Cette section tente d'expliquer de manière aussi précise que possible les mécanismes d'apparition des pics de courant et de tension dans le tore, en distinguant le fonctionnement à faible courant (inférieur au seuil d'emballement) de celui à fort courant.

Fonctionnement à faible courant

En circuit ouvert, le fonctionnement du tore est très simple. Le flux mesuré par le bobinage secondaire augmente progressivement, en suivant l'excitation du tore (c.f. Fig. 3-21 **a**)). La tension produite par ce flux présente les variations de la Fig. 3-21 **b**).



Fig. 3-21 : Faible courant, circuit ouvert, a) Flux dans le secondaire et courant primaire, b) Tension aux bornes du secondaire

En circuit fermé, l'image de ce flux est tout autre (c.f. Fig. 3-22 **a**)). Le flux n'est plus en phase avec le courant primaire et, au contraire, est quasiment maximum aux instants ou celui ci s'annule. L'examen des faux courants homopolaires (c.f. Fig. 3-22 **b**)) confirme qu'un faible courant circule dans le bobinage du tore aux instants d'annulation du courant primaire.



Fig. 3-22 : Faible courant, a) Flux en circuit ouvert et courant primaire, b) Faux courants homopolaires et courant primaire

L'allure des faux courants homopolaires peut être justifiée en considérant le circuit équivalent du secondaire du tore (c.f. Fig. 3-23). La f.e.m. produite par les dissymétries du tore débite sur une association série d'une inductance et d'une charge.



Fig. 3-23 : Circuit secondaire du tore avec générateur de tension

Cette inductance est similaire à l'inductance magnétisante rencontrée dans un transformateur de courant classique, mais, contrairement au transformateur de courant, la perméabilité dans le tore est variable et son calcul plus délicat (c.f. Chapitre 2).

$$L_{m} = \mu_{0} \times \mu_{r} \times N_{s}^{2} \times \frac{S}{l} = \frac{N_{s}^{2}}{\Re}, M = L_{m} \times \frac{N_{p}}{N_{s}} = L_{m} \times \frac{1}{N_{s}}$$
 (3-8)

N_s : nombre de spires au secondaire S : section du circuit magnétique l : longueur du circuit magnétiqueR : Réluctance du circuit.

Cette inductance peut être calculée en mesurant régulièrement, le long d'un périmètre du tore, l'inverse de la perméabilité : s'il n'est pas possible d'additionner des perméabilités, il est en revanche possible d'additionner les réluctances élémentaires vues par le flux. Procéder ainsi permet d'évaluer la réluctance globale du tore et donc l'inductance magnétisante, soit 1.24 H ici. Il sera vu au chapitre 4 une autre méthode de calcul de l'inductance équivalente, plus adaptée à un cas feuilleté (le calcul ici étant valable pour un matériau massif).

$$L = \frac{N_s^2}{\Re}, \quad \Re = \frac{1}{S} \times \int_0^1 \frac{1}{\mu} \times dl$$
 (3-9)

En appliquant la tension précédemment mesurée en circuit ouvert V_{sCO} (c.f. Fig. 3-21 b)) en entrée d'un tel circuit, il est possible d'expliquer l'allure des courants circulant en circuit fermé (c.f. Fig. 3-24).



Fig. 3-24 : Courant circuit fermé et tension circuit ouvert : excitation circuit R-L

Le système étant fortement inductif, le courant suit la tension avec un certain retard (constante de temps ≈ 20 ms). La première montée de tension (en valeur absolue) entraîne l'augmentation du courant. La brusque variation de la tension n'est pas suivie par le courant, trop lent : le second pic de tension ne se répercute pas dans le courant, qui diminue progressivement et s'inverse vers 8 ms, la tension étant toujours positive (en résumé, le second pic de tension ne se retrouve pas dans le courant car celui ci a une dynamique trop lente). Le mécanisme recommence sur la demie-alternance suivante. Ce mécanisme a été retrouvé en calculant la réponse en courant du circuit de la Fig. 3-23, soumis à la tension mesurée en circuit ouvert (c.f. Fig. 3-25). Les écarts sont très faibles, sauf aux instants où le courant primaire est le plus élevé, modifiant certainement la réluctance du tore.



Fig. 3-25 : Comparaison courant réel et réponse du circuit secondaire équivalent

Les implications de ce résultat sont importantes. En particulier, il semble que, pour de faibles courants primaires, l'état magnétique du tore ne soit pas modifié significativement par le courant secondaire injecté. Autrement dit, il est possible d'évaluer le courant secondaire en circuit fermé à partir de la tension en circuit ouvert (c.f. chapitre 2), autorisant le calcul des faux courants homopolaire en statique, ce qui constitue un gain en temps et en moyens informatiques important. Il faut cependant tempérer ce résultat : le calcul de l'inductance équivalente du tore est très délicat et influence fortement les résultats. Ceci étant, cette méthode permet d'obtenir un ordre de grandeur des faux courants homopolaires, ce qui est, le plus souvent, suffisant.

Fonctionnement à fort courant

Malgré les apparentes similitudes (deux pics de tension, un seul pic de courant, etc, c.f. Fig. 3-26 b)), le fonctionnement à fort courant est différent de celui à faible courant. La principale différence est liée au fait que le courant primaire est, cette fois ci, suffisant pour saturer une section du tore, entraînant une forte diminution de l'inductance du secondaire du tore (c.f. Fig. 3-27 b)) et rendant ce secondaire essentiellement résistif. Ce changement d'inductance affecte de ce fait la dynamique du tore, passant de lente (forte inductance magnétisante, constante de temps 20 ms) à rapide (faible inductance, constante de temps 3 ms).



Fig. 3-26 : Fort courant, a) Courant primaire et flux à vide, b) Tension à vide et faux courants homopolaires



Fig. 3-27 : Evolution des inductances en Circuit Fermé et en Circuit Ouvert, a) faible courant, b) fort courant

Le chronogramme de la Fig. 3-28 permet de comprendre les mécanismes se succédant dans le noyau.

L'augmentation du courant primaire entraîne une très forte augmentation du flux dans le tore, ce qui génère le premier pic de tension. Les faux courants homopolaires s'établissent de manière à s'opposer à la source qui les crée. Sur la Fig. 3-29 **a**), les spires responsables des faux courants homopolaires sont placées à la gauche de la figure. Le courant secondaire s'établi donc de manière à réduire l'induction à gauche du tore, par conséquent la renforce du coté déjà saturé (c.f. Fig. 3-29 **b**)). Le tore sature donc plus vite en circuit fermé qu'en circuit ouvert, car le

courant secondaire accentue le phénomène et l'entretient. Ceci justifie la différence de comportement entre le circuit ouvert et le circuit fermé sur la Fig. 3-27 b). Le circuit secondaire du tore est résistif : le courant secondaire suit parfaitement la tension en circuit ouvert. Après le premier pic de tension (instant 15 ms), le secondaire reste résistif car le tore est toujours saturé (Fig. 3-27 b)).

En revanche, lors du second pic de tension (à 17 ms), le flux diminue, ce qui entraîne une tension négative. Les faux courants homopolaires réagissent de manière à augmenter l'induction dans la partie gauche de la Fig. 3-29 c), ce qui a pour conséquence de diminuer la saturation du tore et donc de faire remonter l'inductance magnétisante. Le secondaire du tore a de nouveau la dynamique lente qu'il avait en mode « faible courant » et ne peut donc pas suivre la brusque évolution de la tension, d'autant plus que les faux courants homopolaires agissent de manière à réduire le déséquilibre du tore. A la fin de la demie-alternance, le fonctionnement se reproduit à l'identique.



Fig. 3-28 : Chronogramme de l'apparition des faux courants homopolaires à fort courant

En résumé, bien que les modes « faible courant » et « forts courants » soient similaires en apparence, les mécanismes sont sensiblement différents. A faible courant, le second pic de tension est ignoré car le courant ne peut évoluer suffisamment vite. A fort courant, les faux courants homopolaires, en s'opposant aux variations de flux, provoquent la disparition du second pic de tension.



Fig. 3-29 : Annulation du second pic de faux courants homopolaires

Par ailleurs, la Fig. 3-27 indique qu'à la différence du fonctionnement à faible courant, le circuit secondaire modifie profondément l'état de fonctionnement du tore à fort courant. A faible courant, l'inductance du tore ne varie presque pas et aucune différence n'est visible entre le circuit ouvert et le circuit fermé. Il est donc possible de simuler les faux courants homopolaires en circuit fermé à partir des résultats obtenus en circuit ouvert, *c'est à dire qu'à faible courant, une simulation en magnétostatique suffit à s'approcher des faux courants homopolaires, sans nécessiter de simulation en magnétique évolutif.* A fort courant, la différence est très nette et l'effondrement de l'inductance bien visible. L'état magnétique du tore en circuit fermé ne peut donc pas être déduit de simulations en circuit ouvert : *contrairement au mode faible courant, il n'est pas possible de s'affranchir d'une simulation « magnétique évolutif » pour obtenir les faux courants homopolaires à fort courant.*

3.2.4 Modélisation Flux 3D

D'importants problèmes de convergence des modèles numériques dotés d'un bobinage secondaire n'ont pas permis d'obtenir des résultats exploitables en 3D. Pour ces raisons, la modélisation 3D des faux courants homopolaires a été abandonnée, à l'exception des modèles dotés de bobinages ne couvrant qu'une faible partie du tore. Ces dispositifs spécifiques sont présentés au chapitre 6.

3.3 Conclusion

Le calcul par éléments finis est l'une des méthodes les plus efficaces pour modéliser les phénomènes à l'origine des faux courants homopolaires. Dans la première section de ce chapitre, la précision des résultats obtenus par éléments finis a été vérifiée dans un certain nombre de cas simples, qui ont cependant permis de préciser quelques différences entre l'alimentation en monophasé et en triphasé des tores, ainsi que de mesurer l'impact des effets 3D sur le tore.

Cette méthode de simulation a été utilisée pour analyser l'origine des faux courants homopolaires dans un cas d'excentrage des conducteurs, ainsi que pour étudier les mécanismes de l'emballement du courant secondaire. Il a été montré qu'a faible courant, une simulation en statique suffisait à déduire le résultat en dynamique, ce qui permet de simplifier considérablement l'étude des faux courants homopolaires.

Les méthodes par éléments finis ont cependant montré une de leurs limites : il n'a pas été possible de conduire des simulations de capteurs de courant différentiel à fort courant en trois dimensions. En outre, le niveau de précision demandé atteint les limites du logiciel utilisé : simuler des faux courants homopolaires revient à rechercher une différence de 30 mA sur des courants primaires de plusieurs centaines d'ampères, soit une erreur de l'ordre de 0.01% !

Le calcul par élément fini reste malgré tout un outil numérique indispensable pour l'étude des faux courants homopolaires et sera largement utilisé dans la suite de la thèse.

Chapitre 4

Chapitre 4

Modélisation du feuilletage par un modèle de matériau anisotrope

Sommaire

4.1	Homogénéisation d'un tore feuilleté	101
4.2	Modèle de matériau anisotrope massif en deux dimensions	104
4.2.1	Propriétés magnétiques utilisées	104
4.2.2	Modèles de tores	104
4.2.3	Calcul de la perméabilité équivalente	106
4.2.4	Modèle anisotropique retenu et limites de la méthode	107
4.2.5	Simulation sous Flux 2D et résultats	109
4.2.6	Influence du foisonnement	111
4.2.7	Influence de l'excentrage	111
4.2.8	Calcul de l'inductance équivalente d'un tore feuilleté	113
4.3	Modèle de matériau anisotrope massif en trois dimensions	116
4.3.1	Principe du modèle anisotrope 3D	116
4.3.2	Validation du modèle 3D	116
4.3.3	Effet du feuilletage sur le champ magnétique dans un tore en 3D	117
4.4	Conclusion	121

Les tores enroulés présentés dans ces travaux comptent généralement un grand nombre de couches, séparées par de très minces entrefers. La modélisation de tels dispositifs par des logiciels de calcul par éléments finis se révèle très rapidement complexe, voir impossible.

Afin de simplifier considérablement ce type d'étude, le feuilletage du tore a été modélisé par un matériau magnétique anisotrope. En effet, un tel matériau, doté d'une très faible perméabilité magnétique dans la direction radiale (perpendiculaire au plan du ruban) et d'une perméabilité normale dans le plan du ruban, permet de représenter la forte réluctance magnétique due au feuilletage radial du tore. L'utilisation de ce matériau massif ne requière qu'un maillage grossier pour donner de bons résultats, ce qui permet de réduire la taille des simulations.

Ce chapitre précise le principe de l'homogénéisation du matériau, décrit le modèle mathématique envisagé et présente l'application de ce matériau anisotrope à un cas concret, en 2D et en 3D.

4.1 Homogénéisation d'un tore feuilleté

La majorité des tores utilisés dans des dispositifs différentiels est formé d'un mince ruban de matériau magnétique enroulé sur lui-même. Un tel enroulement n'est jamais idéal : de très fines couches d'air subsistent et, selon le type d'excitation du tore⁸, génèrent un effet de concentration du champ magnétique dans les couches externes du tore (c.f. Chapitre 2). Ce phénomène peut être comparé à un blindage interne, chaque couche du tore faisant écran à la couche suivante [COL06-2].



Fig. 4-1 : Induction dans un tore feuilleté : le flux se concentre dans les premières couches du tore

La concentration du champ magnétique dans les premières couches de chaque tore fait rapidement sortir le matériau du domaine linéaire, et rend le tore beaucoup plus sensible aux dissymétries magnétiques, et en particulier aux phénomènes d'excentrage du tore par rapport à ses conducteurs primaires.

L'étude par éléments finis des conséquences de ce feuilletage nécessite une modélisation très fine de la géométrie des tores. Un tore en matériau nanocristalin peut compter 50 couches de 20 µm d'épaisseur, avec un foisonnement de 85%, séparées par des entrefers d'environ 3,6 µm. Même en utilisant des outils permettant de simplifier la modélisation (en représentant les entrefers par des régions sans épaisseur, donc ne consommant pas d'éléments finis, dotées de propriétés magnétiques équivalentes à celles de l'entrefer initial), le maillage de ce type de géométrie devient rapidement gigantesque. A titre d'exemple, le maillage réglé en 2D d'un tore de 30 couches a requis plus de 18000 éléments surfaciques pour le seul tore

⁸ Le champ magnétique dans un tore excité par un seul conducteur (ou par une somme de courants non nulle) voit une distribution de champ concentrique, ne dépendant pas (ou peu) des perméabilités magnétiques, donc quasi indépendante d'un feuilletage. Le champ magnétique multipolaire produit par les courants de ligne excite par contre le tore de façon radiale. L'effet du feuilletage intervient alors directement.

(Fig. 4-2) et environ 71000 pour le modèle entier. Ce nombre d'éléments, acceptable pour des simulation en statique, n'est pas sans poser des problèmes en cas de couplage circuit en magnétique évolutif. Dans ces conditions, la modélisation d'un tore 2D de 50 couches apparaît très délicate et celle d'un tore en 3D impossible.



Fig. 4-2 : détail du maillage d'un tore de 30 couches

Les méthodes d'homogénéisation consistent à remplacer une succession de couches, magnétiques ou non, par un matériau massif anisotrope, possédant un ou deux axes de facile aimantation (U_1 et U_t sur la Fig. 4-3) et un axe de difficile aimantation (U_z) de réluctance magnétique équivalente à celle de l'assemblage remplacé [BAS85],[ROC90], [SIL94].



Fig. 4-3 : Matériau feuilleté

La modélisation et la simulation de matériaux anisotropes a fait l'objet d'un certain nombre de publications ces dernières années. Pour contourner les difficultés liées à l'évaluation des champs magnétiques dans des directions autres que les axes principaux U_l , U_t , U_z , plusieurs modèles ont été proposés, en considérant, par exemple, un modèle de perméabilité elliptique [DED90], ou en utilisant un grand nombre de courbes d'aimantation [LIU94]. Très récemment, un modèle faisant appel à la co-énergie a été publié [LIN06].

L'application de telles méthodes à un tore feuilleté est possible, mais nécessite l'introduction de matrices de passage dans un repère radial/orthoradial, les couches magnétiques étant considérées comme des anneaux concentriques.

Homogénéiser le feuilletage présente l'intérêt de remplacer une géométrie complexe, formée d'une succession de lignes ou de faces, par une géométrie bien plus simple : un bloc massif. L'emploi de telles méthodes permet de réduire considérablement le maillage de tels dispositifs, simplifiant la modélisation 2D des tores feuilletés et rendant possible leur modélisation en 3D.

Le modèle retenu ici est un outil spécifiquement développé pour cette application. Il consiste en la modélisation de tores enroulés, comptant plusieurs dizaines de fines couches concentriques, par un noyau massif, doté d'une loi magnétique réduite dans la direction radiale. La prise en compte de directions radiale et orthoradiale, variant le long du tore, est l'un des points clef – et la principale difficulté – de ce modèle. Malgré son caractère volontairement simple, voir basique (c.f. §4.2.4), il est adapté à l'usage considéré.

<u>Remarque :</u> il convient de faire la distinction ici entre un tore « feuilleté », pour lequel les couches sont disposées en cercles concentriques séparés par des entrefers et un tore « enroulé », où le ruban magnétique décrit une spirale. Dans le cas présent, les tores enroulés seront assimilés à des tores feuilletés, l'objectif du matériau anisotrope décrit ici étant de simplifier la modélisation du feuilletage. Par conséquent, les effets dus à la forme en spirale ne seront pas pris en compte : les tores feuilletés présentés ici ne produiront pas de faux courants homopolaires sans source extérieure, comme un excentrage des conducteurs primaires.

4.2 Modèle de matériau anisotrope massif en deux dimensions

La mise en place du modèle de matériau anisotrope s'est faite en trois étapes. La perméabilité relative équivalente, facteur clef de l'homogénéisation du feuilletage du tore, a été calculée analytiquement, puis le schéma de principe du calcul mis au point. Enfin, ce modèle a été ajouté au logiciel d'éléments finis utilisé. Un exemple d'application du matériau est finalement illustré au moyen du calcul de la sensibilité des tores à un excentrage du conducteur primaire.

4.2.1 Propriétés magnétiques utilisées

Cette section précise les différentes caractéristiques B(H) utilisées dans ce chapitre. Les propriétés utilisées ici sont virtuelles : elles ne proviennent pas de mesures et servent uniquement à illustrer la mise en œuvre du matériau anisotrope. Pour les raisons déjà évoquées (c.f. Chapitre 3), les phénomènes dynamiques (hystérésis, courants de Foucault) ne sont pas pris en compte. La Fig. 4-3 définit, pour un ruban magnétique, les trois directions considérées. Le ruban est considéré comme isotrope dans le plan OU_1U_t et a reçu une loi magnétique classique, décrite par un modèle de Mac Gregor⁹ (paramètres disponibles dans la Table 4-I).

La propriété magnétique à affecter au fer dans la direction U_z n'est pas connue. Cependant, il sera vu Fig. 4-5 que cette perméabilité a peu d'incidence sur le fonctionnement du tore. Elle a donc été prise identique au deux autres.

4.2.2 Modèles de tores

Au cours de cette étude, trois modèles de tores ont étés utilisés (c.f. Table 4-I). Ces trois tores sont dotés du même matériau (décrit dans le paragraphe précédent).

Le premier tore est un tore massif, similaire aux tores modélisés jusqu'à présent dans les simulations de capteurs de courant.

$$B = \mu_0 \times H_a + J_s \times \frac{H_a + 1 - \sqrt{(H_a + 1)^2 - 4 \times H_a \times (1 - a)}}{2 \times (1 - a)}$$

avec
$$H_a = H \times \frac{\mu_0 \times (\mu_r - 1)}{J_s}$$

⁹ Modélisation d'une courbe sans hystérésis décrite par trois paramètres : perméabilité initiale, facteur de forme du coude, aimantation à saturation :

Le second est un tore à foisonnement de 85%, comptant 50 couches concentriques séparées par des entrefers de 3,6 µm. N'étant pas modélisable sous « Flux 2D » car comportant trop de couches, il a été remplacé par un dernier modèle de tore : cette version simplifiée ne compte que 30 couches, mais l'entrefer initial de 3,6 µm est conservé. Pour des raisons logicielles, les entrefers n'ont pas été représentés géométriquement, mais remplacés par des régions linéiques sans épaisseur physique et dotées d'une réluctance magnétique équivalente à celle de l'entrefer qu'elles remplacent (c.f. Fig. 4-4 **b**)). Ce tore sera utilisé pour mettre au point le matériau anisotrope.

Similaires en apparence, les modèles feuilletés et simplifiés sont très différents dans leur structure interne (c.f. Fig. 4-4 **a**) et **b**)). Le modèle feuilleté présente des couches de matériau séparées par de l'air. Pour des raisons déjà précisées, il ne peut être modélisé tel quel sous « Flux ». Le tore simplifié est une succession de couches magnétiques jointives et légèrement plus épaisses (de manière à conserver les mêmes dimensions extérieures), l'interface entre chacune de ces couches ayant une réluctance équivalente à celle d'une couche de 3,6 µm d'air.

Cette différence de structure doit impérativement être prise en compte dans le calcul des caractéristiques du tore (foisonnement, perméabilité équivalente... c.f. 4.2.3). Ces trois modèles sont résumés dans la Table 4-I.

Paramètre	Description	Tore massif	Tore feuilleté	Tore simplifié
Nc	Nb de couches magnétiques	1	50	30
ea	Entrefer	-	3,6 µm	3,6 µm
ec	Epaisseur du ruban	1,175 mm	20 µm	40 µm
Js	Polarisation magnétique		1,3	
$\mu_{\rm r}$	Perm. relative à l'origine		37800	
Α	Facteur de forme du coude		0,05	
Rint	Rayon interne		18,18 mm	
Rext	Rayon externe		19,35 mm	

Table 4-I : Modèles de tores





Fig. 4-4 : Structure a) tore feuilleté, b) tore simplifié

4.2.3 Calcul des perméabilités du modèle anisotrope équivalent

En écrivant l'égalité des réluctances dans la direction radiale du tore feuilleté et du tore anisotrope équivalent, il vient pour la direction radiale:

$$\mu_{\rm r} = \frac{\mu \times e_{\rm t}}{N_{\rm c} \times e_{\rm c} + (N_{\rm c} - 1) \times e_{\rm a} \times \mu}$$
(4-1)

en reliant les épaisseurs des couches au foisonnement du tore, il vient :

$$\mu_{\rm r} = \frac{\mu}{f + (1 - f) \times \mu} \tag{4-2}$$

Pour les directions orthoradiale et axiale, le modèle équivalent doit uniquement prendre en compte le foisonnement du tore :

$$\mu_{\theta} = \mu_{z} = f \times \mu \tag{4-3}$$

Ceci est valable si le tore est représenté par son enveloppe extérieure. Une autre stratégie possible aurait été de travailler à volume de fer réel en compactant les couches magnétiques ; les perméabilités orthoradiale et axiale auraient alors été celle du fer et un facteur correctif devrait être appliqué à μ_r .

Avec :	e _a : épaisseur de l'entrefer moyen		
e _t : épaisseur du tore	f : foisonnement du tore (section fer/section		
N _c : nombre de couches	totale)		
e_c : épaisseur de chaque couche	μ_{\pm} perm. relative du matériau		

La relation (4-2), classique, est intéressante à plus d'un titre. Elle ne dépend pas en effet directement du nombre de couches du matériau, ni de son épaisseur : ceci est logique, puisque la perméabilité radiale équivalente traduit un rapport entre l'air et le ruban magnétique dans le tore. De plus, il est simple de vérifier que la perméabilité initiale du matériau – à moins d'être très faible – n'a quasiment aucune influence sur la perméabilité équivalente (c.f. Fig. 4-5 b)) (sauf pour un foisonnement très proche de 1). Par simplification, elle sera donc considérée indépendante. Cette relation permet donc de comparer simplement des tores de foisonnements différents (c.f. Fig. 4-5 a)).



Fig. 4-5 : Impact du foisonnement et de la perméabilité du matériau sur la perméabilité radiale équivalente (pour un μ_r de 38000)

L'application de la méthode aux trois modèles de tores pris en compte donne les résultats de la Table 4-II.

Table 4-II : Perméabilités équivalentes

Paramètre	Description	Tore massif	Tore feuilleté	Tore simplifié
f	Foisonnement équivalent	100%	85%	92%
μ_{requ}	Perméabilité radiale équivalente initiale	38000	6.65	11.6

4.2.4 Modèle anisotropique retenu et limites de la méthode

Le principe retenu pour ce modèle est présenté sur la Fig. 4-6 : sur chaque nœud du maillage, l'induction magnétique B_{xy} est décomposée en composantes radiale (axe U_r , c.f. Fig. 4-7) et orthoradiale (le long du ruban). Une loi magnétique inversée H(B) utilise ces composantes pour calculer les valeurs du champ magnétique H_r et H_{θ} , ainsi que la matrice de perméance $v_{r\theta}$. Enfin, le champ magnétique dans le référentiel cartésien H_{xy} est re-composé et la matrice v_{xy} calculée. Par hypothèse, les propriétés magnétiques du matériau dans les directions radiale et orthoradiale sont indépendantes l'une de l'autre.


Fig. 4-6 : Modèle 2D en formulation potentiel vecteur magnétique



Fig. 4-7 : Orientation du tore

Le modèle envisagé est assez basique et ne fonctionne correctement que si les perméabilités dans les deux directions d'anisotropie sont suffisamment différentes. Si elles ne le sont pas, la méthode peut, dans certains cas, aboutir à un résultat erroné. L'exemple suivant va illustrer ce dernier point.

Soit un tore isotrope tel que, en un point, les composantes H_r et H_{θ} du champ magnétique H soient égales et suffisamment grandes pour atteindre un niveau proche de la saturation du matériau. En ce point, le tore étant isotrope, l'expression correcte de l'induction est :

$$\mathsf{B}_{\mathsf{r}\theta} = \mathsf{B}\left(\sqrt{2} \times \mathsf{H}_{\mathsf{r}}\right) \tag{4-4}$$

Cependant, sur chaque axe, l'induction associée au champ magnétique s'écrit :

$$\mathsf{B}_{\mathsf{r}} = \mathsf{B}_{\theta} = \mathsf{B}(\mathsf{H}_{\mathsf{r}}) \tag{4-5}$$

Par conséquent, si l'induction $B_{r\theta}$ est recomposée à partir de ces composantes :

$$\mathsf{B}_{\mathsf{r}\theta} = \sqrt{2} \times \mathsf{B}(\mathsf{H}_{\mathsf{r}}) \tag{4-6}$$

Si le matériau est non linéaire, l'induction estimée ainsi est 40% trop grande. Ce problème est dû à l'indépendance, dans le modèle, de chaque axe par rapport aux autres. Une solution courante consiste a utiliser un modèle de perméabilité elliptique [DED90], permettant de contourner ce problème. Ceci étant, dans le cas présent, la très forte différence entre les perméabilités justifie l'utilisation du modèle de décomposition vectorielle utilisé, malgré ses limites.

Ce modèle a été introduit sous Flux2D par le biais d'un Sous Programme Utilisateur (SPU). Cette fonctionnalité du logiciel permet de modifier par un code Fortran certaines grandeurs du modèle. Dans le cas présent (en formulation potentiel vecteur magnétique¹⁰), pour chaque nœud du maillage, Flux2D fournit en entrée du SPU le vecteur induction et les coordonnées du nœud, et requiert en sortie le vecteur champ magnétique ainsi que la matrice de perméance.

4.2.5 Simulation sous Flux 2D et résultats

Afin de valider l'approche par homogénéisation, des simulations sur le tore feuilleté simplifié comportant 30 couches (c.f. Table 4-I) ont été conduites en parallèle de la mise au point du matériau anisotrope, de manière à pouvoir comparer les résultats obtenus avec le modèle anisotrope. La Table 4-II précise la valeur de perméabilité magnétique équivalente à utiliser dans le modèle anisotrope. Ces modèles ont été étudiées avec un courant primaire suffisant pour entraîner la saturation des premières couches du tore, soit 1000 A.

La Fig. 4-8 expose les résultats obtenus avec le tore simplifié et les compare à ceux obtenus avec le tore isotrope massif classique. La concentration du flux dans les premières couches est bien visible, ainsi que la forme très caractéristique de la courbe correspondant au tore feuilleté.



Fig. 4-8 : Induction dans une coupe du tore, comparaison entre l'induction dans un tore feuilleté isotrope et un tore massif isotrope

La Fig. 4-9 compare l'induction dans le tore isotrope feuilleté à celle obtenue avec le modèle de matériau massif anisotrope, doté de la perméabilité équivalente adéquate (c.f.

¹⁰ Les calculs par éléments finis en 2D utilisent une formulation vectorielle du problème. Les calculs par éléments finis en 3D peuvent utiliser des formulations potentiel vecteur ou potentiel scalaire magnétiques.

Table 4-II). La correspondance entre les deux courbes est satisfaisante : le modèle de matériau anisotrope massif permet d'obtenir la même répartition globale du flux dans le tore que le précédent modèle isotrope feuilleté.



Fig. 4-9 : Induction dans une coupe du tore, comparaison entre l'induction dans un tore feuilleté isotrope et un tore massif anisotrope

Les faux courants homopolaires (créés par un excentrage d'un millimètre) obtenus avec ce tore anisotrope ont été comparés avec ceux obtenus sur le tore feuilleté équivalent (c.f. Fig. 4-10).



Fig. 4-10 : Comparaison des FCH générés par le tore feuilleté et par le tore anisotrope, avec excentrage 1 mm

Le modèle de matériau anisotrope développé ici permet donc d'obtenir une répartition de l'induction et des faux courants homopolaires très proches de celle obtenue avec le modèle de tore simplifié, tout en nécessitant considérablement moins d'éléments : le maillage du tore nécessite, dans le cas feuilleté, près de 18000 éléments surfaciques, contre moins de 4800 éléments dans le cas anisotrope.

Il faut cependant signaler que des problèmes de convergence du modèle anisotrope sous Flux 2D apparaissent à fort courant, quand le matériau anisotrope est utilisé conjointement avec un circuit électrique secondaire (mesure des faux courants homopolaires). Ces problèmes ont été partiellement corrigés grâce à un changement de solver Flux, mais demeurent la principale limitation du modèle de matériau anisotrope.

Malgré quelques réserves, la méthode de modélisation du feuilletage par homogénéisation donne des résultats satisfaisants dans le contexte considéré.

4.2.6 Influence du foisonnement

Cette section présente l'impact du foisonnement sur la répartition de l'induction dans le tore. Le calcul de la perméabilité radiale équivalente du paragraphe 4.2.3 a montré que celle ci ne dépendait que du foisonnement du tore considéré. En modifiant la perméabilité équivalente du matériau anisotrope, il est donc facile de modifier le foisonnement dont le comportement est simulé. Cette démarche équivaut à considérer plusieurs noyaux, de volume de matériau magné-tique identique, mais dont les couches sont plus ou moins distantes (en ne tenant pas compte de la variation des dimensions extérieures du tore).

La Fig. 4-11 présente les résultats obtenus avec un matériau anisotrope de perméabilité 7 (tore feuilleté, Table 4-I) et un tore de perméabilité 12 (tore simplifié, Table 4-I), pour un courant primaire de 1400 A efficaces.



Fig. 4-11 : Comparaison tores anisotropes équivalents pour un foisonnement de 92% ($\mu_r = 12$) et 85% ($\mu_r = 7$)

Le tore de 85% de foisonnement concentre davantage le flux dans les premiers millimètres du tore, car la proportion d'air dans le tore – donc la réluctance entre couche – a augmenté. Ceci se retrouve sur la Fig. 4-11.

4.2.7 Influence de l'excentrage

Trois excentrages¹¹ des conducteurs ont été testés – 0,5, 1 et 1,5 mm – pour plusieurs valeurs du courant primaire (c.f. Fig. 4-12). En tenant compte de l'extrapolation des résultats obtenus en 2D vers un problème 3D (c.f. chapitre 3), les valeurs observées (environ 30 mA pour 1 mm d'excentrage à 1000 A en 2D, soit environ 400 A en 3D) sont compatibles avec les faux courants homopolaires constatés sur des tores de foisonnement 85% et de dimensions comparables. Un faible excentrage, ou une déformation non symétrique du tore, pourrait ainsi constituer

¹¹ Ce type d'excentrage correspond à un déplacement du tore par rapport aux deux conducteurs (et non un seul des conducteurs qui s'éloignerait du second) et correspond expérimentalement aux cas où le tore est excentré par rapport à son boîtier (tore insuffisamment calé par exemple) c.f. chapitre 3.

une importante source de faux courants homopolaires sur un tore feuilleté en matériau nanocristallin.



Fig. 4-12 : FCH dus à un excentrage des conducteurs primaires sur un tore anisotrope de 85% de foisonnement

A titre de comparaison, la Fig. 4-13 représente les faux courants homopolaires dus à un excentrage, mais pour un noyau massif. A excentrage et matériau magnétique équivalent, le niveau atteint est dix fois inférieur à celui obtenu avec un tore de 85% de foisonnement. La Fig. 4-14 propose les faux courants homopolaires comparés, à 1000 A et pour 1 mm d'excentrage, de trois tores : un tore massif isotrope, un tore de foisonnement équivalent 93% et un tore de foisonnement 85%.

Un foisonnement bas accentue donc la sensibilité d'un tore aux faux courants homopolaires.



Fig. 4-13 : FCH dus à un excentrage des conducteurs primaires sur un tore isotrope massif



Fig. 4-14 : FCH à 1000 A et pour 1 mm d'excentrage en fonction du foisonnement

4.2.8 Calcul de l'inductance équivalente d'un tore feuilleté

Dans les chapitres 2 et 3, le problème du calcul de l'inductance équivalente de tore excités par des courants monophasés s'est posé. Le modèle de matériau anisotrope, en donnant accès à une distribution du champ magnétique dans le tore plus correcte qu'un modèle de matériau massif, permet d'obtenir une bonne estimation de cette inductance.

Le tore peut être perçu comme un réseau de réluctances : des réluctances représentent la circulation du flux dans chaque couche, elles mêmes séparées par des réluctances d'entrefer.



Fig. 4-15 : Réseau de réluctances d'un tore 3 couches

L'inductance propre du secondaire traduit le couplage entre le circuit secondaire et le tore. A vide, le calcul de cette grandeur est facile. En fonctionnement, il faut prendre en compte l'état magnétique du circuit imposé par le primaire : l'excitation modifie la perméabilité des différentes zones du tore.

En utilisant les définitions de la Fig. 4-15, l'inductance globale du tore peut être calculée comme :

$$L_{t} = N_{s}^{2} \times \frac{1}{\left(\sum_{i=1}^{\alpha} \frac{1}{R_{ci}}\right)^{-1}}$$
(4-7)

Avec $R_{ci} = \int_{l_g} v \times \frac{\alpha}{S} \times dl$, où l_g est la longueur du circuit magnétique, S sa section, α le

nombre de couches, v la perméance locale et Ns le nombre de spires.

Ce calcul, nécessitant la manipulation de quantités importantes de données, peut être simplifié en considérant la section la plus chargée du tore (c.f. Fig. 4-16) : la saturation importante des premières couches du tore entraîne une chute de la perméabilité, c'est à dire une très forte réluctance (proportionnelle à la perméance, inverse de la perméabilité), très largement supérieure à celles des couches plus éloignées des conducteurs (c.f. Fig. 4-16). Le flux se distribue dans les couches selon les inverses des réluctances : les premières couches ne contribuent que très peu à l'inductance globale du flux et sont donc négligeables.



Fig. 4-16 : Evolution comparée de l'induction et de la perméance en fonction du rayon

Cependant, c'est le long des premières couches que la variation de perméance est la plus importante (c.f. Fig. 4-17). A l'opposé, elle est quasi nulle sur les dernières couches, les plus importantes dans le calcul de la réluctance globale du tore.



Fig. 4-17 : Evolution comparée de l'induction et de la perméance le long du tore

Il n'est donc pas nécessaire de déterminer avec précision la perméance en tout point du tore. Il est suffisant de déterminer la réluctance de chaque couche au niveau de la section la plus chargée : la réluctance des premières couches n'a que peu d'importance et celle des dernières ne varie pas. Cette méthode permet ainsi de calculer l'inductance d'un tore feuilleté excité par un courant monophasé.

Au chapitre 2 étaient présentées des mesures faites sur un tore de type N alimenté sous 400 A monophasé. En appliquant la relation classique **(4-8)**, ou μ r est la perméabilité du tore à vide, il vient une inductance de 1.247 H.

$$L_{m} = \mu_{0} \times \mu_{r} \times N_{s}^{2} \times \frac{S}{l}$$
(4-8)

Ce tore a été simulé à 1200 A en 2D, ce qui représente grossièrement le phénomène en 3D (c.f. chapitre 3), en utilisant le modèle de matériau anisotrope. La méthode simplifié présentée ci dessus permet d'estimer une inductance propre de 0.91 H (73% de la valeur à vide). Une analyse des données expérimentales (courant en circuit fermé et tension en circuit ouvert) a permis de retrouver l'inductance équivalente effective du tore, soit 0.76 H, (61 % de la valeur initiale).

Courant primaire	Inductance équivalente
Tore non excité au primaire	1.21 H
Tore anisotrope 1200 A en 2D	0.91 H
Tore isotrope 1200 A en 2D	1.18 H
Tore réel 400 A (estimation)	0.76 H

Table 4-III : Inductances équivalentes

La valeur obtenue en utilisant le matériau anisotrope est donc supérieure à celle calculée de la manière classique. Sur la Fig. 4-18 sont représentés les courants calculés à partir de la tension en circuit ouvert mesurée aux bornes du tore utilisé au chapitre 2, à 400 A, pour différentes valeurs de l'inductance du secondaire. Ces courants sont comparés au courant réel enregistré dans le circuit secondaire. La valeur obtenue à l'aide du matériau anisotrope (0.91 H) permet d'obtenir de bon résultats, contrairement à la valeur « classique » de l'inductance.



Fig. 4-18 : Evolution du courant calculé en fonction de l'inductance équivalente, comparaison avec le courant réel

Le foisonnement des noyaux a ainsi une influence directe sur l'inductance propre d'un tore excité par un courant bipolaire équilibré, ce que l'utilisation d'un modèle de matériau anisotrope permet d'estimer.

L'intérêt majeur du matériau anisotrope en 2D est de simplifier les maillages et les géométries de modèles de tores feuilletés, permettant la modélisation de tores autrement impossibles à simuler. Par ailleurs, ce modèle, facilement adaptable, permet la représentation de feuilletages – et donc de blindages, par exemple – de manière relativement simple tant qu'il est possible, analytiquement, de définir une direction radiale. Les problèmes de convergence rencontrés à fort courant limitent cependant son utilisation aux bas courants.

4.3 Modèle de matériau anisotrope massif en trois dimensions

4.3.1 Principe du modèle anisotrope 3D

Se basant sur le modèle mis au point en 2D, un modèle 3D du matériau a été développé. L'intérêt premier d'un tel modèle est de fournir une image fidèle du champ magnétique dans un tore enroulé, en tenant compte de son environnement¹².

Ce modèle 3D utilise une troisième loi de comportement magnétique, indépendante des deux premières (c.f. § 4.2.4), pour représenter le comportement du matériau sur l'axe Z (c.f. Fig. 4-7).

Une des spécificités de Flux 3D est de proposer des « bobines non maillés » [CED05]. Cet outil permet la modélisation très simple de conducteurs électriques basiques (pas de courants de Foucault, répartition uniforme) en les superposant au maillage et en en étant indépendant. Le calcul du champ magnétique se fait par la loi de Biot et Savart de façon semi analytique. Une des contraintes de cet outil est de nécessiter une formulation scalaire du problème. Le modèle 2D du matériau anisotrope étant écrit en potentiel vecteur magnétique, il a dû être inversé. Le nouveau schéma de principe est donné sur la Fig. 4-19.



Fig. 4-19 : Modèle 3D en formulation potentiel magnétique scalaire

4.3.2 Validation du modèle 3D

Valider le modèle 2D était simple : il suffisait de comparer les résultats obtenus grâce à ce modèle avec ceux fournis par les simulations de tores feuilletés (c.f. Fig. 4-9). Flux ne permettant pas la résolution d'un problème 2D en utilisant des formulations scalaires, il n'est pas possible de valider directement le nouveau modèle 3D en l'appliquant à un cas 2D. Une simulation dédiée a été mise au point pour permettre cette validation (c.f. Fig. 4-20)

Ce modèle est constitué d'un tore en 3D, de quelques éléments de haut, entouré de surfaces portant des conditions surfaciques de type Dirichlet (champ tangentiel). Ces faces sont

¹² Les tores de protection différentielle, étant le plus souvent intégrés à un appareil, sont entourés de plages de cuivre pouvant générer des champs de fuite très importants et très localisés.

disposées de sorte à contraindre le champ magnétique dans un plan 2D : les effets 3D (à l'origine de la composante en Z du champ magnétique) sont supprimés par les conditions de Dirichlet latérales. Par conséquent, les champs magnétiques calculés dans ce tore sont équivalents à ceux existant dans un tore 2D.



Tore utilisant le matériau anisotrope massif 3D

Fig. 4-20 : Modèle Flux utilisé pour valider le matériau anisotrope 3D

La comparaison des inductions mesurées dans ce tore, avec celles mesurées dans le précédent tore anisotrope 2D est présentée sur la Fig. 4-21.



Fig. 4-21 : Induction dans une coupe du tore, comparaison entre l'induction dans un tore anisotrope 3D et un tore anisotrope 2D

Les résultats obtenus avec le modèle 3D sont voisins. Cependant, le petit écart central n'a pas pu être expliqué. De plus, les problèmes de convergence rencontrés avec ce modèle rendent très délicat l'ajout d'un bobinage secondaire en 3D. Aussi, il n'a pas été possible de simuler directement les faux courants homopolaires de ces tores.

Les méthodes d'estimation des faux courants homopolaires à partir de la tension en circuit ouvert (présentées pour le 2D chapitres 2, 3 et 4), permettraient sans doute d'obtenir ce résultat, mais n'ont pu être testées faute de temps.

4.3.3 Effet du feuilletage sur le champ magnétique dans un tore en 3D

Le modèle 3D de matériau anisotrope permet de modéliser l'effet d'un feuilletage dans un tore enroulé. Le tore décrit dans la Table 4-I a été simulé avec (Fig. 4-22) et sans (Fig. 4-23) ce matériau anisotrope, pour le même courant primaire de 500 A. Les gradients de couleur appliqués aux deux illustrations sont les mêmes.

<u>Remarque</u> : ces simulations ont été effectuées en tenant compte de la symétrie des tores selon le plan OXY. Par conséquent, seul le demi tore supérieur a été modélisé et calculé.



Fig. 4-22 : Induction dans un tore massif anisotrope en 3D, 500 A



Fig. 4-23 : Induction dans un tore massif isotrope en 3D, 500 A

Le phénomène « habituel » de concentration du flux dans les premières couches du tore, déjà observé dans les tores 2D, se retrouve dans le tore anisotrope. En revanche, un certain nombre de détails sont inédits.

En particulier et à l'opposé du tore 2D, pour lequel l'induction diminuait progressivement dans le tore, ce tore anisotrope 3D présente une nette augmentation de l'induction dans ses couches les plus externes. La Fig. 4-24 présente l'induction mesurée dans le plan XY du tore, le long d'un rayon, à l'endroit le plus saturé.



Fig. 4-24 : Induction, comparaison entre un tore anisotrope massif et un tore isotrope massif, 500 A

L'augmentation de l'induction dans les dernières couches s'explique par les flux de fuite. Le tore isotrope permet une distribution homogène des flux provenant des conducteurs primaires en amont et en aval du tore. En revanche, étant équivalent à un tore feuilleté, le tore anisotrope empêche cette redistribution uniforme : les flux de fuite pénétrant le tore au voisinage des couches extérieures demeurent dans celles-ci (c.f. Fig. 4-25).



Fig. 4-25 : Exemple de flux de fuite dans un tore anisotrope

La concentration de l'induction dans les couches externes a une conséquence indirecte sur la distribution du flux. Les faces supérieure et inférieure du tore reçoivent d'avantage de flux que les zones internes du tore. Le feuilletage renforçant cet effet, les zones latérales sont plus saturées, donc de plus forte réluctance que la partie médiane du tore, ce qui explique la distribution surfacique de la Fig. 4-22.

L'utilisation d'un matériau anisotrope dans une telle simulation permet de modéliser des phénomènes qui, dans le cas d'une étude globale – ce qui est le plus souvent le cas en simula-

tion – passent totalement inaperçus. En effet, des valeurs très proches sont obtenues¹³ en calculant l'intégrale de chaque courbe de la Fig. 4-24 : le tore, qu'il soit anisotrope ou isotrope, absorbe le même flux. Le feuilletage d'un tore, sous ce mode d'excitation (deux conducteurs parcourus par des courants égaux et opposés), modifie donc la répartition interne de l'induction, mais pas le flux absorbé¹⁴. Son impact est donc imperceptible à l'extérieur du tore.

Si, par exemple, un tore doté d'un blindage est simulé, le paragraphe précédent implique qu'il n'est pas nécessaire de modéliser le feuilletage du blindage si seule l'induction dans le tore est étudiée.

¹³ Ecart d'environ 6%, mais pour être réellement représentative, l'intégrale de l'induction devrait être faite sur une section du tore, et non sur un rayon

¹⁴ Dans l'absolu, un tore feuilleté voit son volume magnétique diminué de quelques pourcents en raison du foisonnement entre couches : en toute rigueur, la comparaison avec un tore massif n'est pas directement possible.

4.4 Conclusion

Afin de simplifier la modélisation et l'étude de la distribution du champ magnétique dans un tore enroulé, le feuilletage d'un tel tore a été représenté par un matériau magnétique anisotrope, « l'effet spirale » ayant été négligé.

Doté d'une très forte réluctance magnétique dans la direction radiale, ce matériau anisotrope permet de reproduire l'effet de blindage généré par les entrefers surfaciques existant entre chaque couche du matériau enroulé, tout en ne nécessitant qu'un faible maillage.

Testé en 2D et en 3D, ce matériau a permis de retrouver les résultats obtenus lors de la simulation d'un tore feuilleté (dont le feuilletage avait été modélisé par des entrefers linéiques). Il a également rendu possible l'étude de certains aspects des tores enroulés, comme la sensibilité d'un tore à un excentrage des conducteurs primaires en 2D, ou la répartition réelle du flux dans un tore 3D.

Chapitre 5

Chapitre 5

Dispositifs à bobinage localisé

Sommaire

5.1		Problématique propre aux dispositifs à bobinage localisé	127
5.2		Présentation du dispositif considéré	129
5.3		Etalonnage de la simulation	131
5.	.3.1	Charge résistive pure	131
5.	.3.2	Autres charges – charge réelle	132
5.4		Primaire idéal	133
5.	.4.1	Primaires diamétralement opposés	133
5.	.4.2	Primaires jointifs	134
5.5		Primaire réel	136
5.6		Bobinage tétrapolaire	138
5.7		Conclusion	140

Les capteurs de courant différentiel portant un bobinage à grand nombre de spires réparties sur tout le périmètre du tore (bobinage à 360° (ou bobinage réparti)), sont essentiellement utilisés pour de forts courants primaires. Les tores destinés à surveiller des courants plus faibles, et particulièrement les tores à propre courant, sont généralement pourvus d'un bobinage comptant peu de spires, réparties sur une petite plage angulaire. De tels tores sont par la suite dénommés « tores à bobinages localisé ».

Les problématiques d'apparition des faux courants homopolaires de ces deux types de tores ne sont pas les mêmes. Les tores à 360° sont sujet à de petites anomalies magnétiques et géométriques, donc la somme peut entraîner un déclenchement intempestif. En revanche, la disposition du secondaire des tores à bobinage localisé entraîne naturellement un fort deséquilibre et, par conséquent, des faux courants homopolaires. L'équilibrage du tore se fait alors par un placement judicieux du secondaire.

La première section de ce chapitre décrit plus en détail l'apparition des faux courants homopolaires dans des tores à bobinage localisé. La seconde partie du chapitre présente le calcul des faux courants homopolaires d'un dispositif, pour plusieurs configurations du bobinage primaire et secondaire. L'étude débute par une courte présentation du dispositif spécifique de l'étude, puis examine deux types de configurations du bobinage primaire : une configuration idéale, à primaire jointif ou de type diamétralement opposé, et une configuration réelle, pour laquelle le primaire reproduit très précisément la configuration d'un jeu de conducteurs industriel. Enfin, un cas tétrapolaire à primaires imbriqués est analysé.

5.1 Problématique propre aux dispositifs à bobinage localisé

Les tores à bobinage localisé comportent habituellement peu de spires (quelques dizaines) réparties assez lâchement sur une plage angulaire restreinte (de 10 à 90°).

Un bobinage réparti sur 360° somme le flux vu par chacune des spires de ce bobinage. La répartition du flux du primaire partage le tore en deux demi-tores magnétiques. En l'absence de dissymétrie géométrique ou magnétique, le flux mesuré sur l'une des moitiés du tore est compensé par celui mesuré sur l'autre moitié. Une dissymétrie du capteur va fausser cette somme et entraîner un faux courant homopolaire.

Un bobinage localisé (c.f. Fig. 5-1) va nécessairement produire un signal, même en l'absence de toute anomalie géométrique ou magnétique.



Fig. 5-1 : Bobinage localisé sur α°

Si ce signal dépasse le seuil de déclenchement, il y aura déclenchement intempestif de l'appareil. Les faux courants homopolaires ne sont donc pas, dans ce cas, créés par des dissymétries magnétiques du système, mais par la répartition du bobinage secondaire. Ceci signifie que, contrairement aux cas plus « classiques », les dispositifs à bobinage localisé peuvent faire l'objet de simulations par éléments finis assez précises : la source de faux courants homopolaires est facilement modélisable.

Pour réduire les faux courants homopolaires, et en supposant que les dimensions des tores sont fixées, plusieurs stratégies sont possibles :

La plus efficace concerne le positionnement de la plage de distribution du bobinage secondaire. Il est possible de connaître à l'avance la disposition des bobinages primaires d'un tore destiné à des applications monophasées. Le bobinage secondaire peut être placé de manière à rendre un signal nul : en étant parfaitement symétrique par rapport à l'axe de symétrie magnétique du dispositif (c.f. Fig. 5-2 b)). A l'inverse, il convient d'éviter la configuration de la Fig. 5-2 a). Des simulations du tore et de ses primaires peuvent servir à déterminer cet axe de symétrie. La difficulté de cette stratégie réside dans le fait que, surtout pour un appareil industriel, la position du primaire, souvent de forme complexe, n'est pas toujours parfaitement maîtrisée.



Fig. 5-2 : Bobinage localisé a) incorrectement disposé, b) correctement disposé

Plus généralement, il peut être avantageux d'étudier la disposition du bobinage secondaire : sans rechercher une symétrie parfaite, il suffit que le bobinage secondaire –par augmentation, réduction ou déplacement de sa plage de distribution – recouvre deux plages sur lesquelles l'induction orthoradiale (composante mesurée par le bobinage) est de sens contraire pour que le signal résultant soit efficacement réduit. Cette stratégie n'est évidemment pas applicable à un tore triphasé.

Une seconde stratégie consiste à adapter la forme des primaires pour limiter le flux dans le tore. Cette adaptation peut prendre de nombreuses forme et dépend du nombre de passages du primaire. Si le primaire ne compte qu'un passage, les conducteurs peuvent être rapprochés ou imbriqués (c.f. Fig. 5-3). S'il en compte plusieurs, il est efficace de les bobiner ensemble autour du tore. Cette méthode est efficace, mais peut être complexe à mettre en œuvre. Elle est cependant particulièrement indiquée en triphasé.



Fig. 5-3 : Conducteurs monophasés imbriqués

Enfin, il est possible que le tore, « naturellement », ne génère pas suffisamment de faux courants homopolaires pour provoquer des déclenchements intempestifs. Le calcul du champ magnétique dans le tore peut le démontrer.

Dans le cadre de l'étude de dispositifs à bobinage localisé, un logiciel de calcul par éléments finis peut être avantageusement utilisé pour calculer les faux courants homopolaires issus des différentes configurations et aider à la conception des appareils.

La section suivante présente les deux dispositifs à bobinage localisé qui seront étudiés dans le reste du document. Ces dispositifs seront dotés de plusieurs configurations des bobinages primaires et secondaires et modélisés sous Flux 3D. Pour chacune de ces configurations, les faux courants homopolaires seront calculés et commentés.

5.2 Présentation du dispositif considéré

Le dispositif étudié est composé d'un tore doté de ses bobinages primaire et secondaire, d'une électronique associée et d'un relais.

Le capteur de courant différentiel ainsi constitué fonctionne à propre courant : l'énergie nécessaire au déclenchement du relais est fournie par le défaut lui-même. Le point de fonctionnement d'un tel tore n'est pas celui du transformateur de courant, le fonctionnement étant optimisé en puissance. Dans ces conditions, le circuit secondaire ne peut pas être modélisé par une simple résistance de charge et doit être intégralement pris en compte pour obtenir des résultats exploitables.

Le tore utilisé est décrit dans la Table 3-I.

Table 5-I : Paramètres du to	re
------------------------------	----

Paramètre	Tore cylindre
Spires primaire	2
Spires secondaire	60
Courant nominal	40 A

Le matériau du noyau a été caractérisé et modélisé sous Flux 3D en utilisant un modèle de Mac Gregor¹⁵, dont les paramètres sont donnés dans la Table 5-II.

¹⁵ Modélisation d'une courbe de première aimantation par trois paramètres : perméabilité initiale, facteur de forme du coude, aimantation à saturation, c.f. chapitre 4.

Paramètre	Valeur
Perméabilité initiale	180 000
Forme du coude	0.06
Aimantation à sat.	0.875

Table 5-II : Paramètres du modèle de Mac Gregor

Le relais connecté au tore a été caractérisé à 50 Hz et modélisé par une association série résistance – inductance, placée en sortie de l'électronique. Pour des raisons de confidentialité, la partie électronique ne sera pas décrite davantage.



Fig. 5-4 : Prise en compte du matériau magnétique



Fig. 5-5 : Carte associée au tore

Le bobinage secondaire est un groupe de 60 spires réparties sur environ 60°, dont la position sur le tore est variable. Le primaire est un enroulement en cuivre, monophasé ou triphasé, présentant deux passages au travers du tore. Un certain nombre de configurations de ce primaire vont être testées. Deux cas de primaires idéaux, l'un jointif, l'autre diamétralement opposés, vont permettre d'approcher le problème par un exemple simplifié. Les deux autres configurations sont basées sur des dispositifs existants, l'un en monophasé, l'autre en triphasé.

Au chapitre 2 ont été précisés les niveaux limite de faux courants homopolaires imposés par les normes. En particulier, les capteurs de courant différentiels ne doivent pas déclencher si ils sont excités par des courants primaires inférieurs à six fois le courant nominal. Par ailleurs, pour des raisons de tolérance, ces appareils ont un seuil de déclenchement réglé à 22.5 mA, ce qui conditionne le niveau maximum de faux courants homopolaire admissible.

5.3 Etalonnage de la simulation

Cette simulation Flux 3D doit modéliser de nombreux éléments : le matériau du tore, le relais, les primaires, la carte... Avant de modéliser le véritable fonctionnement du tore et de s'intéresser aux faux courants homopolaires, il convient de vérifier que la simulation donne des ordres de grandeur corrects. Le dispositif réel va donc être alimenté par un courant différentiel de 30 mA, avec une seule spire au primaire. Une première série de simulations va tenter de reproduire les courants secondaires observés, en fonction de la charge utilisée. L'objectif est double : vérifier le bon fonctionnement du modèle d'une part et obtenir les seuils de déclenchement d'autre part. En effet, le point de fonctionnement du tore n'est pas celui du transformateur de courant. Pour déterminer si le faux courant homopolaire mesurés en simulation est susceptible de déclencher le relais, il faut préalablement déterminer le courant secondaire correspondant à un défaut différentiel provoquant l'ouverture du relais (22.5 mA, c.f. §5.2).

5.3.1 Charge résistive pure

Le secondaire du tore est uniquement connecté à une résistance de charge. Le faible nombre de spires du bobinage (60 spires) entraîne une inductance magnétisante basse. A faible courant, à moins d'avoir une résistance de charge très faible (< 10 Ω), le courant magnétisant du tore est trop important et les ampères-tours du primaire ne se retrouvent pas dans la charge (c.f. Fig. 5-6). Les résultats obtenus avec Flux 3D reproduisent bien ce phénomène et sont cohérents avec les mesures réalisées (c.f. Table 2-I).



Fig. 5-6 : Schéma équivalent (simple) charge R

 Table 5-III : Comparaison Flux – Mesure dans le cas de la

 charge R (résultats exprimés en courants équivalents Ns x Is)

Résistance	Flux (mA)	Mesure (mA)
1 Ω	29.69	29.52
10 Ω	28.58	29.10
75 Ω	24.26	23.68

5.3.2 Autres charges – charge réelle

D'autres essais ont été faits, en variant le type de charge - R, R-C, R-L... - et ont conclu à la bonne cohérence entre les résultats de Flux et les mesures réelles.

La simulation de la carte réelle sous Flux, en tenant compte de la véritable géométrie du primaire (ce qui ne modifie que très peu les résultats), permet de calculer le courant efficace circulant dans le relais quand le tore est excité par un courant différentiel de 22.5 mA. Ce courant représente le courant maximum atteignable sans entraîner le déclenchement intempestif du relais. Les faux courants homopolaires seront, dans la suite, normalisés par rapport à ce seuil.

5.4 Primaire idéal

Les simulations suivantes présentent des calculs simples de faux courants homopolaires, dans deux cas « théoriques » : primaires diamétralement opposés, ou primaires jointifs. L'objectif est de vérifier le niveau maximal de faux courants homopolaires : si, pour un bobinage secondaire disposé au point le plus défavorable, les faux courants homopolaires restent inférieurs au seuil de déclenchement, il n'est alors pas utile de prolonger l'étude. Dans le cas contraire, une modélisation plus fine des conducteurs est nécessaire pour déterminer avec précision les faux courants homopolaires et, le cas échéant, les plages de disposition des conducteurs.

5.4.1 Primaires diamétralement opposés



Fig. 5-7 : Primaires diamétralement opposés

Dans cette configuration, le bobinage primaire est disposé de la façon représentée sur la Fig. 5-7 : les primaires se font face, aussi éloignés que possible. Le bobinage secondaire a été disposé sous un des pôles, à l'endroit le plus saturé. La Fig. 5-8 représente l'induction calculée dans le tore. Les résultats sont disponibles Table 5-IV. Les faux courants homopolaires observés dépassent largement le seuil d'ouverture du relais. Ces structures sont donc susceptibles de provoquer des déclenchements intempestifs. Dans ce cas précis, il n'est pas nécessaire de poursuivre l'étude : il est évident que si le bobinage secondaire est disposé à 90° degrés des primaires, les faux courants homopolaires seront quasi nuls. De plus, la configuration étant théorique, il n'y a pas d'intérêt à déterminer les plages de disposition du secondaire générant un niveau de faux courants homopolaires acceptable. Cet exemple permet cependant d'évaluer les faux courants homopolaires dans un cas simple de bobinage localisé.



Table 5-IV : Primaires diamétraux, FCH obtenus

Excitation	Relais
Courant différentiel 22.5 mA	100%
Monophasé 6 In	273%

5.4.2 Primaires jointifs



Fig. 5-9 : Primaires jointifs idéaux

A l'opposé de la structure précédente, les conducteurs primaires sont ici rapprochés (Fig. 5-9). Trois positions du bobinage secondaire présentent un intérêt : 90, 180 et 270°. Le primaire étant imbriqué, le champ est très faible dans le tore. Il devrait être minimal à 180°, la position *a priori* la plus favorable. Les positions 90° et 270° sont plus proches de la source de champ, et serviront à vérifier les limites de la plage de bobinage.

Excitation	Relais
Courant différentiel 22.5 mA	100%
6 In, sec. à 90°	40%
6 In, sec. à 180°	6%
6 In, sec. à 270°	41%

Table 5-V : Primaires jointifs, FCH obtenus

Dans deux des trois configurations, les faux courants homopolaires atteignent la moitié du seuil de déclenchement, ce qui reste tolérable. La troisième position ne génère quasiment pas de faux courants homopolaires. Dans ce mode de disposition du primaire, les faux courants homopolaires restent à des niveau acceptables. La plage de disposition possible du bobinage est donc assez large, couvrant 180°.

Ces deux exemples, primaires opposés et primaires jointifs, ne sont que des cas théoriques, destinés à illustrer une démarche d'étude des faux courants homopolaires issus de dispositifs à bobinage localisé ainsi que l'influence de la disposition du primaire sur les courants dans le secondaire. La partie suivante présente l'application de cette démarche à un dispositif doté d'un primaire réel.

5.5 Primaire réel



Fig. 5-10 : Tore cylindre, dispositif expérimental (g) et modélisé (d)

Le tore présenté précédemment est maintenant doté de ses bobinages primaire et secondaire « industriels ». Dans sa configuration actuelle, il est sujet à des déclenchements intempestifs à 90% des 6 x In requis. Le calcul des faux courants homopolaires par éléments finis va servir à déterminer la meilleure plage possible de disposition du bobinage secondaire, de manière à diminuer le risque de déclenchement intempestif.

Le modèle a été étalonné de la façon décrite dans la section 5.3. Les premiers calculs avec Flux 3D confirment que, dans sa configuration d'origine, le bobinage secondaire génère suffisamment de faux courants homopolaires pour être proche du seuil de déclenchement du relais (c.f. Table 5-VI).



Fig. 5-11 : Induction dans le tore, à 6 In

Excitation	Relais	Tore
Courant différentiel 22.5 mA	100%	100%
Monophasé 6 In	85%	85%
Monophasé 6 In, sec. centré 45°	25%	25%

Table 5-VI : Primaire réel, FCH obtenus

Il est clair, sur la Fig. 5-11, que le bobinage secondaire n'est pas centré au mieux sur une zone de faible induction. Son centrage (déplacement de 15°), couplé à une réduction de la plage angulaire sur laquelle il est disposé (de 90° à 45°), permet de réduire sensiblement le niveau de faux courants homopolaires (Table 5-VI).

Ce modèle permet d'évaluer la sensibilité du bobinage secondaire à une erreur de positionnement. La courbe de la Fig. 5-12 est obtenue en prenant comme référence angulaire le centre approximatif de la zone de faible champ à gauche de la Fig. 5-11, et en décalant progressivement le bobinage secondaire. La sensibilité est forte : pour 10° d'excentrage (soit 2 mm sur le tore), les faux courants homopolaires atteignent 70% du seuil d'ouverture. La plage de disposition du secondaire est d'environ 90°.



Fig. 5-12 : FCH en fonction de la position angulaire

5.6 Bobinage tétrapolaire

Les simulations effectuées dans la section précédente illustrent une première méthode de réduction des faux courants homopolaires, par positionnement du bobinage secondaire. Cette stratégie n'est cependant applicable que sur des tores monophasés. La configuration suivante représente un tore doté d'un bobinage tétrapolaire imbriqué et alimenté en triphasé.

Les faux courants homopolaires créés par un tore alimenté en triphasé sont très différents de ceux créés par un tore monophasé (c.f. chapitre 2). Le champ tournant stimulant alternativement tout le tore, il n'existe pas de zone faiblement excitée, contrairement au monophasé.

La stratégie appliquée dans la section 5.5 n'est donc pas applicable dans ce cas. Cependant, en imbriquant le primaire – l'idéal étant un conducteur coaxial – il est possible de réduire très nettement le champ magnétique dans le tore. La Fig. 5-13 présente le modèle Flux 3D d'un tore triphasé à bobinage tétrapolaire imbriqué. Le champ magnétique créé par un tel primaire est relativement faible en dehors de la zone située à l'intérieur de la boucle du primaire (c.f. Fig. 5-14). Les résultats obtenus sont présentés dans la Table 5-VII.



Fig. 5-13 : Bobinage tétrapolaire imbriqué

Table 5-VII : Primaire tétrapolaire, FCH obtenus

Excitation	Relais
Courant différentiel 22.5 mA	100%
Triphasé 5.4 In	59%
Triphasé 6 In	70%
Triphasé 9 In	99%



Fig. 5-14 : Induction créée par un bobinage tétrapolaire imbriqué alimenté par un système triphasé de courants (50 Hz), vue de dessus du noyau

Dans ce cas présent, les courants secondaires ne sont pas suffisants, à 6 In, pour entraîner le déclenchement de l'appareil. Cependant, en dehors de l'imbrication du primaire, il n'existe pas d'autres méthodes simples de réduction des faux courants homopolaires dans un tore triphasé à bobinage localisé.

Par ailleurs, en examinant en détail la Fig. 5-14, il apparaît que le secondaire n'est pas disposé de la manière la plus efficace. En effet, à 6ms, l'induction dans la zone du secondaire est assez élevée. Il serait souhaitable de déplacer le secondaire de $\pm 90^{\circ}$, de manière à l'écarter des zones les plus chargées¹⁶.

¹⁶ En pratique, la position la plus intéressante est –90°, car le bobinage primaire induit dans la face inférieure du tore (la vue de la Fig. 5-14 représente la face supérieure) des champs non représentés ici.

5.7 Conclusion

Contrairement aux bobinages répartis sur tout le périmètre du tore, les bobinages distribués sur une faible plage angulaire sont le siège de déséquilibres majeurs du capteur de courant. Les mécanismes d'apparition des signaux parasites sont, dans ce cas, prévisibles et suffisent à la détermination des faux courants homopolaires.

Des voies de réduction de ces courants existent, surtout en monophasé, et consistent à positionner le bobinage secondaire du tore de manière à minimiser le signal produit. Une autre approche consiste à modifier la forme du primaire en l'imbriquant de manière à réduire le champ dans le tore et, par conséquent, les faux courants homopolaires.

Quatre configurations ont été présentées, et les faux courants homopolaires de chacune de ces configurations calculés. En monophasé, disposer les primaires de manière diamétralement opposée est risqué : s'il existe des positions minimisant les courants secondaires, elles sont proches (90°) de celles les maximisant. S'il compte au moins deux passages, il est préférable d'imbriquer le primaire : la plage de déploiement du secondaire est dans ce cas triplée. La troisième configuration testée représentait un primaire et un secondaire réel. Il a été possible de déterminer la position la plus avantageuse pour le secondaire, ainsi que sa sensibilité à une erreur de positionnement. Enfin la dernière configuration reproduisait un tore tétrapolaire pour lequel le niveau global de faux courants homopolaires a été évalué.

Bien que la problématique soit différente, les tores à bobinage localisé posent également des problèmes de faux courants homopolaires. Ce chapitre a détaillé leur origine et quelques exemples simples d'apparition et de réduction de ces courants. Conclusion et Perspectives

Conclusion et Perspectives

Les capteurs de courant différentiel, organes essentiels en protection différentielle, sont l'objet de déclenchements intempestifs, le plus souvent entraînés par des anomalies de mesure du courant résiduel. D'infimes inhomogénéités dans le capteur de courant peuvent, sous certaines conditions, se cumuler pour produire un faux courant homopolaire, c'est-à-dire un courant circulant dans le bobinage secondaire du capteur de courant en absence de véritable défaut différentiel. Ce courant est évidemment interprété en aval de la chaîne différentielle comme un courant résiduel.

Après une brève présentation de la protection différentielle et des capteurs de courants, une analyse générale du phénomène des faux courants homopolaires, tant expérimentalement que théoriquement, a été menée. Très variables en amplitude et en forme, ces courants naissent de dissymétries, situées dans le tore lui-même (bobinage secondaire, extrémité du ruban, inhomogénéité du matériau) ou provenant de son excitation (excentrage des conducteurs, flux de fuite...). La solution la plus utilisée est le blindage du noyau, permettant de réduire le flux dans le tore, donc l'excitation des dissymétries.

Deux outils de modélisation numérique ont été proposés et utilisés pour étudier les origines des faux courants homopolaires. Si les outils numériques classiques sont parfaitement adaptés à la modélisation de transformateurs de courant (alimentés par une seule phase active), des problèmes de convergence apparaissent lors de la simulation du fonctionnement des noyaux en protection différentielle (deux conducteurs actifs, alimentés en opposition de phase) : la détection d'une composante de 30 mA dans la différence de deux signaux de plusieurs centaines d'ampères nécessite une précision de calcul de l'ordre du centième de pourcent ! Si, en magnétostatique (2D ou 3D), les calculs sont encore possibles, ils deviennent très délicats en utilisant un couplage magnétoélectrique, particulièrement en 3D. Néanmoins, des phénomènes aussi complexes que l'emballement des faux courants homopolaires ont pu être finement modélisés.

Par ailleurs, un outil spécifique a été développé pour répondre à un besoin de la thèse. Il a été constaté numériquement que le mode de réalisation des capteurs de courant avait un fort impact sur les faux courants homopolaires. En effet, les tores les plus souvent utilisés sont basés sur un ruban magnétique enroulé sur lui-même. L'emprisonnement de minces couches d'air
entre chaque couche de matériau a un effet d'écrantage, piégeant le champ magnétique dans les premières couches du tore. La complexité de la modélisation par éléments finis d'un assemblage de très fines couches (jusqu'à 20µm) de matériau magnétique a rendu nécessaire le développement d'une autre méthode de modélisation. L'outil mis au point permet de représenter un tel assemblage dans le logiciel de calcul par éléments finis utilisé, en remplaçant la succession de couches d'air et de matériau par un matériau massif anisotrope. Les résultats obtenus avec ce modèle sont très prometteurs et ont permis de caractériser certaines sources de faux courants homopolaires qui n'auraient pas pu être étudiées sans ce modèle magnétique, en particulier l'influence du foisonnement du circuit magnétique.

Une étude des dispositifs à usage domestique a été menée en parallèle. De tels capteurs de courant différentiel ne comptent souvent que très peu de spires et le bobinage secondaire ne peut pas être réparti sur tout le périmètre du tore. Ces dispositifs présentent des faux courants homopolaires très différents, par leur origine, de ceux habituellement rencontrés et qui, contrairement aux dispositifs classiques, sont parfaitement évaluables par simulation numérique. Les éléments finis ont été utilisés avec succès pour déterminer les plages de disposition du bobinage secondaire, ainsi que la sensibilité à une erreur de positionnement.

Les objectifs initiaux de cette thèse étaient la caractérisation et la réduction des faux courants homopolaires. Le premier point a été, dans l'ensemble, atteint : de nombreuses sources ont été identifiées et, bien que certaines sources demeurent inexpliquées, les mécanismes d'apparition des courants secondaires sont désormais compris. De nouvelles méthodes de réduction des faux courants homopolaires ont été proposées et testées. Elles peuvent s'appliquer à certains types de tores. Malheureusement, une solution universelle n'a pas encore été mise au point.

Des avancées significatives ont été faites dans la modélisation par éléments finis des capteurs de courants différentiels, mais les modèles demeurent instables, en particulier ceux faisant intervenir des couplages magnétoélectriques (couplage entre un circuit magnétique – le tore – et un circuit électrique – son bobinage secondaire).

Enfin, l'expérience accumulée en termes de modélisation et de caractérisation expérimentale, mais aussi la meilleure connaissance des sources de faux courants homopolaires ont permis d'établir des méthodologies d'étude et de réduction de ces courants secondaires :

- étude du seuil d'emballement, de manière à dimensionner ou optimiser un dispositif
- analyse des réponses angulaires et en courant d'un tore, donnant de précieuses indications sur l'origine des courant secondaires, mais aussi sur la manière de les réduire.

Sans pouvoir proposer une solution adaptée à chaque tore sujet à des faux courants homopolaires, ces travaux de thèse ont permis de mieux comprendre l'apparition de ces courants, permettant une meilleure prise en compte de ces phénomènes dès la conception de ces capteurs.

Références Bibliographiques

Références bibliographiques

[BAS85]	J.P.A. Bastos, C. Guichaud, 3D MODELLING OF A NONLINEAR ANISOTROPIC LAMINATION, IEEE Trans. Mag., Vol21, No. 6, Nov 1985
[BUF99]	S. Buffat, CALCUL ET INVERSION D'UN MODELE COMPORTEMENTAL DE TRANSFORMATEUR DE COURANT, DESS de l'Université Joseph Fourier de Grenoble, septembre 1999
[CED05]	Manuel d'utilisation de Flux 9.2, Vol3, Partie A, § 2.3.6
[COL06]	B. Colin, C. Chillet, A. Kedous-Lebouc, P. Mas, EFFECTS OF MAGNETIC CORE GEOMETRY ON FALSE DETECTION IN RESIDUAL CURRENT SENSOR, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 304, Issue 2, September 2006
[COL06-2]	B. Colin, C. Chillet, A. Kedous-Lebouc, P. Mas, MULTILAYER WOUND MAGNETIC CORE FEM SIMULATION USING APPARENT ANISOTROPIC MATERIAL MODEL, Conférence EMF 06, Aussois, France
[CRO94]	M. Crosier, CURRENT IMBALANCE SENSOR, Brevet WO 9603760, dépôt juin 1994
[CAL98]	R. Calvas, LES DISPOSITIFS DIFFERENTIEL RESIDUEL EN BT, Cahier Technique Schneider 114, février 1998

- [MANES] G. Manesse, TRANSFORMATEUR STATIQUE, PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT, Techniques de l'Ingénieur D3050
- [DUPRAZ] J-P. Dupraz, TRANSFORMATEUR DE MESURE, GENERALITE, THEORIE, FONCTIONNEMENT, Techniques de l'Ingénieur D4720
- [VERSC] J. Verschoore, PROTECTION DES INSTALLATIONS INDUSTRIELLES ET TERTIAIRES, Techniques de l'Ingénieur D4820
- [DED90] J.M. Dedulle, G. Meunier, A. Foggia, J.C. Sabonnadiere, D. Shen, MAGNETIC FIELDS IN NONLINEAR ANISOTROPIC GRAIN-ORIENTED IRON-SHEET, IEEE Trans Mag., Vol. 26, No. 2, March 1990
- [FIN74] G. Finke, DIFFERENTIAL TRANSFORMER CORES FOR GROUND FAULT INTERRUPTING CIRCUIT BREAKERS, IEEE Trans Mag, Vol. 10, No 2, Sept. 1974
- [FIN82] G. Finke, B. Ma, HIGH PERMEABILITY AND LOW REMANENCE TAPE WOUND TRANSFORMER CORES, IEEE Trans Mag, Vol 18, No 6, Nov 1982
- [GER98] B. Gershen, DIFFERENTIAL TRANSFORMER CORRECTION BY COMPENSATION, brevet US 5747980, dépôt mai 1998
- [GUE97] PY Gueugniaud, G Vaudelin, M Bertin-Maghit, P Petit, ACCIDENTS D'ELECTRISATION, Conférences d'actualisation 1997, p. 479-97, 1997 Elsevier, Paris
- [HEN98] P. Henninger, DIE FOLGENDEN ANGABEN SIND DEN VOM ANMELDER EINGEREICHTEN UNTERLAGEN ENTNOMMEN, Brevet DE19653552 A1, dépôt juin 1998
- [HEN98-2] P. Henninger, DIE FOLGENDEN ANGABEN SIND DEN VOM ANMELDER EINGEREICHTEN UNTERLAGEN ENTNOMMEN, brevet DE 19710742 A1, dépôt septembre 1998

- [HEN99] P. Henninger, ABSCHIRMNG FÜR SUMMENSTROM-WANDLERANORDNUNG FÜR
 FEHLERSTROM-SCHUTZSCHALTER, Brevet EP 0 959 484, dépôt mai 1999
- [IEC60947-2] Norme Internationale, Appareillages basse tension, partie 2 : disjoncteurs, Annexe B et M, troisième édition, 2003-2004.
- [IMP82] Catalogue Métalimphy, Noyaux Magnétiques, publication Imphy SA, fev 1982.
- [ISF] Cahier du stagiaire, Habilitation Electrique, Institut Schneider Formation
- [JAN03] F. Janet, MODELISATION DE DISPOSITIFS ELECTROMAGNETIQUES HAUTEMENT SATURABLES PAR LA METHODE DES MOMENTS MAGNETIQUES, thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, décembre 2003
- [LEB06] A. Kedous-Lebouc, MATERIAUX MAGNETIQUES EN GENIE ELECTRIQUE, Tomes 1 et 2, Lavoisier 2006
- [LEG02] CAPTEUR DE COURANT POUR PROTECTION DIFFERENTIELLE, REFLEXION SUR L'ORIGINE DES COURANTS HOMOPOLAIRES DANS LES TRANSFORMATEURS DIFFERENTIEL, étude LEG – Schneider Electric, dec 2002, mars 2003.
- [LET04] J. Letosa, J.S. Artal, M. Samplon, A. Uson, F.J. Arcega, MODELISATION OF CURRENT SENSORS BY FINITE ELEMENTS METHOD, Measurement 35, p. 233, 241, 2004
- [LIN06] D. Lin, P.Zhou, Z. Badics, W. N. Fu, Q. M. Chen, Z. J. Cendes, A NEW NONLINEAR ANISOTROPIC MODEL FOR SOFT MAGNETIC MATERIALS, IEEE Trans Mag, Vol 42, No 4, April 2006
- [LIU94] J. Liu, A.Basak, A. J. Moses, G.H. Shirkoohi, A METHOD OF ANISOTROPIC STEEL MODELING USING FINITE ELEMENT METHOD WITH CONFIRMATION BY EXPERIMENTAL RESULTS, IEEE Trans on Magnetics, vol. 30, no 5, Sept. 1994
- [MEU02] G. Meunier, MODELE ET FORMULATIONS EN ELECTROMAGNETISME, Hermes Science Publications, Octobre 2002

- [MUL82] O. Müller, ANORDNUNG ZUR VERMELDUNG VON FEHLIMPULSEN EINES SUMMENSTROMWANDLERS, brevet EP 76999 A2, dépôt oct 1982
- [PEA97] J. Pearse, B. Gershen, METHOD AND APPARATUS FOR DETECTING MAGNETINC ANOMALIES IN A TRANSFORMER CORE BY ROTATING SUCH CORE THROUGH A FIRST WINDING WHICH IMPRESSES A FLUX FIELD IN THE CORE AND A SECOND WINDING TO DETECT MAGNETIC ANOMALIES IN THE FLUX ESTABLISHED, brevet US 5652511, dépôt juil 1997
- [ROC90] A. De Rochebrune, J.M. Dedulle, J.C. Sabonnadiere, A TECHNIQUE OF HOMOGENIZATION APPLIED TO THE MODELLING OF TRANSFORMERS, IEEE Trans. Mag, Vol. 26, No. 2, March 1990
- [SAN99] Ma San Zhou, Brevet Français N°2799840, dépôt oct 1999
- [SEE70] S.Seely, EFFECT OF STRAY FLUX ON CURRENT TRANSFORMERS, Journal of Science ans Technology, Vol 37, N°3, 1970
- [SIL94] Viviane Silva, ETUDE TRIDIMENSIONNELLE PAR ELEMENTS FINIS DES EFFETS D'EXTREMITES DANS LES PARTIES FRONTALES DES MACHINE SYNCHRONES, Thèse de l'Institut Nationnal Polytehenique de Grenoble, soutenue le 19 octobre 1994
- [TIE03] J. Tiemann, R. Baertsch, CURRENT TRANSFORMER AND METHOD FOR CORRECTING ASYMMETRIES THEREIN, brevet US 6.639.770 B2, Oct 2003
- [SCH06] Catalogue Schneider Electric, Marque Merlin Gerin, Gamme VigiRex, page 69, 2006

RESUME en français

Les capteurs de courant utilisés dans certains dispositifs différentiels résiduels sont sujets au phénomène des faux courants homopolaires. Ces courants, provenant des dissymétries géométriques et magnétiques du capteur de courant, peuvent entraîner le déclenchement intempestif du relais associé au tore.

Cette thèse étudie ces phénomènes, tant par leurs origines (inhomogénéités du bobinage secondaire, extrémités du ruban magnétique formant le tore...) que par leurs manifestations (emballement, perte de sensibilité du capteur...).

Un important travail de modélisation par éléments finis de ces faux courants a été accompli. En particulier, les conséquences d'un excentrage des conducteurs primaires du capteur ont été étudiées par simulation numérique. De plus divers outils spécifiques ont été développés, notamment un modèle de matériau magnétique anisotrope permettant de modéliser de façon simple et rapide le ruban enroulé formant les capteurs.

TITLE in English

Characterization and reduction of measurement anomalies in differential current sensors

ABSTRACT in English

Current transformers used in residual current circuit breakers are subject to false residual current. Created by geometrical or magnetic asymmetries in the core, these currents can lead to unwanted tripping of the associated relay. This thesis studies the origins (secondary winding anomalies, core magnetic tape endings...) and the consequences (sensitivity loss, false current surge) of these phenomena.

A consequent work around finite element modeling of the false currents was conducted, including the precise simulation of primary conductor eccentricity and its influences. Moreover, specific tools were developed, particularly an anisotropic bulk core model, allowing simple and fast modeling of the current sensors wound magnetic cores.

MOTS CLEFS

Capteur de courant, faux courants homopolaires, déclenchements intempestifs, protection différentielle, modélisation

ADRESSE du laboratoire

G2elab/ENSIEG UMR 5529 INPG/UJF - CNRS 961 rue de la Houille Blanche BP 46 Saint Martin d'Hères CEDEX