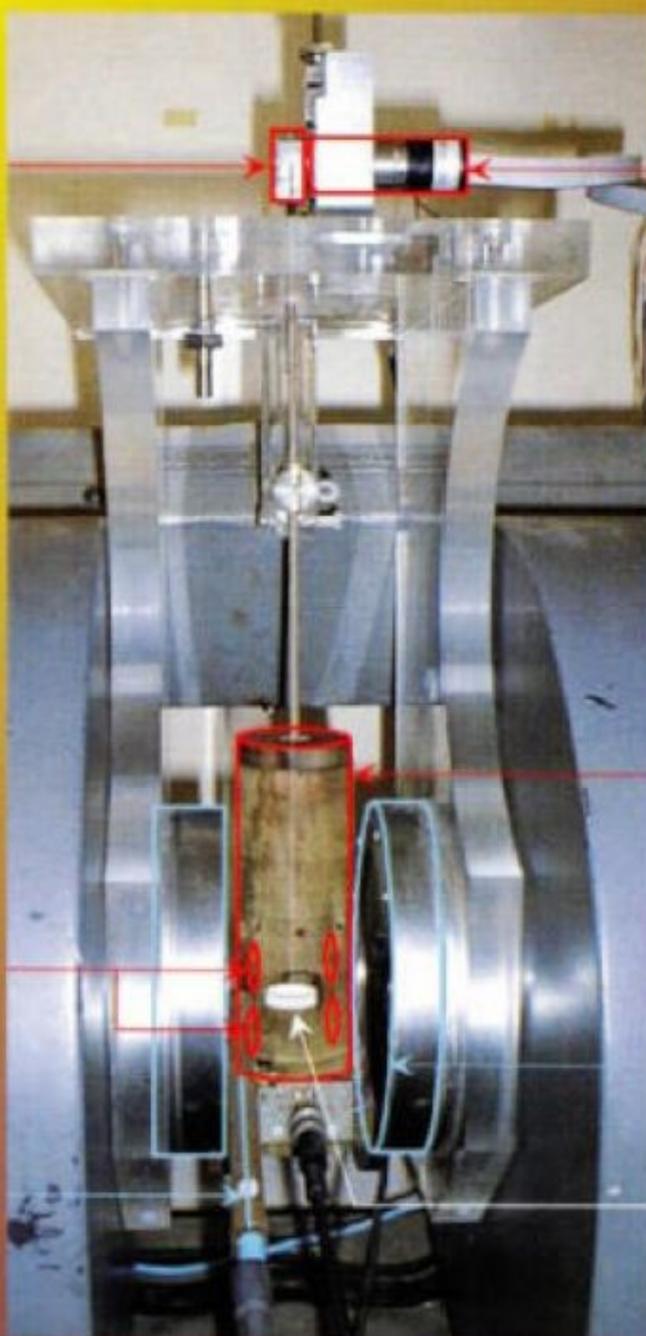




Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



Métrieologie :
Mesure
et
estimation

Vibrating Sample Magnetometer (article Mesures Magnétiques)

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



*Société de l'Electricité, de l'Electronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication*

N° 27 - Décembre 2001

JOURNEES

3 EI' 2003

Éclairage - Induction

Programme prévisionnel

Induction (1er Jour)

Historique de cette technique

Jacques Nuns : Alimentation pour fours industriels (structures, perturbations électriques et CEM)

Noël Burais : Les plaques à induction (étude de l'inducteur)

François Forest: Présentation d'une application domestique et des contraintes industrielles

François Forest: Exposé sur la partie convertisseur

Un industriel (SFEI) : traitement de surface

Présentation de maquettes pédagogiques

Alain Guignabel - Schneider - Présentation de la maquette Harmocem

Eclairage (2ème Jour)

Jean Bastie - CNAM - Aspect mesure en éclairage

Phénomène de décharge dans les gaz

Technologie des lampes

Ballasts électroniques : technologie et fonctionnement

Olivier Normand - EDF R&D - Eclairage efficient - MDE

Eclairage et automobile (contraintes industrielles et technologies)

Présentation de TP sur le thème de l'éclairage

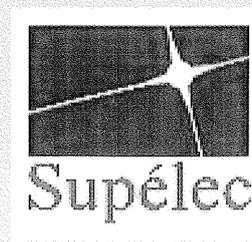
Présentation de maquettes pédagogiques

Mars - Avril 2003
(deux jours à définir)

IUFM Créteil - site de Saint Denis



Le festival
3E.I





SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITÉ, de l'ELECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

11/17, rue Hamelin, PARIS 75 783 CEDEX 16
Tel : 01 56 90 37 00 fax : 01 56 90 37 19

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00026, APE 731 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

La REVUE 3EI publication trimestrielle du **Cercle Thématique 13-01 de la SEE :**
Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle.

<p>Edition SEE, 11/17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16</p> <p>Directeur de la publication François AILLERET Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef François BOUCHER</p> <p>Comité de publication Jean BONAL Jean-Claude BOUDENOT Jean-Pierre CARON Gérard DELAVIER Jean FAUCHER Gilles FELD François FOREST Brigitte GRELAUD Jean-Philippe ILARY Michel LAVABRE Marie-Michèle LE BIHAN Pascal LOOS Michel MEUNIER Bernard MULTON Philippe NEVEU Oviglio SALA Michel THION</p> <p>Site WEB (lesite3EI.com) Responsable : Philippe LE BRUN</p> <p>Fabrice BAUDOIN Jean-Philippe ILARY Jean-Pierre TAREL</p> <p>Abonnement annuel (4 numéros) Année scolaire 2001/2002, tarifs TTC :</p> <p>Individuel : France et CEE.....30 € Pays hors CEE.....40 €</p> <p>Collectivités France et CEE.....39 € Pays hors CEE.....49 €</p> <p>Réalisation et impression (1000 ex) Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin</p> <p>Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand</p> <p>Dépôt Légal : décembre 2001 Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n°27 Thème : mesure et estimation</p> <p>p. 1 Sommaire. p. 2 Editorial p. 3 Publications</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Thème</p> <p>p.5 Métrologie : inspirer confiance en des résultats de mesure incertains. Marc E. HIMBERT, BNM-INM, CNAM Chaire de Métrologie, 75 003 PARIS.</p> <p>p.11 Problématique des mesures indirectes : application à l'évaluation quantitative de défauts à partir de mesures par courants de Foucault. Marie-Eve DAVOUST, Gilles FLEURY, SUPELEC, Service des mesures, 91 192 GIF SUR YVETTE.</p> <p>p.15 Mesures magnétiques dans le domaine du génie électrique. Francisco ALVES, Clément RAMIARINJAONA, LESIR, ENS-CACHAN, Richard LEBOURGEOIS, THALES R & T, 91 404 ORSAY.</p> <p>p. 25 Evaluations expérimentales des performances d'un refroidisseur à micro-canaux pour modules d'électronique de puissance. Corinne PERRET, CNRS, LTM GRENOBLE, Sylvie PERRET MERIENNE, IUT de CHALON SUR SAONE, Robert PERRET, LEG-ENSIEG, 38 000 GRENOBLE.</p> <p>p.35 Caractérisation du vieillissement thermoélectrique des substrats DCB par la mesure du courant de fuite. Thierry MARSALA, Stéphane CATELLANI, Guillaume LEFEVRE, LEG-ENSIEG, 38 000 GRENOBLE.</p> <p>p.46 Modélisation électrique du circuit de voie, élément du système de transmission voie-machine du TGV. Françoise FESSANT, Patrice AKNIN, INRETS-LTN, 94 114 ARCUEIL, François VILETTE, SNCF-IPM MR3, 75 008 PARIS, Marc ANTONI, SNCF-ASTI Paris Est, 75 475 PARIS.</p> <hr/> <p style="text-align: center;">Etude, Recherche et Développement</p> <p>p.53 Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones. Gaëtan DIDIER, Hubert RAZIK, GREEN-UHP, 54 506 VANDOEUVRE LES NANCY.</p> <p>p. 63 Commande des moteurs alternatifs monophasés par biphasé. Félix BERNIER, Université de Provence, Jean-Paul BERNIER, Lycée Jean PERRIN, 13 000 MARSEILLE.</p> <hr/> <p style="text-align: center;">L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire.</p> <p>p.74 L'utilisation des diodes sur les matériels de traction Christian LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF.</p>
--	--

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'œuvre dans laquelle elles sont incorporées.

Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Une nouvelle année commence

La Revue 3EI débute sa huitième année de publication, par ce numéro 27 avec un thème consacré à la mesure, thème qui sera repris dans un numéro ultérieur pour des mesures directement liées à des systèmes électrotechniques.

C'est toujours avec quelque appréhension que nous débutons une nouvelle année de publication ; appréhension suscitée par l'incertitude associée au nombre de réabonnements que nous recevrons. Pour ce qui concerne l'année 2001 qui vient de s'achever, ce nombre est resté pratiquement stable avec toutefois une légère diminution des abonnements individuels au profit d'abonnements collectifs (CDI en particulier). Sans que cette tendance soit inquiétante pour l'instant, elle deviendrait dangereuse si elle s'accroissait et nous serions alors conduits à reconsidérer les tarifs et en particulier celui des abonnements collectifs, concernant par principe plusieurs lecteurs.

Une Equipe de rédaction renforcée

L'Equipe de rédaction de **La Revue 3EI** s'est agrandie. MM. Bernard MULTON (ENS-Cachan, Antenne de Bretagne), Michel MEUNIER (Chef de Service EEI de SUPELEC), François FOREST (Université de Montpellier II) participant déjà à notre revue par leur appartenance au comité de lecture, ont rejoint notre groupe accompagnés de MM. Jean-Claude BOUDENOT (THALES) et Jean BONAL (Professeur associé au CNAM).

Le groupe que forme notre équipe de rédaction est constitué de personnalités dont les activités sont diverses (enseignement, recherche, industrielles) mais toutes passionnées par l'enseignement ; cette diversité doit nous permettre d'enrichir le contenu de notre publication et nous osons l'espérer, pour la satisfaction des lecteurs.

Jean-Marie PETER a décidé de quitter notre équipe pour prendre une retraite bien méritée. Nous tenons tous à le remercier du travail qu'il a accompli dans le cadre de la revue mais aussi pour l'animation et l'organisation des journées 3EI depuis leur création.

Journées 3EI 2003

Les prochaines journées 3EI devraient avoir lieu en mars 2003. Le programme prévisionnel est présenté sur la page II de couverture. Les informations plus détaillées seront données dès que possible sur lesite3EI.com et bien sûr dans le numéro 28 de mars prochain.

Notre Equipe vient perdre un ami et soutien efficace

Nombreux sont nos lecteurs qui sont passés par l'ENS de Cachan dans le cadre de leurs études ou pour se présenter aux divers concours pour devenir enseignant. Ils ont alors rencontré et apprécié Pierre JOUBERT comme professeur ou pour l'aide qu'il accordait à chacun dans ces minutes angoissantes précédant les différentes épreuves du concours. Pour la revue, il a été un supporter de la première heure mais aussi un membre actif pour sa diffusion et la rédaction d'articles.

Pierre JOUBERT est décédé au cours de ce dernier trimestre.

Sa compétence, son dynamisme, sa gentillesse, sa disponibilité resteront en mémoire de ceux qui ont eu la chance de le côtoyer et de travailler avec lui.

L'Equipe de rédaction de la Revue 3EI

Tarifs des abonnements TTC pour l'année 2001-2002 (numéros 27, 28, 29 et 30)

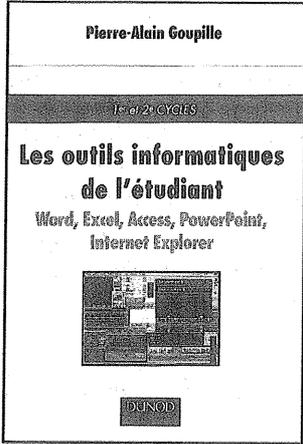
Abonnement individuel :

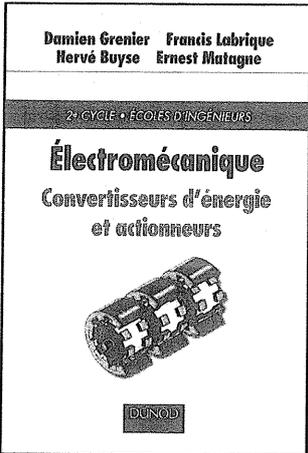
France et pays de la CEE : 30 € (soit 196.80 F)
Pays hors CEE : 40 € (soit 262.40 F)

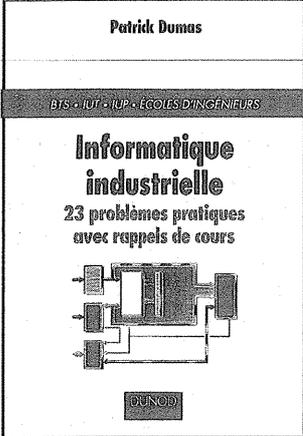
Abonnement collectif souscrit par bon de commande (Bibliothèque, CDI, Laboratoire, Entreprise etc.)

France et pays de la CEE : 39 € (soit 255.80 F)
Pays hors CEE : 49 € (soit 321.40 F)

Une seule adresse : La Revue 3EI-SEE, 17 rue Hamelin, 75 783 PARIS CEDEX 16

	<p>LES OUTILS INFORMATIQUES DE L'ETUDIANT Word, Excel, Access, PowerPoint, Internet Explorer Pierre-Alain GOUPILLE</p>
	<p>170x240, 326 pages, 25.15 €</p>
	<p><i>L'emploi des outils bureautiques et d'Internet est devenu indispensable à tout étudiant, quelle que soit la filière choisie. Cet ouvrage a pour objectif de familiariser les utilisateurs avec les principaux outils bureautiques, ainsi qu'avec le courrier électronique et Internet, afin qu'ils puissent, avec aisance, rédiger un mémoire, utiliser des tableaux de calculs et en tirer des graphiques démonstratifs, correspondre avec des étudiants et des enseignants du monde entier, consulter Internet pour y chercher des informations et des données, et enfin présenter leurs travaux.</i></p>
	<p><i>Les logiciels développés sont ceux proposés dans la suite Office 2000, avec Word, Excel, Access, PowerPoint et Internet Explorer. L'approche étant conceptuelle, les étudiants qui possèdent des versions antérieures de ces outils ne seront absolument pas handicapés, car les fonctions présentées sont des fonctions standards et le transfert d'une barre de menu à une autre se fait aisément, une fois que l'on a compris la « philosophie » de chaque logiciel.</i></p>
	<p><i>Ce livre s'adresse aux étudiants de 1^{er} et 2^e cycles : DEUG, IUT, BTS, classes préparatoires, licence, maîtrise, école d'ingénieur...</i></p>

	<p>ELECTROMECHANIQUE : Convertisseurs d'énergie et actionneurs Damien GRENIER, Francis LABRIQUE Hervé BUISE, Ernest MATAGNE.</p>
	<p>Collection Sciences Sup 170x240, 310 pages, 32.78 €</p>
	<p><i>Cet ouvrage introduit les concepts théoriques fondamentaux de la conversion électromécanique. Il s'adresse aux étudiants des écoles d'ingénieurs en électrotechnique, mécatronique, mécanique et automatique appliquées, et du second cycle universitaire (maîtrise EEA, IUP en génie électronique et physique appliquée).</i></p>
	<p><i>Face à l'émergence de nouveaux domaines d'application et de nouvelles classes de machines, les ingénieurs sont amenés de plus en plus souvent à considérer les convertisseurs électromécaniques comme des éléments de systèmes plus larges. Dans ces conditions, une présentation classique de l'électrotechnique ne répondait plus de manière adéquate à leurs besoins de formation. Aussi, ce livre se concentre sur les mécanismes fondamentaux qui régissent le fonctionnement des convertisseurs électromécaniques et sur les caractéristiques essentielles de leurs conditions d'utilisation en moteurs ou en générateurs, en actionneurs ou en capteurs.</i></p>
	<p><i>Un site Web interactif complète chacun des chapitres en développant des aspects plus technologiques et en proposant des QCM, des exercices corrigés, des diagrammes, des figures animées et des laboratoires virtuels qui permettent de tester et valider les concepts théoriques par des simulations sur des machines de différents niveaux de puissance.</i></p>

	<p>INFORMATIQUE INDUSTRIELLE <i>23 problèmes pratiques avec rappels de cours</i> Patrick DUMAS</p> <p>170x240, 230 pages, 18.29 €</p> <p><i>Aujourd'hui, la plupart des systèmes industriels font appel, à tous les niveaux, à l'électronique analogique et numérique et à l'informatique. Cet ouvrage est conçu pour développer les capacités de raisonnement et de déduction des étudiants de l'enseignement technique supérieur (BTS, IUT, écoles d'ingénieurs) ; il s'adresse également aux auditeurs de la formation continue.</i></p> <p><i>L'ouvrage se présente en trois parties. La première est consacrée à des rappels de cours en électronique et en informatique industrielle. La deuxième, la plus conséquente, est un ensemble de 23 problèmes corrigés qui permet à l'étudiant d'aborder un large domaine de l'informatique industrielle. La troisième partie est une série d'annexes avec des rappels mathématiques, des documentations dont un périphérique virtuel regroupant les grandes fonctions de l'informatique industrielle.</i></p>
---	---

METROLOGIE : INSPIRER CONFIANCE EN DES RESULTATS DE MESURE INCERTAINS.

Marc E. HIMBERT

BNM-INM, www.cnam/instituts/inm

Conservatoire National des Arts et Métiers, chaire de métrologie

292 rue Saint-Martin, 75003 Paris, France himberty@cnam.fr

Résumé : Mesurer, c'est comparer une grandeur inconnue à une grandeur prise comme référence à l'aide d'une chaîne instrumentale, et exprimer le résultat de cette comparaison à l'aide d'une valeur numérique, associée à une unité et assortie d'une incertitude. Seules l'établissement non ambigu de la traçabilité du résultat et l'évaluation convenable de son incertitude, effectuée par exemple par une analyse des causes d'erreur dans le cadre d'une approche statistique de la mesure, permettent d'utiliser avec une confiance maîtrisée le résultat pour caractériser un produit, un instrument, vérifier l'application d'une spécification, avec une certitude maîtrisée. Les méthodes et conventions qui régissent la définition, l'évaluation et l'expression des résultats de mesure unités et incertitudes, sont partie intégrante du langage commun, à vocation universelle, de la métrologie.

Mots clés : incertitude de mesure, traçabilité, références, intervalle de confiance, mesure, métrologie.

1. Introduction

Les capteurs et instruments de mesure, utilisés seuls ou insérés dans l'ensemble plus vaste d'une chaîne de mesure instrumentale plus complexe, contribuent à traduire la caractérisation d'une propriété d'un système, par exemple une grandeur physique, en une donnée numérique, parfois très simplifiée. Que l'objectif de l'opération soit de portée scientifique ou industrielle, qu'il s'agisse d'outils à usage générique ou de systèmes développés pour une application très spécifique, la caractérisation préalable de la chaîne de mesure conditionne la confiance qui peut être accordée au résultat en vue de tirer des conclusions ou de prendre des décisions.

Dans le domaine électrique, cette caractérisation revêt une importance toute particulière puisque la plupart des capteurs, par commodité, transforment en signal électrique facile à conserver, transporter, numériser la grandeur physique qu'ils servent à mesurer.

Les méthodes et conventions qui régissent la définition, l'évaluation et l'expression des résultats de mesure et les propriétés des instruments sont une partie intégrante du langage à vocation universelle de la métrologie, *science* ou *art* de la mesure [GIA 93]. C'est en particulier grâce à une estimation convenable de l'incertitude attachée à un résultat que ce dernier pourra, paradoxalement, inspirer une confiance maîtrisée, et être reconnu sans équivoque par plusieurs partenaires. Comment, en effet, comparer entre eux des résultats de façon fiable, comment confronter une donnée à une tolérance, en l'absence de caractérisation de l'incertitude ?

Rappeler brièvement les conditions dans lesquelles, dans des contextes d'utilisation très variés, peut être garantie la traçabilité des résultats et peut être effectuée une estimation convenable de l'incertitude attachée à la mise en oeuvre d'un

processus de mesure ou d'essai, en particulier dans le domaine des grandeurs électriques, fait l'objet du présent article.

2. Des domaines d'application très variés

2.1. L'opération de mesure

Mesurer, c'est compter; c'est exprimer sous forme d'une valeur numérique la grandeur physique caractérisant l'état d'un système. Plus précisément mesurer, c'est comparer une grandeur physique inconnue avec une grandeur de même nature prise comme référence, à l'aide d'un instrument. C'est exprimer le résultat de cette comparaison à l'aide d'une valeur numérique, associée à une unité qui rappelle la nature de la référence, et assortie d'une incertitude qui dépend à la fois des caractéristiques de l'expérience effectuée, des outils employés, et de la connaissance que l'on a de la référence et de ses conditions d'utilisation [HIM 93].

Comparer, c'est mettre en oeuvre un principe de mesure physique, développer les capteurs adaptés à la grandeur concernée, concevoir, construire, caractériser l'instrument optimal compte tenu des contraintes de méthode, de performance, de coût ou de délai existantes, traiter enfin le signal délivré par la chaîne de mesure pour en extraire toute l'information disponible, en s'affranchissant autant que nécessaire des fluctuations indésirables qui constituent ce qu'on appelle le bruit. En pratique, on distingue traditionnellement la *mesure d'une grandeur*, caractéristique objective d'un système dans une représentation modélisée du monde physique dont on se propose d'approcher la *valeur vraie*, de l'obtention d'un *résultat d'essai*, qui n'a de signification qu'au travers de la connaissance de l'intégralité du protocole qui permet de parvenir au résultat (outils, conditions, mode opératoire, etc.).

Poursuivre jusqu'à son terme la démarche de caractérisation des outils et instruments, et l'appréciation critique de la qualité d'un résultat de

mesure, quel que soit le niveau d'exigence a priori souhaité, est indispensable pour garantir l'exactitude d'un résultat [HIM 97]. C'est seulement le degré d'approfondissement de l'étude entreprise qui doit à coup sûr dépendre du besoin exprimé.

2.2. Quelques domaines d'application :

La société s'appuie pour de très nombreuses décisions sur des résultats de mesure ou d'essais [QUI 96]. Or comment assurer que les volumes des marchandises qui font l'objet de transactions commerciales sont mesurés de façon correcte, à des échelles variant du supertanker au compteur domestique ? Pour les objets de haute technologie, comment satisfaire les tolérances contraignantes dont dépendent le bon fonctionnement et la fiabilité d'objets que les lecteurs de disques numériques, les micro actionneurs de coussins de sécurité ? Comment garantir la pertinence des modèles élaborés par les chercheurs ? Comment développer, sans échelle de temps coordonnée à la microseconde près, des systèmes de transmission à haut débit, des systèmes de navigation satellitaire ? Comment croire à la pertinence des diagnostics médicaux, ou des protocoles thérapeutiques, établis à partir d'analyses biochimiques ou d'analyses d'image ? Comment contrôler le respect par l'utilisateur de prescriptions réglementaires, pour l'environnement, le contrôle des matériaux, la vitesse sur route ? Comment, tout simplement, hiérarchiser des performances sportives établies en des lieux, avec des outils, et en des moments différents ? Il faut dans chacun de ces cas asseoir les résultats sur des références reconnues sans ambiguïté par plusieurs partenaires, et apprécier la dispersion des valeurs pouvant être raisonnablement attribuées à la grandeur mesurée : garantir la traçabilité, et estimer l'incertitude.

3. Garantir la traçabilité des résultats

3.1. Le raccordement des références et l'accréditation

Asseoir les résultats de mesure sur des bases reconnues sans équivoque par plusieurs partenaires nécessite l'existence de références dont les caractéristiques sont établies : référence de travail d'un établissement, périodiquement étalonnée par comparaison (à nouveau !) à une référence d'incertitude plus faible, située à un niveau plus élevé dans *hiérarchie d'une chaîne d'étalonnage*, dont le stade ultime est la matérialisation dite « primaire » des unités permettant d'accéder à la grandeur : unités de tension, de résistance électrique, ... Seules des comparaisons effectuées entre des montages indépendants permettent de préciser l'*exactitude* de ces réalisations. Le *Bureau National de Métrologie (BNM)* est en France le garant de la traçabilité des mesures. Les comparaisons internationales permettent d'apprécier le degré d'équivalence de ses références avec celles des pays étrangers.

C'est par ailleurs le Comité Français d'Accréditation (COFRAC), structure qui associe pouvoirs publics, établissements accrédités, clients et experts, qui accrédite les organismes (entreprises,

laboratoires, ou autres) en validant la capacité de ceux-ci à effectuer un type de mesure, d'étalonnage, d'essai ou de mise en oeuvre d'un programme expérimental, le cas échéant avec une incertitude maîtrisée. Le COFRAC comprend en particulier un Comité technique d'accréditation dévolu aux mesures électriques, de temps, de fréquences et d'optique. Pour lever les obstacles aux échanges, la reconnaissance mutuelle des opérations effectuées par les établissements accrédités des divers pays est officiellement assurée par un arrangement international en vigueur depuis 1999.

3.2. Le Système international d'unités [BIP 98]

C'est dans le cadre du Système International d'Unités (SI) que sont élaborées les références correspondant à l'ensemble des mesures. Issu d'un traité international signé en 1875, lui-même inspiré par l'époque révolutionnaire française [HIM 93], ce système d'unités cohérent et rationalisé a d'abord été limité aux grandeurs mécaniques. Il couvre aujourd'hui l'ensemble du champ disciplinaire des mesures physiques et chimiques (mécanique, électrodynamique, thermodynamique, physico-chimie, chimie, photométrie). Il repose sur sept grandeurs de base, pour lesquelles les définitions des unités correspondantes ont été précisées : le mètre, la seconde, le kilogramme, l'ampère, le kelvin, la mole, la candela.

- la définition des unités de base

Les grandeurs de base et la définition de leurs unités résultent de choix totalement conventionnels ; ceux-ci ont pour objectif d'assurer avec pragmatisme la pérennité, l'uniformité, l'accessibilité et la plus grande exactitude possible des références. Par exemple, après le souci d'universalité manifesté pour le mètre à l'époque de la révolution française (qui relia l'unité à une fraction définie du méridien terrestre), cette unité a été matérialisée par un prototype en platine iridié pendant près de 80 ans ; on fit ensuite appel à la longueur d'onde d'une transition atomique du 86Kr , pour établir en 1983 l'unité de longueur à partir d'une loi physique, fixant la valeur numérique en SI de la constante fondamentale c , vitesse de propagation de la lumière dans le vide. Les autres définitions traduisent cette diversité d'approche : la seconde est réalisée à l'aide d'une horloge atomique à Cs avec une exactitude relative de 10^{-14} ; le kilogramme reste depuis 1889 défini par le biais d'un prototype, dont les copies peuvent être étalonnées au μg près ; le kelvin fait référence à la matérialisation, à 10^{-4} K près, du point triple de l'eau pure ; la mole relie, par la masse de l'atome de ^{12}C et la constante d'Avogadro, les grandeurs à l'échelle atomique d'usage en chimie aux grandeurs macroscopiques ; la candela assure le raccordement entre les grandeurs radio métriques et le domaine photométrique adapté à "l'oeil humain moyen" ; pour les grandeurs électriques, la définition de l'ampère exprime la loi de Laplace et permet d'établir au dixième de millionième près les principaux étalons du domaine, encore aujourd'hui par l'intermédiaire de

condensateurs calculables (le farad), d'électromètres (le volt), de ponts (ohm).

- *le lien aux constantes physique fondamentales* [MET 95].

Les travaux entrepris pour obtenir une exactitude plus grande, des références plus pérennes ou plus accessibles, portent principalement sur l'utilisation et la mise en oeuvre de phénomènes de physique fondamentale et le développement d'outils de transfert le plus proche possible des utilisateurs [HIM 95]. Dans le domaine électrique on met à profit l'effet Josephson pour la conservation du volt, l'effet Hall quantique pour la conservation de l'ohm; on étudie les effets mono électroniques dont la matérialisation pratique permettrait de boucler le triangle de la métrologie quantique et d'accéder aux constantes h (constante de Planck) et e (charge de l'électron). Des projets tendent à utiliser, entre radiométrie et pyrométrie ou en spectroscopie, la constante de Boltzmann. Pour la seconde on utilise les systèmes à atomes froids... Les mesures de rayonnement reposent désormais sur la radiométrie cryogénique à substitution électrique. Enfin d'importants efforts sont engagés pour reléguer le prototype du kilogramme au rang de référence secondaire [PIN 97]; parmi les différents projets engagés, il convient d'accorder à la « balance du watt » une place toute particulière puisqu'elle conduirait sans doute à une évolution simultanée des références électriques: cette expérience revient à comparer, dans une balance de type Cotton utilisée en statique (on « pèse » la force de Laplace exercée par un champ sur un circuit) puis en dynamique (on mesure la f.é.m. induite par un déplacement contrôlé du même circuit dans le même champ), une puissance électrique obtenue à partir d'étalons quantiques et une puissance mécanique; elle revient à mesurer h , ou à valider la stabilité du prototype du kilogramme...

4. L'approche statistique de la mesure

La dispersion des résultats obtenus lorsqu'on répète à l'identique un mode opératoire de mesure justifie l'adoption d'une démarche d'interprétation statistique de la mesure. Chacun d'ailleurs en convient implicitement, lorsqu'il effectue la moyenne de résultats successifs pour mieux approcher la valeur vraie du résultat, ou lorsqu'il privilégie, pour juger la correspondance entre des résultats et un modèle, une analyse au sens des « moindres carrés ».

4.1. Incertitude de mesure

Pour estimer l'incertitude de mesure, paramètre associé au résultat qui caractérise la dispersion des valeurs numériques qui peuvent être, raisonnablement, attribuées au mesurande [VIM 93], deux pistes complémentaires peuvent être suivies: une approche a priori (NF XD 07-020), qui conduit à exploiter les informations, notamment documentaires, disponibles, et une approche résolument expérimentale (NF ISO 5725), conduisant à comparer, lorsque c'est possible, des séries de résultats obtenus dans des conditions différentes. Il

convient néanmoins de faire au préalable l'inventaire des causes d'erreur susceptibles de biaiser le résultat, d'effectuer les corrections nécessaires au résultat brut de mesure, d'évaluer (a priori ou par des mesures complémentaires) la contribution à l'incertitude associée de chaque cause d'erreur identifiée, après correction, et de reporter celle-ci dans un véritable budget d'incertitude, de composer ces différents termes entre eux et avec la dispersion statistique liée à la répétabilité du procédé de mesure, avant d'exprimer le résultat, par exemple en termes d'intervalle de confiance, en vue de son utilisation.

Nous allons, dans la suite, illustrer de façon bien sûr non exhaustive la méthodologie d'estimation proposée sur l'exemple très simple de la mesure de la résistance électrique, en continu et dans les conditions nominales de température (23°C), d'un composant résistif donné d'environ 0,7 Ω en reliant directement celui-ci par deux fils à un ohmmètre étalonné.

4.2. Inventaire des causes d'erreur et corrections

Une erreur de mesure, c'est l'écart entre la valeur obtenue et la valeur vraie (évidemment inconnue) de la grandeur mesurée. De nombreuses causes d'erreur peuvent affecter un mesurage, suite d'actes élémentaires permettant d'obtenir un résultat brut :

- la grandeur mesurée elle-même est mal définie, varie dans le temps, ou l'espace; elle résulte d'un échantillonnage, etc.; *dans notre cas, il faut clairement identifier les « limites matérielles » du composant (bornes), les contacts...*
- les capteurs et instruments utilisés présentent des défauts: temps de réponse non nul, bande passante limitée, non linéarité, hystérésis, ...; *nous devons être attentifs également à la conservation de l'étalonnage de notre ohmmètre, à la résolution de son affichage...*
- le mode opératoire utilisé introduit des erreurs; *manifestation, des fils de connexion viennent fausser notre résultat... et l'ohmmètre, dont on peut penser qu'il effectue une mesure de tension en délivrant un courant continu adapté, ne manque pas de provoquer un échauffement du composant...*
- les conditions d'environnement influent sur le résultat, ou sur la validité du raccordement des instruments; *le composant est-il le même en l'absence d'échauffement, à 23°C? Y a-t-il des perturbations radioélectriques?...*

Les actions correctives à effectuer pour compenser au mieux ces erreurs peuvent être de deux types :

- modification du processus de mesure, par l'ajout de contraintes au mode opératoire, ou plus généralement par une complexification de la procédure à suivre; *on peut dans notre exemple imaginer qu'on effectue un zéro préalable de court-circuit entre les fils de connexion, hors présence du composant (ce que nous supposons), ou bien qu'on impose une mesure en quatre bornes; on peut réguler la température de l'atelier à 23°C (ce qu'on suppose également)...*

• modification (ajout d'une correction, multiplication par un facteur correctif) a posteriori du résultat numérique de la mesure : *on peut d'une part estimer l'auto échauffement, d'autre part mesurer la température ambiante, et déduire du résultat la valeur de la résistance à 23°C si l'on sait modéliser la dépendance R(T)...*

Mais ces corrections sont souvent elles-mêmes issues de mesures ou d'informations... incertaines ! Pour certaines causes d'erreur, c'est une approche globale qui peut être retenue, en intégrant la variation des résultats qu'elles occasionnent dans le cadre de l'étude de répétabilité décrite ci-après : *si, dans notre montage, on craint que les contacts ne contribuent pas toujours de la même façon au biais, il est nécessaire, dans l'étude de répétabilité, d'ouvrir et fermer ces contacts...*

La répétition (à l'identique, autant que faire se peut, dans ce qu'on appelle des conditions de répétabilité) d'un procédé de mesure direct conduit à associer à la grandeur mesurée un ensemble de n valeurs numériques $(x_i)_{i=1,n}$, résultats bruts de ces mesurages, de moyenne arithmétique \bar{x}^{moy} . Ces résultats bruts mettent en évidence, s'il en était besoin, l'existence d'une dispersion des valeurs numériques. Il convient d'apporter, pour chaque cause d'erreur j et chaque biais identifiés, une correction Cj aux résultats bruts. Chaque correction peut être déterminée expérimentalement ou analytiquement au moyen d'un modèle plus ou moins complexe et plus ou moins étayé sur des considérations empiriques (représentation) ou physiques (connaissance). Un modèle affine est fréquemment utilisé pour représenter le comportement des capteurs ou instruments, en introduisant une correction additive constante (un décalage de zéro...) et un facteur correctif multiplicatif (la sensibilité...). On obtient la correction totale, les valeurs corrigées

$$\left(x_{ci} = x_i + \sum_j C_j \right) \text{ et leur moyenne « corrigée » } \bar{x}_C.$$

4.3. Estimation des composantes de l'incertitude et de la répétabilité

C'est l'approche statistique de la mesure qui permet d'évaluer l'incertitude type, dont la dénomination traduit que la « dispersion des valeurs pouvant être raisonnablement attribuée au mesurande » est exprimée par l'écart-type de la distribution associée [GUM 93, RAN 96]. Il faut estimer la contribution à cette dispersion de chacune des causes de variabilité du résultat, une fois les corrections effectuées. Deux types de méthodes permettent l'évaluation des composantes de l'incertitude.

Des méthodes d'évaluation (dites de type A) basées sur un procédé statistique prenant en compte la dispersion observée lors de la répétition du procédé de mesure (analyse de variance, étude de répétabilité, de reproductibilité lorsqu'on applique une variation contrôlée du mode opératoire). Une telle évaluation ne peut être que globale. Ainsi, on peut estimer la contribution due à

la répétabilité des $(x_i)_{i=1,n}$ par l'écart-type d'échantillon :

$$S = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}.$$

Des techniques d'ajustement par moindres carrés sont également fréquemment mises en oeuvre. *Dans notre exemple, les fluctuations de résistance des contacts sont intégrées dans S, que nous supposons égal à 0,009Ω déterminé à partir d'un échantillon de plusieurs résultats.*

A contrario des méthodes d'évaluation (dites de type B) basée sur un procédé autre que statistique, une telle évaluation s'appuie généralement sur un jugement porté à la suite d'une analyse physique de la manipulation, utilisant toutes les informations disponibles. Il faut en particulier cerner la part d'incertitude qui est due à chacune des corrections associées aux causes d'erreur identifiées, même lorsqu'elles n'apportent pas a priori de dispersion directement discernable aux résultats bruts (ne serait-ce que parce qu'elle concerne une cause d'erreur liée à des opérations antérieures, étalonnage, etc.). *Dans notre exemple, la documentation constructeur va nous renseigner sur la contribution de l'imprécision d'étalonnage de l'ohmmètre ; un enregistrement typique sur une journée des conditions de température dans la pièce où est faite la mesure nous permettra d'apprécier l'impact des défauts de régulation...*

Pour pouvoir comparer (et composer) avec les méthodes de type A, on évalue la composante d'incertitude attachée à chaque cause identifiée, (qui est l'incertitude sur la correction effectuée, lorsque c'est le cas) par une valeur U_j qu'on traite comme un écart-type. Cette valeur est déterminée à partir d'éléments variés : bibliographie sur les matériaux et capteurs, notices des fournisseurs et constructeurs, certificats d'étalonnage, rapport de comparaisons, ... mais aussi à partir des connaissances et du savoir faire de l'analyste et de l'opérateur. Cette manière de procéder revient, dans certains cas, à postuler l'existence sous-jacente d'une loi de distribution statistique pour la correction considérée. *Ainsi, en supposant que la documentation constructeur de notre (mauvais) ohmmètre ressemble à ce qui suit, après vérification de la fiche de vie de l'instrument (qui indique par exemple que la dernière vérification remonte à deux mois), on peut considérer que l'exactitude donnée par le constructeur (tenant compte manifestement des erreurs associées à l'étalonnage (la justesse), du défaut éventuel de linéarité et de la résolution de l'afficheur) conduit à une erreur maximale tolérée (EMT), si l'on choisit le calibre 1Ω égale à (intersection de la colonne 1Ω et de la ligne 90 jours) 0,12%*0,7Ω+0,02%*1Ω soit EMT=±0,00104Ω; s'agissant d'une erreur maximale, nous faisons l'hypothèse que nous n'avons pas d'information privilégiée pour trouver l'erreur réellement réalisée, nous supposons que celle-ci suit une distribution rectangulaire, dont l'écart-type U_M vaut EMT/√3, soit*

l'écart-type U_M vaut EMT/√3, soit

$U_M = 0,0006 \Omega$; il faut par ailleurs prendre en compte, sur ce même calibre, la contribution de l'imprécision de l'opération de réglage du zéro de court-circuit (même relation, avec lecture = 0Ω)

soit $U_{M0} = 0,0001 \Omega$; enfin une rapide estimation conduit à négliger, si l'atelier est réglé à $23^\circ C$, l'impact du coefficient de température de l'ohmmètre.

OHMS Full-Range Display [Calibres]: 10000 Ω , 1.0000 Ω , 10.000 Ω , 100.00 Ω , 1000.0 Ω , 10000 Ω
Accuracy : \pm (% of reading + % of range) [Exactitude : \pm (% de la lecture + % du calibre)]

	.1 Ω range	1 Ω . 100 Ω range	1000 Ω range	10000 Ω range
24 hours (23 $^\circ C \pm 1^\circ C$)	0.06+0.01	0.05+0.01	0.07+0.01	0.25+0.01
30 days (23 $^\circ C \pm 5^\circ C$)	0.1+0.05	0.1+0.02	0.1+0.02	0.3+0.02
90 days (23 $^\circ C \pm 5^\circ C$)	0.12+0.05	0.12+0.02	0.15+0.02	0.35+0.02
6 months (23 $^\circ C \pm 5^\circ C$)	0.15+0.05	0.15+0.02	0.2+0.002	0.4+0.02
1 year (23 $^\circ C \pm 5^\circ C$)	0.18+0.05	0.18+0.02	0.25+0.02	0.5+0.02

Notice de l'ohmmètre

Temperature coefficient (0 $^\circ C$ to 50 $^\circ C$) : \pm (0.001 % of reading + 0.0007 % of range) / $^\circ C$
[coefficient de température (0 $^\circ C$ to 50 $^\circ C$) : \pm (0.001 % de la lecture+ 0.0007 % du calibre) / $^\circ C$]

Si par ailleurs on peut négliger l'auto échauffement du composant, si la régulation de température ambiante conduit à une oscillation régulière de celle-ci entre $24^\circ C$ et $22^\circ C$, et que la loi $R(T)$ conduit à des variations autour de $0,7 \Omega$ à peu près linéaires avec un coefficient connu $\kappa = 0,007 \Omega / ^\circ C$, on peut estimer que la méconnaissance de la température au moment exact de la mesure conduit à une dispersion de celle-ci selon une loi d'amplitude $1^\circ C$ modélisée (cas d'une régulation sinusoidale) par une fonction sinus-inverse, donc un écart-type $U_T = 1^\circ C / \sqrt{2}$ soit $U_T = 0,71^\circ C$; pour convertir en dispersion sur la résistance mesurée, on applique la loi simple de composition des variances en statistiques, qui se réduit simplement

à: $U_{RT} = \left| \frac{\partial R}{\partial T} \right| U_T = \kappa U_T$, ce qui conduit à $U_{RT} = 0,0050 \Omega$

4.4. Budget d'incertitude et composition

Pour obtenir l'incertitude U_C (écart-type) tenant compte de l'impact des causes d'erreur spécifiquement identifiées, on applique la loi de

composition des variances qui s'écrit, dans l'hypothèse où les causes d'erreur sont non

corrélées, $U_C = \sqrt{\sum_j U_j^2}$. On peut

évidemment, tenir compte de corrélations et adapter le formalisme au cas très général des mesures indirectes.

L'incertitude composée tient compte des incertitudes évaluées par les méthodes de type A et de type B. Elle est obtenue en composant les variances associées à \bar{x} et C (pour la moyenne de n mesurages), c'est à dire, pour des mesurages bruts indépendants :

$$V(\bar{x}_C) = V(\bar{x}) + V(C) = \frac{S^2}{n} + U_C^2.$$

L'incertitude type du résultat est donnée par la racine carrée de cette variance. On peut, en routine, considérer que l'on ne fait que qu'un nombre réduit de mesurages (peut-être un seul) pour chaque composant, même si pour caractériser le processus de mesure et déterminer S il a évidemment fallu étudier la répétabilité.

Répétabilité	pour un mesurage $S = 0,009 \Omega$	
	pour la moyenne de cinq mesurages $S / \sqrt{5}$	0,0040 Ω
Causes identifiées analysées spécifiquement		
	Exactitude de l'ohmmètre (mesure de R)	0,0006 Ω
	Exactitude de l'ohmmètre (mesure de 0)	0,0001 Ω
	Ecart à la température nominale	0,0050 Ω
Incertitude-type composée		0,0064 Ω

Budget d'incertitude

Cette composition quadratique (qui remplace, dans le cas de non corrélation, la composition additive des erreurs maximales souvent antérieurement pratiquée) ne doit pas surprendre; elle prend acte, simplement, de l'hypothèse statistique effectuée (naturellement effectuée lors d'un ajustement au sens des moindres carrés), et rejette l'hypothèse – fautive – que statistiquement le « pire », c'est-à-dire la superposition la plus

défavorable des erreurs, arrive toujours. Cette hypothèse est d'ailleurs incluse dans la présente approche dès lors qu'on introduit un terme de corrélation.

La répartition de la contribution des phénomènes affectant la mesure entre les méthodes de type A et B ci-dessus dépend donc de la connaissance du procédé de mesure et de l'étude

qui en a été faite, c'est-à-dire du détail du « budget d'incertitude ».

Voici, dans notre exemple et en supposant que l'on fait, pour chaque résistance, la moyenne de cinq mesurages consécutifs, l'allure de ce budget. Ainsi, en effectuant cinq mesurages par résistance, on aboutit pour la moyenne à une incertitude-type de $6,4m\Omega$. Celle-ci peut difficilement être améliorée sans un meilleur contrôle de la température. Inutile en revanche de changer d'ohmmètre... Le budget d'incertitude, en renseignant sur la contribution de chacune des causes d'erreur, permet d'identifier quelles contributions dominent, et partant quelles pistes d'amélioration peuvent être suivies.

4.5. Intervalle de confiance

Pour quantifier la probabilité que l'on a de trouver la valeur vraie de la grandeur mesurée dans un intervalle donné, pour prononcer la conformité à une spécification, il est utile de connaître (ou postuler) la loi de probabilité, c'est-à-dire davantage que l'incertitude type. En général, on fait l'hypothèse (à la fois inspirée par des considérations théoriques et la pratique expérimentale) que les différentes valeurs pouvant être obtenues pour la mesure d'une grandeur physique donnée suivent une distribution gaussienne ; on peut alors évaluer le risque encouru lorsqu'on donne pour la valeur de la grandeur un intervalle de confiance ou de "certitude maîtrisée" [HIM 97]. En limitant cet intervalle à plus ou moins un écart-type autour de la valeur estimée, le niveau de confiance est de 68% ; deux écarts-types, c'est 95% ; trois écarts-types, on approche les 100%. Cela signifie qu'affirmer que la valeur vraie d'un résultat se situe dans un intervalle à ± 1 , ± 2 , ± 3 écarts-types autour de la valeur estimée par la mesure (on parle d'un facteur d'élargissement de 1, 2, ou 3) conduit, en cas de contrôle, à un risque respectivement égal à 32%, 5%, 0,26% de trouver la valeur à l'extérieur, alors que rien n'a changé... C'est le risque pris par le « fournisseur du résultat de voir son travail – pourtant convenable – remis en cause...

Il est utile d'adopter cette composition quadratique, cohérente avec la donnée d'un intervalle de certitude maîtrisée, quelles que soient les prétentions des partenaires à disposer d'un intervalle d'erreur maximale ou une tolérance qui ne sont que des intervalles de certitude absolue illusoire, et scientifiquement sans fondement. Dans le cadre de l'accréditation, on donne un résultat avec un facteur d'élargissement égal à 2, et on parle d'incertitude élargie. On ajoute à celle-ci, le cas échéant, les biais systématiques non corrigées. Dans des cas particuliers, une connaissance accrue de la distribution des résultats permet de fixer des limites plus contraignantes pour l'acceptation d'un

produit, ou pour définir la capabilité d'un équipement. De nombreuses normes proposent un cadre de référence pour de telles conventions entre un « fournisseur » de résultat et son « client » [PER 00].

5 Conclusion

Mesurer, c'est donc comparer une grandeur inconnue à une référence dont la traçabilité doit être établie et évaluer l'incertitude associée, aussi élevée soit-elle. Le Système international d'unités d'une part, et la cadre méthodologique de l'approche statistique de la mesure d'autre part, permettant d'apprécier sereinement la pertinence d'un résultat, la fidélité, la justesse des instruments, ... Adopter ce langage somme toute naturel de la métrologie, qui repose sur des règles scientifiquement justifiées pour l'évaluation et l'expression des paramètres composant le résultat, est un des moyens les plus efficaces pour utiliser avec une confiance maîtrisée, dans les domaines scientifiques, techniques, ou de vie courante, les résultats de mesure.

Bibliographie et références

- [GIA 93] GIACOMO P., « Mesure et métrologie » *Bulletin du Bureau National de Métrologie* vol. 101, 1995, p. 1, Chiron, Paris
- [GUM 93] « Guide to the expression of uncertainty in measurement » 1993, ISO ed., Version française 1995, AFNOR ed., Paris
- [HIM 93] HIMBERT M., « Le mètre: l'aventure continue... » *Bulletin du Bureau National de Métrologie* vol. 93, 1993, p. 1, Chiron, Paris
- [VIM 93] « Vocabulaire international des termes fondamentaux et généraux de métrologie » 1993, ISO ed., Version française NF X 07 001, 1993, AFNOR ed., Paris
- [HIM 95] HIMBERT M., « Métrologie Scientifique: de nouvelles pistes pour la matérialisation des unités » Proc. VIIth Int. Metrology Cong., Nîmes, 1995, MFG-BNM, Paris
- [MET 95] « Special issue on physical units » *Metrologia*, vol. 31, 1995, p. 403-541, BIPM editeur, Sèvres
- [RAN 96] RANSON C., « Introduction à la lecture du Guide pour l'expression des incertitudes de mesure », *Bulletin du Bureau National de Métrologie* vol. 103, 1996, Chiron, Paris
- [QUI 96] QUINN T.J., HIMBERT M., « Mesurer : unités et incertitudes », *La Mesure*, Entretiens de la Villette vol. 7, p. 107, Editions CNDP, Paris, (1996).
- [HIM 97] HIMBERT M., « Métrologie : un langage universel pour les sciences et techniques », *Récents Progrès en Génie des Procédés*, vol. 12, p. 15, 1997.
- [PIN 97] HIMBERT M., PINOT P., « The unit of mass : new trends for the future » Proc. VIIIth Int. Metrology Cong., Besançon, 1997, MFG-BNM-OFMET, Paris
- [BIP 98] « Le système international d'unités », BIPM, 1998 & 2000, Gauthier-Villars, Paris. www.bipm.org
- [PER 00] PERRUCHET C., PRIEL M., *Estimation de l'incertitude de mesure 2000*, AFNOR ed., Paris

PROBLEMATIQUE DES MESURES INDIRECTES : application à l'évaluation quantitative de défauts à partir de mesures par courants de Foucault

Marie-Eve DAVOUST, Gilles FLEURY

Ecole Supérieure d'Electricité - Service des Mesures,
Plateau de Moulon, 3 rue Joliot Curie, 91 192 Gif-sur-Yvette, FRANCE.
e-mail : Prénom.Nom.@supelec.fr

Problématique des mesures indirectes

En général, lorsque l'on procède à une expérimentation, le principe physique utilisé induit une conversion du mesurande m en d'autres grandeurs accessibles à l'expérimentateur, y_i , que l'on appellera les observations.

Même dans le cas simple de la mesure d'une résistance R à l'aide d'un voltmètre et d'un ampèremètre, la valeur de R n'est pas le résultat direct d'une observation mais est obtenue en divisant la valeur de la tension U par celle du courant I . Les observations sont ici les tensions pour différentes valeurs de courant, la mesure m est la valeur de R .

Le problème général se pose alors de remonter au mesurande à partir des observations.

Nous allons décrire un procédé en deux étapes permettant de transcrire une grande majorité des systèmes de mesures, chaque étape étant représentée par une équation.

Il faut noter que cette approche en deux étapes n'est pas unique, on pourra chercher une relation directe entre les observations et la mesure par l'intermédiaire, par exemple, d'un réseau de neurones.

Équation d'observation

L'ensemble des observations y_i se modélise de la manière suivante :

$y_i = f(x_i, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n) + e_i$ pour i tel que $1 \leq i \leq N$, N étant le nombre d'observations, f est la fonction modèle du phénomène physique qui dépend d'une variable x_i et d'un certain nombre de paramètres θ , e_i représente la valeur du bruit, toujours existant, superposé pour l'observée y_i . Dans l'exemple de la résistance, cette expression s'écrit : $U_i = RI_i + e_i$, ce qui représente, une droite dont la pente est obtenue par moindres carrés.

La figure 1 illustre cette situation dans le cas plus général d'une relation quelconque pour f . Il est alors naturel de chercher une expression analytique qui représente au mieux les observations, un exemple est donné par l'expression : $f_c(x) = \frac{\theta_1 x}{\theta_2 x + 1}$,

avec, $\theta^T = [\theta_1, \theta_2]$, pour les données de la figure 1.

Équation de mesure

Le problème est ensuite de trouver la relation qui relie les paramètres θ aux mesures. La mesure peut être la pente de cette courbe, sa valeur asymptotique, sa surface jusqu'à une abscisse x particulière, etc. D'une manière générale, ce sera une fonctionnelle de f notée $g(f)$, ce qui en fin de compte nous amène à une relation sur les paramètres θ que l'on peut écrire ainsi : $m = g(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)$. Cette deuxième équation constitue l'équation de mesure.

Pour l'exemple de la figure 1, si la grandeur d'intérêt est la valeur asymptotique, l'équation de mesure est la suivante : $m = f(\infty) = \theta_1 / \theta_2$.

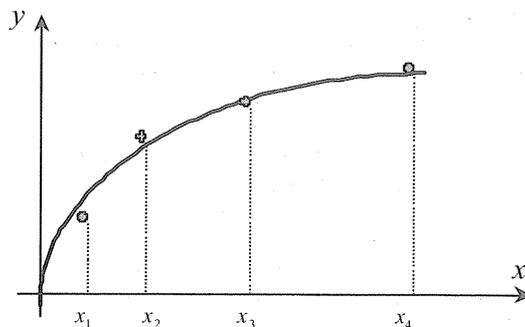


Figure 1 : exemple de données et de meilleure courbe.

Dans la pratique, plusieurs situations sont possibles : soit les équations de la physique sont solubles simplement et elles nous donnent alors un modèle de connaissance de notre système ; soit cette résolution est difficile, voire impossible, avec certaines conditions aux limites, une approximation de f peut alors être recherchée par une approche numérique de type éléments finis par exemple. Il se peut également qu'aucune relation ne puisse être obtenue, le système sera alors considéré comme une "boîte noire".

Évaluation non destructive de défauts par courants de Foucault

Parmi les diverses techniques utilisant les courants de Foucault, celle des courants de Foucault en champ lointain (CFCL) est bien adaptée pour contrôler l'état de tubes ferromagnétiques comportant des défauts internes ou externes ; elle utilise deux bobines, l'une émettrice, l'autre réceptrice située assez loin dans le champ primaire émis. La figure 2 donne un schéma du dispositif type le plus simple, sensible à des défauts existant dans la paroi du tube. Nous l'avons utilisée pour le dimensionnement de défauts internes, débouchants, de type rainures à section carrée modélisant par exemple un amincissement du tube dû à la présence de corrosion. L'ensemble est ainsi à géométrie axiale. La sonde est déplacée dans le tube, les grandeurs observées sont le module et la phase de la tension induite aux bornes de la bobine réceptrice en fonction de sa position.

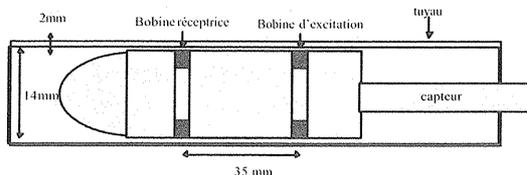


Figure 2 : schéma du dispositif expérimental.

Il existe plusieurs méthodes classiques utilisées pour caractériser les défauts par courants de Foucault, telles que les courbes de Lissajous, la visualisation du plan d'impédance, etc. ; ces méthodes ne permettent pas d'évaluation automatique rapide de la taille du défaut car elles n'utilisent pas de relation pouvant exister entre les observations (impédance de bobines, tension induite) et les dimensions du défaut. Une telle relation n'existe pas en règle générale sous une forme analytique. La méthode que nous présentons, qui consiste en particulier à établir une expression approximative de cette relation, permet de ce fait, une évaluation automatique rapide des dimensions des défauts.

Étude aux éléments finis

Il n'existe pas dans le cas étudié de modèle analytique pour f . Nous avons donc réalisé une étude aux éléments finis pour avoir une approximation numérique de f .

Cette technique numérique va chercher une approximation de la solution d'une équation aux dérivées partielles (EDP) aux nœuds d'un maillage effectué sur le domaine d'étude. Le domaine initial est découpé en éléments plus petits appelés mailles, dans lesquels une interpolation, souvent linéaire, de la solution est effectuée entre les nœuds. Résoudre une EDP se ramène le plus souvent à la résolution d'un système linéaire dont les inconnues sont la valeur de la grandeur cherchée aux nœuds du maillage.

Étant donnée la symétrie axiale de l'ensemble sonde-tube-défaut, nous avons utilisé le modèle simple décrit sur la figure 3.

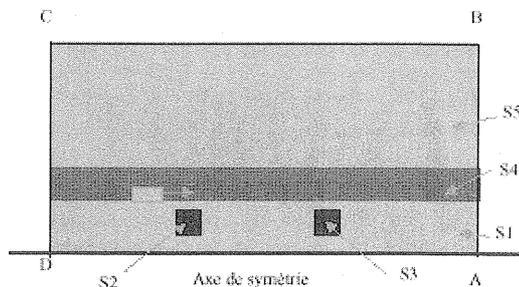


Figure 3 : géométrie du modèle aux éléments finis.

Les surfaces S2 et S3 représentent respectivement la coupe des bobines réceptrice et émettrice. S1 représente l'intérieur du tube, S4 la coupe du tube, S5 l'extérieur du tube. La tension aux bornes du bobinage récepteur est calculée en fonction de la seule composante radiale du potentiel vecteur A donnée en coordonnées cylindriques (r, θ, z) , par l'expression suivante :

$$V = 2\pi j\alpha\omega \frac{M}{N} \sum_{k=1}^N r_k A(r_k, z_k),$$

où $r_k A(r_k, z_k)$ est la grandeur fournie par la simulation en chaque point du maillage, N est le nombre de nœuds du maillage de la bobine réceptrice composée de M tours. Le maillage a été choisi régulier dans la paroi du tube et suffisamment fin de manière à simuler des défauts de petites tailles pour une centaine de positions par rapport à la sonde. Un défaut est simulé en affectant des caractéristiques physiques particulières aux mailles le constituant. Compte tenu de l'application visée, les dimensions des défauts simulés varient entre 0,33 et 1,66 mm pour la profondeur et entre 0,33 et 20 mm pour la longueur. Trente défauts ont été retenus. Un résultat de calcul est illustré sur la figure 4 sur laquelle est représenté le tracé de quelques contours iso-phase à proximité d'un défaut.

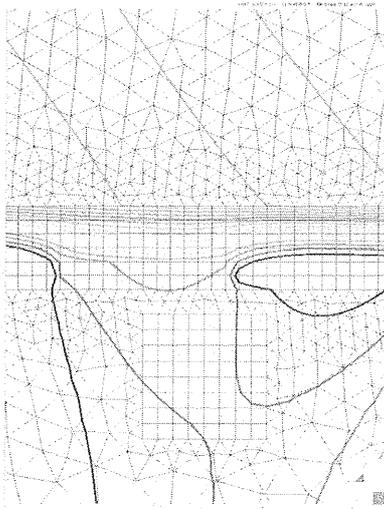


Figure 4: quelques contours d'iso valeurs de phase.

Équation d'observation

À partir des résultats de simulations (voir figure 5), nous allons chercher une expression analytique représentant au mieux ces données. Plusieurs modèles analytiques sont possibles. Nous avons montré que le modèle suivant :

$$f_{\theta}(x) = \theta_1 [\arctg(\theta_2(x + \theta_3 + L/2)) - \arctg(\theta_2(x - \theta_3 + L/2)) + \arctg(\theta_2(x + \theta_3 - L/2)) - \arctg(\theta_2(x - \theta_3 - L/2))]$$

avec $\theta^T = [\theta_1, \theta_2, \theta_3]$, L étant la distance entre les deux bobines, qui prend en compte le comportement asymptotique des observations ainsi que leur symétrie, est le mieux adapté parmi différentes fonctions candidates [1]. Les θ_i sont calculés par une méthode d'optimisation adaptée aux problèmes non linéaires, fondée également sur les moindres carrés.

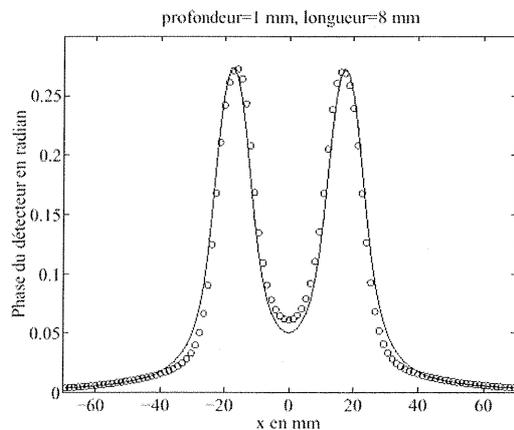


Figure 5 : phase simulée (o) et calculée par le modèle(-)

La figure 5 donne pour un défaut particulier, le modèle calculé ainsi que les observations simulées.

Équation de mesure

La relation la plus simple liant les paramètres θ_i aux dimensions des défauts notés p (profondeur) et l (longueur) est une relation de linéarité, néanmoins, le problème physique n'étant pas linéaire a priori nous avons choisi le modèle suivant de complexité directement supérieure :

$$p = g_p(\theta_1, \theta_2, \theta_3) = \sum_{i,j} a_{i,j}'' \theta_i \theta_j + \sum_i a_i'' \theta_i$$

$$l = g_l(\theta_1, \theta_2, \theta_3) = \sum_{i,j} a_{i,j}' \theta_i \theta_j + \sum_i a_i' \theta_i$$

L'ensemble de chaque relation écrite pour les 30 défauts simulés, constitue un système linéaire de 30 équations à 9 inconnues. Ce système surdéterminé est soluble en cherchant la solution des moindres carrés. On peut alors ranger les solutions dans une matrice 9×2 nommée A_{opt} . Cette phase constitue le calibrage du modèle. Lors d'une mesure réelle destinée à dimensionner un défaut, les θ_{mes} sont obtenus par identification sur les observations courantes par rapport au modèle choisi, les valeurs estimées de p et l sont ensuite calculées à l'aide de l'expression suivante :

$$\hat{m} = \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{l} \end{bmatrix} = A_{opt}^T \theta_{mes}$$

où le vecteur θ_{mes} est constitué des doubles produits, des carrés et des valeurs de θ_{mes} , conformément à l'équation de mesure.

Résultats et conclusion

Les figures 6 et 7 donnent l'erreur relative sur la profondeur et sur la longueur des défauts simulés en fonction de la surface du défaut. On constate que ces erreurs diminuent lorsque la taille du défaut augmente et restent inférieures à 5% pour la majorité d'entre eux.

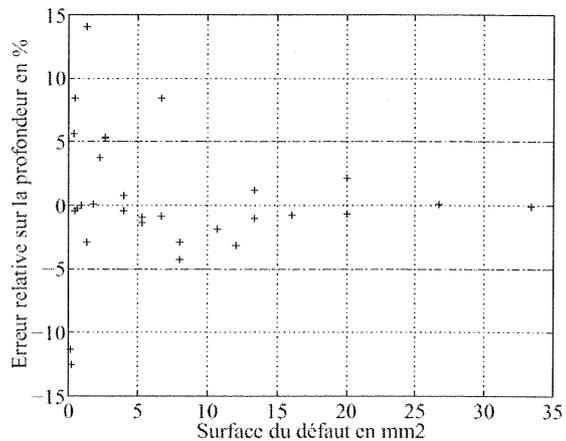


Figure 6 : erreur relative sur la profondeur.

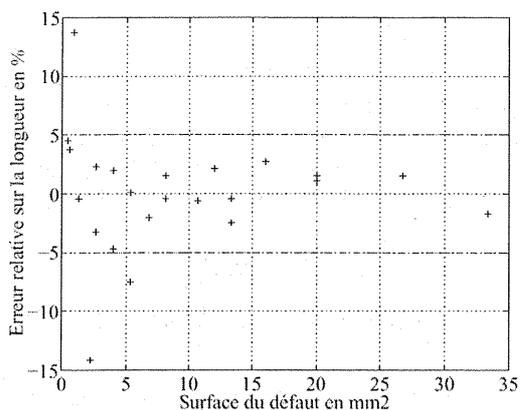


Figure 7 : erreur relative sur la longueur.

La méthode globale d'inversion utilisant cette approche a par ailleurs fait l'objet d'une étude

statistique destinée à tester sa robustesse vis à vis des erreurs de mesure [2].

Les ordres de grandeur obtenus pour la précision (figures 6 et 7), sa simplicité, ainsi que son comportement statistique, permettent d'affirmer le caractère prometteur de cette méthode qui reste générique et peut donc s'appliquer à d'autres types de mesures.

Références

[1] DAVOUST M-E., FLEURY G., " Groove Dimensioning Using Remote Field Eddy Current Inspection ", EPJ Applied Physics, n° 11., pp. 205-213, 2000.

[2] DAVOUST ME., FLEURY G., OKSMAN J., " A Parametric Estimation Approach for Groove Dimensioning using Remote Field Eddy Current Inspection ", Research in Nondestructive Evaluation, vol. 11, pp. 39-57, 1999.

MESURES MAGNETIQUES DANS LE DOMAINE DU GENIE ELECTRIQUE

Francisco ALVES¹, Clément RAMIARINJAONA¹, Richard LEBOURGEOIS²

¹LESIR- ENSC/CNAM, 61 Avenue du Président Wilson 94 235 CACHAN

alves@lesir.ens-cachan.fr, ramiarin@cnam.fr

²THALES R&T, Domaine de CORBEVILLE, 91 404 ORSAY CEDEX

richard.lebourgcois@thalesgroup.com

1.- Introduction

En théorie, il est tout à fait possible de construire des convertisseurs électromagnétiques sans utiliser de matériaux magnétiques. Cependant, on sait que, dans la pratique, les rendements de tels convertisseurs sont tellement médiocres qu'il n'est pas rationnel de vouloir les utiliser.

Pour rendre les convertisseurs électromagnétiques performants (gain en volume et en poids, énergie stockée, réduction des perturbations électromagnétiques etc.), on utilise donc des matériaux magnétiques. Etant donnée la variété des matériaux magnétiques existants actuellement, il est important de définir des critères de choix appropriés pour chaque application spécifique.

L'objectif de cet article est, d'une part, de rappeler ces critères et, d'autre part, de synthétiser les différentes méthodes de caractérisations des matériaux magnétiques liées à ces critères. Certaines de ces méthodes, telles que celles donnant la caractéristique magnétique B(H) ou les pertes magnétiques en fonction de l'induction B seront plus détaillées car ce sont des manipulations relativement faciles à mettre en oeuvre et présentant un intérêt pédagogique certain. Les autres méthodes seront données seulement à titre culturel.

2.- Critères de choix des matériaux magnétiques

Les cinq constantes fondamentales qui déterminent le dimensionnement de systèmes électrotechniques sont :

- l'induction à saturation B_s . Celle-ci conditionne le volume des dispositifs. En effet, on peut montrer que

$$A_e \cdot S_b = k \frac{P}{B_s \cdot f}$$

où A_e désigne la section effective du matériau (donc liée à son volume), S_b la surface bobineable, P la puissance transmise et f la fréquence de fonctionnement ;

- la résistivité électrique, ρ ; cette constante influe directement sur la valeur des pertes par courants induits dans le matériau suite à la variation de B. On peut écrire que :

$$P_{CF} = \frac{\pi^2}{6 \cdot \rho} \cdot d^2 \cdot f^2 \cdot B^2$$

où P_{CF} représente les pertes par unité de volume et d l'épaisseur du matériau ;

- la magnétostriction à saturation λ_s ; cette constante rend compte de la sensibilité du magnétisme vis-à-vis des contraintes mécaniques et, vice-versa, de l'influence du magnétisme sur les propriétés mécaniques ; elle prend de plus en plus d'importance, à l'heure actuelle, à cause de la demande croissante de disposer d'actionneurs électriques silencieux ;
- la constante d'anisotropie K ; elle peut être d'origine magnéto-cristalline ou magnéto-élastique ou, tout simplement, induite par traitement thermique spécifique. La connaissance de K_1 (magnéto-cristalline) est importante puisqu'elle rend compte de la difficulté avec laquelle l'aimantation pivote vers la direction du champ magnétique d'excitation. Elle détermine, donc, la plus ou moins grande facilité d'aimantation du matériau. En d'autres mots, elle définit l'approche à saturation du matériau et la valeur de sa perméabilité relative μ_r ;
- la température de Curie, T_c , représente, quant à elle, la température de transition ferro(ferri) magnétique-paramagnétique. C'est la limite asymptotique à ne pas dépasser pour garder des propriétés magnétiques utilisables. Plus précisément, c'est la courbe de thermo-aimantation $M_s(T)$ qui fixe la température d'utilisation du matériau.

Le tableau suivant donne, pour quelques matériaux typiques, les valeurs de ces différentes constantes.

Alliage	$\mu_0 M_s (T)$ à 20°C	$\rho (\mu\Omega \cdot cm)$	$\lambda_s (ppm)$	$K (kJ \cdot m^{-3})$	$T_c (°C)$
Fer pur	2.15	10	4	48	770
Fer-3% Silicium NO	2.1	50	20	35	740
Amorphes à base Fer	1.3-1.8		20-35		360-420
Fer-Nickel	0.8-0.9	120-135	8 à 12	0.01 à 1	260
Fer-Cobalt	0.55-0.8		0.2 à 1		210-360
Nanocristallin Fe _{73.5} Si _{15.5} Nb ₃ Cu ₁ B ₇	1.2	135	<1	<0.01	570
Ferrites MnZn	0.6	>10 ⁸	<1	1	140

A ces constantes, il faudrait bien évidemment ajouter, selon l'application envisagée, les propriétés mécaniques des matériaux, le coût, la facilité de mise en oeuvre ou d'autres facteurs industriels si souvent éloignés de nos préoccupations académiques...

3.- Méthodes de caractérisation de quelques constantes fondamentales

3.1.- Mesure de l'aimantation à saturation M_s [1]

Pour atteindre la saturation magnétique des matériaux, il faut généralement appliquer des champs intenses. Le VSM (vibrating sample magnetometer) permet la mesure du moment magnétique total M de l'échantillon. La vibration de l'échantillon (de fréquence f) induit une f.e.m (e) aux bornes des bobines de mesure (par variation de flux de l'induction B dans la surface définie par les bobines) :

$$e = K \cdot M \cdot f$$

Si on connaît la masse de l'échantillon, on peut calculer l'aimantation spécifique :

$$\sigma = M/m \quad (\text{A.m}^2/\text{kg})$$

puis l'aimantation avec la masse volumique m_v :

$$M = \sigma \cdot m_v \quad (\text{A/m})$$

Différentes configurations des bobines sont possibles :

- deux bobines (face à face) → signal symétrique et 'constant' transversalement ;
- quatre bobines (fig. 1) → signal symétrique et 'constant' transversalement et verticalement ;
- huit bobines (quatre de chaque côté, en carré) → signal symétrique et 'constant' transversalement, longitudinalement et verticalement.

D'autres techniques comme l'AFGM (alternating field gradient magnetometer) et le SQUID permettent de mesurer l'aimantation avec une précision meilleure mais sont lourdes à mettre en oeuvre (nécessité d'un cryostat, par exemple, pour le SQUID).

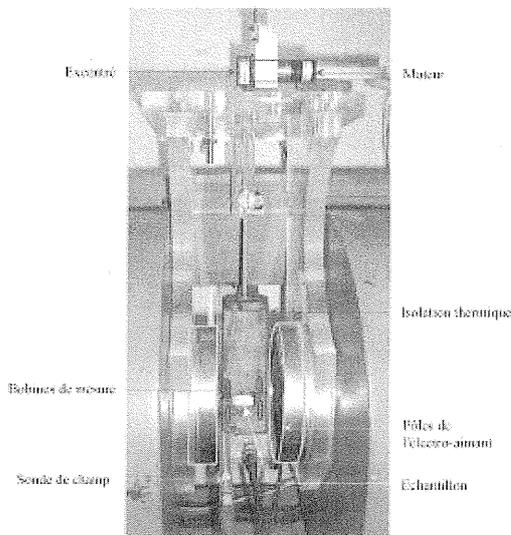


Figure 1 : vue générale d'un VSM.

Dans tous les cas, les échantillons peuvent être de forme quelconque, y compris poudres et couches minces, mais les calculs tenant compte des champs démagnétisants peuvent s'avérer délicats. En effet, l'induction magnétique dans le matériau s'écrit :

$$\vec{B} = \mu_0 \left(\vec{H}_i + \vec{M}_i \right) = \mu_i \vec{H}_i \quad \text{avec} \quad \vec{H}_i = \vec{H}_0 + \vec{H}_{Di}$$

En considérant le cas particulier d'un ellipsoïde, volume intérieur limité par la surface d'équation

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} + \frac{z^2}{c^2} = 1, \quad \text{le champ démagnétisant } \vec{H}_{Di} \text{ est}$$

uniforme et de même direction que \vec{H}_0 (champ appliqué à l'extérieur). Il est lié à l'aimantation par la relation

$\vec{H}_{Di} = -N \vec{M}_i$ où N représente le tenseur des coefficients démagnétisants (coefficients compris entre 0 et 1, cf. [2]). Par exemple, pour une sphère

$$\vec{H}_{Di} = -\frac{1}{3} \vec{M}_i \quad (N_x = N_y = N_z = 1/3).$$

3.2.- Mesures de la magnétostriction

Les déformations relatives à la magnétostriction sont habituellement si faibles qu'on ne peut les mesurer qu'en les amplifiant à l'aide de moyens mécaniques, électriques ou optiques. Lors des premières expérimentations, la déformation de longues tiges soumises à un champ magnétique était observée par une méthode optique: un rayon lumineux était dévié par la rotation d'un miroir associé à un levier mécanique qui amplifiait l'allongement de l'échantillon. La déviation du spot restait très faible, c'est pourquoi des méthodes interférométriques ont été introduites en 1883 par Lochner. Plus tard, des méthodes électriques ont été développées avec le dilatomètre capacitif décrit par Whiddington en 1920, et la méthode des jauges de déformation développées par Goldman en 1947. Des méthodes de plus en plus précises et sensibles ont été développées dans un passé récent, et il est maintenant possible de mesurer directement de très faibles déformations magnétostrictives sur des fils fins (50 μm de diamètre), des rubans (typiquement 20 μm d'épaisseur), et même des couches minces (1000 Angström d'épaisseur).

La magnétostriction peut aussi être déterminée par des méthodes indirectes basées sur l'effet *Villari* ou l'effet inverse *Wiedemann*.

Mesure indirecte de λ_s sur des matériaux isotropes par la méthode SAMR [3] (basée sur l'effet Villari)

Sachant que la composante transverse du champ est de la forme $H_{\perp} = H_{\perp \text{max}} \cdot \sin(\omega t)$, la f.e.m induite aux bornes de la bobine (N spires) située au centre des deux culasses (fig.2) s'écrit :

$$e_{2\omega} = \frac{-\mu_0 \cdot N \cdot M_S \cdot S \cdot \omega}{2} \cdot \frac{(H_{\perp \text{max}})^2}{\left(H_{//} + \frac{3\lambda_S \sigma}{\mu_0 \cdot M_S} + H_d \right)^2} \cdot \sin(2\omega t)$$

où H_d et $H_{//}$ représentent respectivement le champ démagnétisant et le champ continu appliqué dans la direction longitudinale au ruban.

Pour obtenir la valeur de λ_s à partir du dispositif S.A.M.R., on procède de la façon suivante :

- on sature l'échantillon dans la direction longitudinale et on mesure le courant continu $I_{//}$;
- on mesure la tension $e_{2\omega}$ aux bornes de la bobine de flux, on note cette valeur, que l'on cherchera à conserver dans la suite ;
- on soumet le ruban à une variation de contrainte $\Delta\sigma$. Du fait de l'énergie magnétoélastique apportée au ruban, la tension $e_{2\omega}$ varie ;
- on agit alors sur $I_{//}$ afin de modifier le champ $H_{//}$ pour ramener $e_{2\omega}$ à sa valeur initiale. Sachant que dans l'expression de $e_{2\omega}$, seuls $H_{//}$ et le terme dépendant de σ ont été modifiés, cela signifie que l'on a

$$\Delta H_{//} + \frac{3\lambda_s \Delta\sigma}{\mu_0 M_s} = 0$$

de cette expression, on déduit le coefficient de magnétostriction à saturation, soit

$$\lambda_s = -\frac{\mu_0 M_s}{3} \frac{\Delta H_{//}}{\Delta\sigma}$$

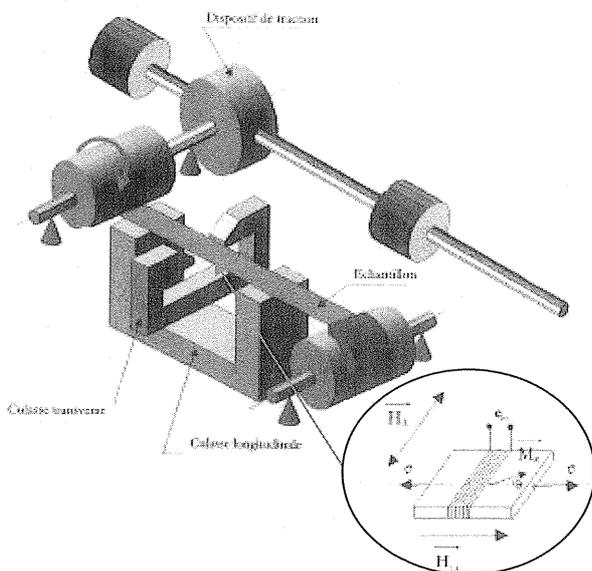


Figure 2 : vue du dispositif SAMR

On constate que si le coefficient de magnétostriction à saturation est positif, une augmentation de la contrainte appliquée impose une diminution de champ $H_{//}$ pour maintenir $e_{2\omega}$ constante.

3.3.- Mesure de T_c

Les méthodes d'analyse les plus utilisées sont :

- l'évolution thermique de la perméabilité initiale (fig. 3) ;
- la courbe de thermo-aimantation $M_s(T)$;
- la capacité calorifique à pression constante (fig. 4) en fonction de la température.

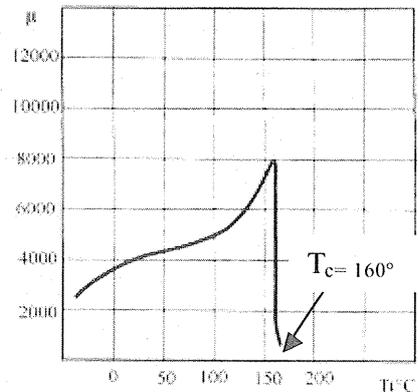


Figure 3 : évolution de la perméabilité initiale d'un ferrite MnZn en fonction de la température.

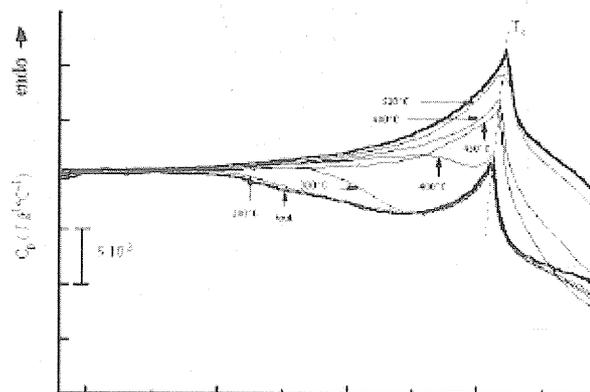


Figure 4 : évolution de la capacité calorifique en fonction de la température pour un matériau amorphe FeSiB après divers traitements thermiques ; mesures obtenues en calorimétrie différentielle à balayage (DSC). La température de Curie, T_c , correspond au pic de $C_p(T)$.

4.- Mesures en fréquence

Spectre en fréquence de la perméabilité et cycle d'hystérésis constituent les sources d'évaluation basiques des matériaux magnétiques utilisés en génie électrique.

4.1.- Le cycle d'hystérésis

Les hystérésismètres (fig.5), plus simples et moins coûteux que les dispositifs décrits plus haut, sont basés sur la lecture de la variation de flux dans le matériau provoquées par un champ H dépendant du temps. Ils sont bien adaptés pour les mesures sur des tores ou le cadre Epstein 25 cm, dont la géométrie permet de s'affranchir des effets démagnétisants et des corrections de flux dans l'air, si les bobinages épousent parfaitement les contours de l'échantillon à caractériser. L'inconvénient de la géométrie torique est d'avoir autant de bobinages primaire et secondaire que d'échantillons à tester.

Un échantillon ferro(ferri)magnétique soumis à un champ alternatif voit son induction, plus exactement son aimantation, décrire un cycle d'hystérésis dont les points remarquables sont l'induction magnétique rémanente B_r et le champ coercitif H_c (fig.6).

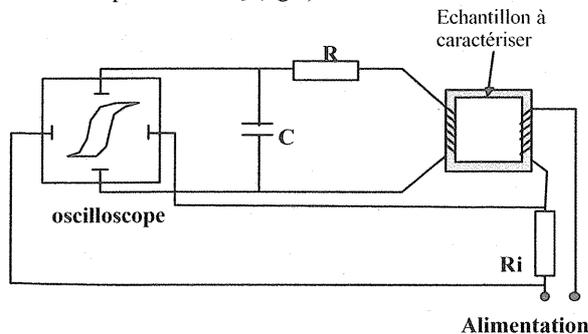


Figure 5 : hystérésimètre

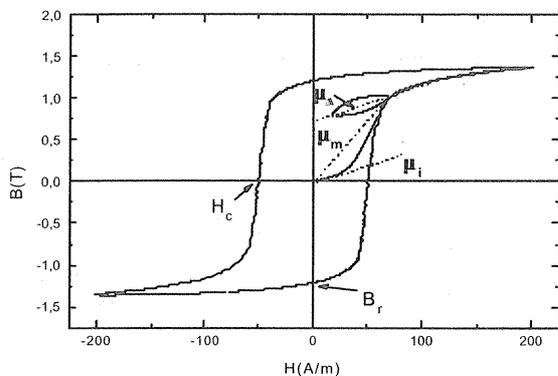


Figure.6 : courbe de première aimantation ($f=0.5$ Hz) et cycle d'hystérésis sur une tôle Fer-Silicium à grains non orientés [4].

On peut, alors, montrer aisément que l'aire du cycle représente les pertes par hystérésis, par unité de volume et par cycle, dissipées dans le matériau. Soit :

$$W \text{ (J/m}^3\text{)} = \mu_0 \oint_{\text{cycle}} H dB = \oint_{\text{cycle}} H dB$$

4.2.- Les différentes perméabilités

4.2.1 Perméabilité initiale

La perméabilité initiale est le rapport entre l'induction magnétique B et le champ magnétique H existant dans le matériau pour des champs et des inductions faibles

$$(B < 1 \text{ mT}): \quad \mu_i = \left(\frac{\partial B}{\partial H} \right)_{H \rightarrow 0}$$

C'est la pente à l'origine de la courbe B(H) décrite par un cycle d'hystérésis (fig.6). Elle met en jeu des mécanismes d'aimantation réversibles (déplacements de parois magnétiques ou rotation de l'aimantation). Elle intervient dans toutes les applications dites "à bas niveau" (puissance $< 1 \text{ mW/cm}^3$).

La perméabilité initiale relative vaut $\mu_{ir} = \frac{\mu_i}{\mu_0}$; c'est un nombre sans dimensions.

Perméabilité initiale complexe

La perméabilité initiale complexe est la représentation complexe de la perméabilité initiale relative μ_{ir} en fonction de la fréquence: $\mu^*(f) = \mu'(f) - j\mu''(f)$. Elle peut être décrite de façon approchée par un phénomène de relaxation du type Debye :

$$\mu^*(f) = \frac{\mu_s}{1 + j \frac{\omega}{\omega_r}}$$

La partie réelle $\mu'(f)$ représente la partie réactive de la perméabilité et la partie imaginaire $\mu''(f)$ représente la partie dissipative (pertes magnétiques) à une fréquence donnée et pour des champs magnétiques faibles. Celle-ci apparaît lorsque la perméabilité μ' commence à décroître et sont maximales à une fréquence que l'on appelle fréquence de résonance ou de relaxation f_r (cf. fig. 7). A très basse fréquence ($f \sim 0$), la perméabilité complexe est réelle: on l'appelle perméabilité statique μ_s . L'exemple de la figure ci-dessous concerne un ferrite de manganèse-zinc dont la perméabilité statique vaut environ 5000.

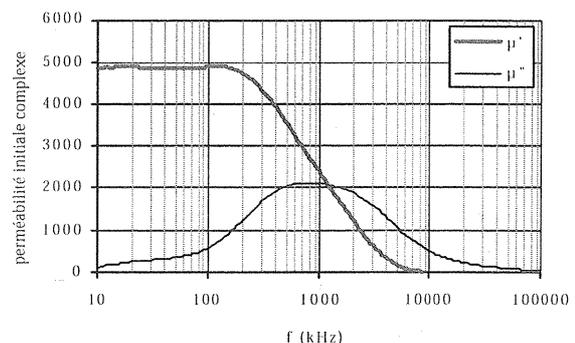


Figure 7 : Spectre de la perméabilité initiale complexe $\mu^*(f)$ d'un ferrite Mn-Zn en fonction de la fréquence.

La décroissance de μ' et l'augmentation de μ'' peuvent avoir différentes origines. Pour les matériaux métalliques, la cause principale en est les courants induits aussi appelés courants de Foucault (cf. figure 8).

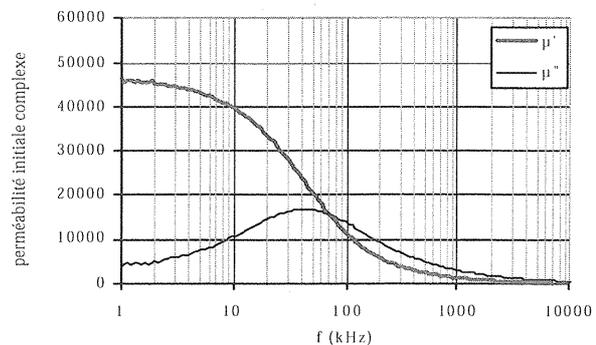


Figure 8 : Spectre de la perméabilité initiale complexe $\mu^*(f)$ d'un ruban nanocristallin (fourni par Imphy S.A.) en fonction de la fréquence.

Mesure de la perméabilité initiale complexe

Ces mesures sont effectuées en ligne coaxiale à l'aide d'impédancemètres.

La forme retenue pour ces mesures est le tore car elle permet de s'affranchir des effets démagnétisants. Le tore le plus pratique à réaliser est celui de section carrée ou rectangulaire (cylindre creux).

Lors de la mesure, il est placé à l'intérieur d'une cellule coaxiale initialement étalonnée. Cette cellule, de forme cylindrique également, est reliée à l'impédancemètre par l'intermédiaire d'un câble coaxial (fig.9).

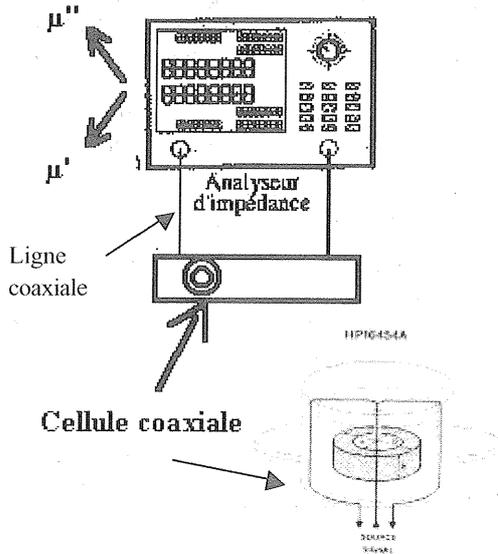


Figure 9: principe du dispositif de la mesure en ligne coaxiale.

La cellule de mesure est optimisée de façon à ce que le champ magnétique soit parfaitement homogène dans tout son volume. L'intensité du courant de mesure détermine le champ maximal appliqué.

L'impédancemètre mesure l'impédance complexe Z^* de la ligne coaxiale chargée. L'inductance L d'un noyau torique bobiné d'une spire et son coefficient de surtension Q sont donnés par :

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{h}{2\pi} \cdot \text{Log} \frac{D_e}{D_i} \text{ et } Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{\mu'}{\mu''}$$

(μ_0 est la perméabilité du vide)

L'inductance complexe vaut :

$$L^* = \frac{Z^*}{j\omega} = \mu_0 \mu^* \frac{h}{2\pi} \cdot \text{Log} \frac{D_e}{D_i} \text{ avec } \mu^* = \mu' - j\mu''$$

On en déduit l'expression de la perméabilité complexe :

$$\mu' = \frac{L}{\mu_0 \frac{h}{2\pi} \cdot \text{Log} \frac{D_e}{D_i}} \text{ et } \mu'' = \frac{L}{Q \cdot \mu_0 \frac{h}{2\pi} \cdot \text{Log} \frac{D_e}{D_i}}$$

Un programme calcule les valeurs de la perméabilité complexe pour chaque fréquence connaissant les dimensions de l'échantillon (le diamètre externe D_e , le diamètre interne D_i et la hauteur h).

Très souvent, la valeur efficace du courant de mesure est suffisamment faible pour que l'on puisse considérer que c'est bien la perméabilité initiale que l'on mesure mais lorsque l'on caractérise des matériaux très doux comme certains alliages nanocristallins, on peut commencer à observer les effets non linéaires. Une illustration est donnée ci-dessous pour des mesures correspondant à un niveau de l'oscillateur qui varie de 0,1 à 0,5 V.

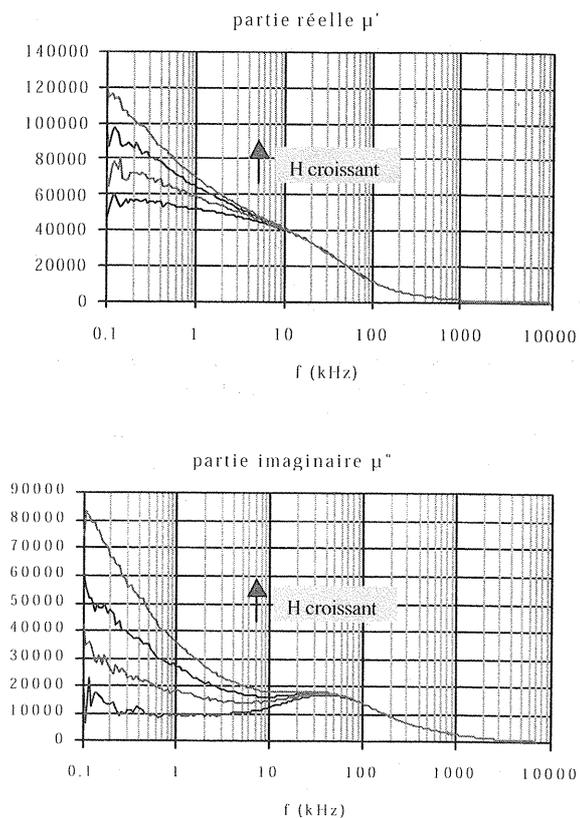


Figure 10: variations de μ' et de μ'' en fonction de la fréquence pour des niveaux d'oscillateur croissants (respectivement 0,2 ; 0,3 ; 0,4 et 0,5 V), mesures effectuées par THALES-R&T, au laboratoire Matériaux et Dispositifs Céramiques.

Sachant que pour $U_{bse} = 500$ mV, le courant efficace $i_{ac} = 20$ mA, on obtient un champ magnétique efficace variant environ de 70 mA/m à 350 mA/m.

- la non linéarité est observée pour des champs appliqués extrêmement faibles (quelques 10 mA/m)
- les effets non linéaires augmentent la perméabilité du matériau (voir la courbe de 1^{ère} aimantation)
- ils diminuent le coefficient de surtension donc augmentent les pertes magnétiques.

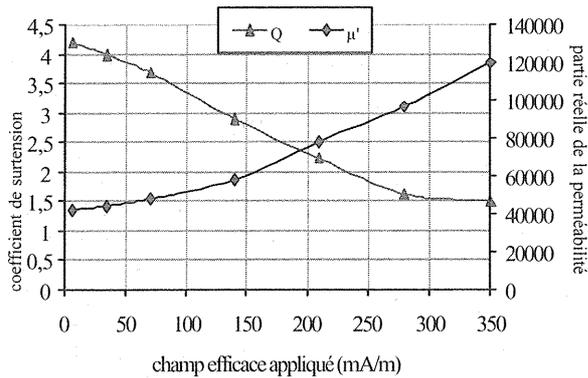


Figure 11: perméabilité initiale et coefficient de surtension à 0.1 kHz en fonction du champ de mesure.

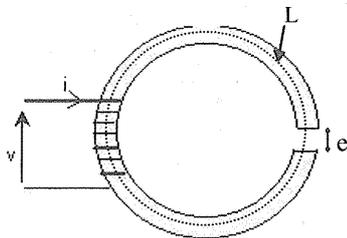
4.2.2 Perméabilité d'amplitude

$$\mu_a = \frac{\hat{B}}{\hat{H}} = \mu_0 \mu_{ar} \text{ où } \mu_0 \text{ est la perméabilité du vide}$$

[$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (H/m)], μ_{ar} est la perméabilité relative du matériau. Cette dernière varie beaucoup avec la fréquence tout comme le cycle d'hystérésis.

4.2.3 Perméabilité apparente ou effet d'un entrefer localisé sur la valeur de la perméabilité

Prenons un circuit torique de longueur moyenne L comportant un entrefer e (figure ci-dessous).



Si on applique le théorème d'Ampère, on obtient :

$$h_{air} \cdot e + h_{mat} \cdot L = n \cdot i$$

or dans l'hypothèse de flux conservatif (pas de flux de fuites au niveau de l'entrefer) on a :

$$b_{air} = b = \mu_0 h_{air} \text{ et } b_{mat} = b = \mu h_{mat}$$

et par suite : $b \left[\frac{e}{\mu_0} + \frac{L}{\mu} \right] = n \cdot i$

On définit alors un matériau fictif, de longueur $L' = L + e$, caractérisé par une perméabilité apparente μ_{app} telle que :

$$\begin{cases} h_{app} \cdot L' = n \cdot i \\ h_{app} = b \left[\frac{1}{\mu} + \frac{e}{\mu_0 L} \right], \text{ si } \frac{e}{L} \ll 1 \\ \rightarrow h_{app} \text{ crée le même } b \text{ que précédemment} \\ \frac{1}{\mu_{app}} = \frac{1}{\mu} + \frac{e}{\mu_0 L} \end{cases}$$

Pour $\frac{e}{L} \gg 1$, le matériau magnétique n'intervient plus et la bobine se rapproche d'une inductance à air.

En résumé :

- la perméabilité mesurée sur un matériau à entrefer localisé ou réparti est plus faible que sa perméabilité intrinsèque,
- le cycle d'hystérésis du matériau apparaît plus couché car il faut pour l'aimanter un champ magnétique plus élevé.

Pour démontrer la dernière propriété, considérons le même circuit torique de longueur L avec un entrefer e ($e/L \ll 1$) et supposons un matériau linéaire avec des champs homogènes et dans la matière et dans l'entrefer.

En tenant compte de la conservation du flux d'induction, le théorème d'Ampère devient:

$$nI = B \left(\frac{L}{\mu_0 \mu_r} + \frac{e}{\mu_0} \right) = \Phi \left(\frac{L}{\mu_0 \mu_r S} + \frac{e}{\mu_0 S} \right) = \Phi \mathcal{R}$$

où \mathcal{R} est la réluctance totale du circuit magnétique et Φ le flux canalisé dans ce circuit.

Le champ d'excitation dans la matière est

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

Le champ d'excitation est donc réduit par la présence de l'entrefer sinon on aurait trouvé $H_{i0} = \frac{nI}{L+e}$.

La variation de champ d'excitation est donc:

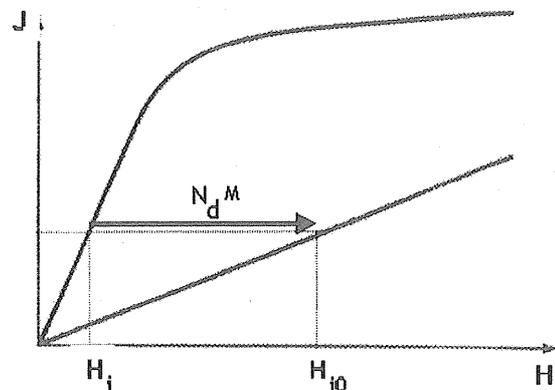
$$H_i - H_{i0} = nI \left[\frac{1}{L + e\mu_r} - \frac{1}{L + e} \right] = nI \frac{e(1 - \mu_r)}{(L + e\mu_r)(L + e)}$$

$$\text{or } J = \mu_0 (\mu_r - 1) H_i = \mu_0 (\mu_r - 1) \frac{nI}{L + e\mu_r},$$

par conséquent :

$$H_i - H_{i0} = - \frac{e}{(L + e)\mu_0} J = -N_d \frac{J}{\mu_0} = -N_d M$$

L'entrefer introduit est donc équivalent à un champ démagnétisant de coefficient $N_d = \frac{e}{e+L}$.



Grâce à cet entrefer (effet démagnétisant), le comportement du composant devient linéaire. Les applications qui tirent partie de cette propriété sont les inductances de lissage et les matériaux composites (entrefer répartis afin de réduire les fuites de flux).

4.2.4 Perméabilité différentielle (dimensionnement des inductances de lissage)

Dans le cas où l'on superpose un champ alternatif, d'amplitude ΔH , au champ dit de polarisation H_0 , on obtient une variation d'induction ΔB qui dépend de H_0 . Ce régime dynamique de fonctionnement du matériau est caractérisé par la perméabilité différentielle $\mu_{\Delta}[H_0, \Delta H]$:

$$\Delta B = \mu_{\Delta}[H_0, \Delta H] \cdot \Delta H$$

4.3. Les pertes totales

4.3.1 Le cadre Epstein

Une des méthodes les plus couramment utilisées, pour établir les caractéristiques magnétiques des matériaux, consiste à utiliser des circuits toriques. Les tores peuvent être obtenus à l'aide d'anneaux cylindriques massifs (ferrites, matériaux composites...), d'empilements de rondelles magnétiques identiques (tôles...) ou de rubans continus enroulés en spirale (rubans amorphes, nanocristallins...).

La méthode, dite d'Epstein, consiste à placer deux bobinages, l'un d'excitation ou primaire (N_1 spires) et l'autre de mesure du flux ou secondaire (N_2 spires), sur le circuit. Cette méthode est particulièrement bien adaptée lorsque la perméabilité, du matériau testé, ainsi que ses pertes électromagnétiques présentent un niveau suffisant. Dans le cas contraire, nous montrerons, par la suite, une autre méthode plus précise pour la détermination des pertes.

La figure 12 présente le principe de la méthode. En excitant le primaire par un courant variable, il apparaît une f.e.m e_2 aux bornes du secondaire. L'intégration de e_2 permet d'obtenir le flux total Φ à travers la section S du tore selon :

$$\phi = \frac{1}{N_2} \int e_2(t) \cdot dt$$

L'induction magnétique B ne peut être qu'une valeur moyenne déduite à partir de :

$$B = \frac{\phi}{S}$$

Le champ magnétique H exploite le théorème d'Ampère et s'écrit :

$$h(t) = \frac{N_1 i_1(t)}{L}$$

Les pertes, quant à elles, s'obtiennent par :

$$P = \frac{1}{T} \frac{N_2}{N_1} \int_0^T e_2 \cdot i_1 \cdot dt$$

Précisons les valeurs qu'il faudrait donner à la longueur L du circuit magnétique et la section S du tore. La valeur du champ magnétique H dépend, évidemment,

du rayon considéré du tore. Dans le cas le plus simple, lorsque le rayon intérieur R_i du tore est peu différent de celui extérieur R_e , on peut prendre sans faire beaucoup d'erreur :

$$L = \pi(R_e + R_i)$$

Dans le cas contraire, il est courant d'utiliser une longueur, dite effective, définie selon (norme CEI 205) :

$$L_e = 2\pi \cdot \frac{\ln\left(\frac{D_e}{D_i}\right)}{\frac{2}{D_i} - \frac{2}{D_e}}$$

Cette valeur effective permet, en fait, à tout le monde d'avoir la même procédure d'essai. De plus, elle est reconnue pour donner une représentation suffisamment fidèle des caractéristiques réelles du matériau testé.

De la même façon, une valeur de la section, plus représentative, est donnée par :

$$S_e = h \cdot \frac{\ln^2\left(\frac{D_e}{D_i}\right)}{\frac{2}{D_i} - \frac{2}{D_e}}$$

Le fait de mesurer les pertes de cette façon présente l'avantage de s'affranchir des pertes par effet joule dans le bobinage primaire. On ne mesure que les seules pertes électromagnétiques dans le matériau.

Les formules précédentes permettent aussi de déterminer les nombres de spires N_1 et N_2 qu'il faudrait installer sur le circuit selon les caractéristiques de l'alimentation et du matériau testé ainsi que la sensibilité des appareils de mesure que l'on a à disposition.

Cette méthode de mesure des pertes est à la base du fonctionnement des cadres normalisés d'Epstein. Ces cadres sont surtout utilisés pour des mesures de pertes, à fréquences industrielles (en général, inférieures à 100 Hz), sur des bandes de tôles. Les procédures d'essai, dans ces cadres, ainsi que les corrections nécessaires (notamment sur les flux) sont bien indiquées dans les notices accompagnant ces appareils et ne seront pas plus détaillées ici.

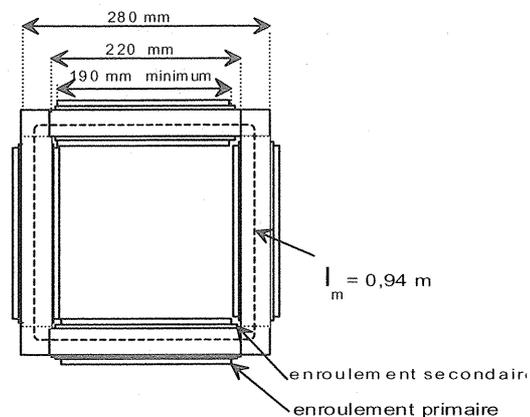


Figure 12 : Dimensions normalisées du cadre Epstein 25cm

Il arrive souvent, en électrotechnique, que l'on ait besoin de prédéterminer ces pertes. Le modèle proposé par Bertotti [5] est celui qui donne, à l'heure actuelle, une précision significative de prédétermination de ces pertes tout en gardant une facilité d'emploi. Il est plus complet que celui de Steinmetz et s'écrit :

$$W = C_0 B^\alpha + \frac{(\pi d)^2}{6\rho} B^2 f + C_1 B^{1.5} \sqrt{f}$$

où α est un coefficient proche de 2 et (C_0, C_1) un couple de paramètres à identifier pour chaque matériau, dans une gamme limitée de variation de B et de f . Le premier terme y représente les pertes par hystérésis, le second les pertes par courants de Foucault et le troisième les pertes dites par excès.

4.3.2 Mesure des pertes totales pour un matériau à faible perméabilité : méthode du wattmètre

Cette méthode consiste à mesurer les pertes totales d'un circuit. On utilise surtout cette méthode quand les pertes par effet Joule du bobinage sont négligeables devant les pertes dans le noyau magnétique. A la différence de la méthode d'Epstein, cette mesure a l'avantage de n'utiliser qu'un seul enroulement. Cela est intéressant dans le cas où l'échantillon à mesurer possède de petites dimensions.

Description du dispositif (fig.13) et principe de la mesure

Le banc de mesure est constitué des éléments suivants :

- Un générateur de fréquence haute fréquence
- Un amplificateur de puissance à large bande
- Un volt-ampère-wattmètre (V-A-W) analogique
- Une sonde de courant S

On réalise une inductance en bobinant un noyau constitué du matériau magnétique à caractériser, le plus souvent de forme torique. On applique une tension sinusoïdale u aux bornes de l'inductance qui est donc parcourue par un courant i. On mesure ensuite la puissance active du dipôle $P = U.I.\cos\varphi$, U étant la tension efficace et I le courant efficace, φ représente l'angle de déphasage entre u et i. Pour une inductance dont les pertes sont modérées, $\varphi \approx \pi/2$ et on pose $\delta = \pi/2 - \varphi$ (angle complémentaire de φ). La puissance active s'écrit alors $P = U.I.\sin\delta$. On montre que δ est en fait l'angle de pertes magnétiques.

La tension sinusoïdale u est reliée au flux de l'induction b (loi de Lenz) par : $u = -\frac{d\Phi}{dt}$ ce qui donne pour les valeurs efficaces $U = N.S_e.\omega.B$, N étant le nombre de spires du bobinage, S la section du noyau magnétique, ω la pulsation.

La relation entre le champ magnétique et le courant appliqué est obtenue par le théorème d'Ampère :

$$H.L_e = NI$$

Avec les expressions de U et I ci-dessus, la puissance peut maintenant s'écrire :

$$P = U.I.\sin\delta = \frac{2\pi.f.V_e.\sin\delta}{\mu_a}.B^2$$

$$\text{avec } V_e = S_e.L_e = \frac{\pi h}{2} \frac{\ln^3\left(\frac{D_e}{D_i}\right)}{\left(\frac{1}{D_i} - \frac{1}{D_e}\right)^2}$$

Pour des déphasages faibles (peu de pertes) :

$$\sin\delta \approx \delta \approx \frac{P_v}{2\pi.f.B^2}.\mu_a$$

Pour un niveau de pertes, une fréquence et une induction données, l'angle à mesurer est proportionnel à la perméabilité du matériau. Lorsque le matériau a une perméabilité ≥ 1000 , la mesure directe est suffisamment précise. Dans le cas de faibles perméabilités, il faut contourner cette difficulté en associant, à l'inductance à mesurer, des capacités faibles pertes. Le schéma retenu dans notre exemple est un montage parallèle (fig. 13).

L'ensemble est calculé de manière à obtenir la résonance pour la fréquence de mesure ($LC\omega^2 = 1$). On peut ainsi assimiler le circuit à une charge résistive. Cela permet d'améliorer la précision de la mesure du wattmètre et de réduire le courant donc la puissance apparente fournie par l'amplificateur. Cette solution est adaptée pour des noyaux ayant des pertes faibles à condition que les pertes par effet Joule dans le bobinage et dans les condensateurs soient négligeables.

La puissance P dissipée par un tel dispositif se décompose en 3 termes : $P = P_m + P_b + P_c$

P_m représente les pertes magnétiques que l'on cherche à déterminer, P_b les pertes dans le bobinage et P_c les pertes dans la(les) capacité(s). Les pertes dans les capacités peuvent être négligées car on pourra toujours choisir des condensateurs ayant de bonnes caractéristiques ($\tan\delta_c \approx 10^{-4}$).

Pertes dans le bobinage P_b

Par définition, $P_b = R_b I^2$ où $R_b = \rho \frac{L_b}{S_b}$ est la résistance (I courant efficace, ρ la résistivité électrique du fil, L_b et S_b longueur et section de fil).

De plus, $I = \frac{HL_e}{N} = \frac{BL_e}{\mu_a N}$ où μ_a est la perméabilité d'amplitude ($\mu_0\mu_{ar}$).

$$\text{donc : } P_b = R_b \left(\frac{L_e}{\mu_a N} \right)^2 . B^2$$

Pour minimiser les pertes dans le bobinage, sachant que la perméabilité du matériau et l'induction sont fixées,

il faut diminuer la longueur effective du composant et augmenter le nombre de spires. En pratique, ces conditions sont difficiles à remplir simultanément car en réduisant la longueur effective, on réduit également la fenêtre de bobinage.

Il est important de préciser que lorsque l'on augmente la fréquence, deux problèmes peuvent apparaître :

- la résistance du bobinage croît à cause de l'effet de peau dans le conducteur (le courant n'est plus véhiculé qu'à la périphérie du conducteur).
- la perméabilité d'amplitude du matériau décroît à cause des pertes intrinsèques au matériau (résonance-relaxation de parois des domaines et/ou de spins, courants induits pour les matériaux magnétiques conducteurs).

Comparons maintenant les pertes relatives au bobinage P_b aux pertes de l'ensemble P . D'après ce qui précède :

$$\frac{P}{P_b} = \frac{2\pi \cdot f \cdot S_e \cdot \mu \cdot a \cdot \sin \delta}{R_b \cdot L_e} \cdot N^2$$

En toute rigueur, on doit tenir compte de l'effet de peau sur la résistivité du bobinage et écrire que la résistivité à haute fréquence $R_{ac} = R_{dc} (1 + F)$ où $F = f(d/\Delta)$, Δ l'épaisseur de peau et d le diamètre du fil.

Pour le cuivre, $\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}}$

A 20°C, $\rho = 1,694 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ et $\Delta = \frac{6,55 \cdot 10^{-2}}{\sqrt{f}}$ (voir

figure 14)

On montre que lorsque $d/\Delta \geq 5$ (par exemple $f \geq 100$ kHz et $d = 1$ mm), $1 + F \approx d/4\Delta$ donc la résistance augmente en \sqrt{f} .

On pourra plus facilement négliger les pertes dans le bobinage par rapport aux pertes dans le noyau pour les cas suivants :

- nombre de spires élevé
- perméabilité élevée
- longueur effective importante
- section effective petite
- fréquence élevée

On constate que certaines de ces conditions sont contradictoires comme par exemple un nombre de spires important, et une petite longueur effective.

On voit également que pour les noyaux magnétiques à faible perméabilité, il sera plus difficile de s'affranchir des pertes dans le bobinage.

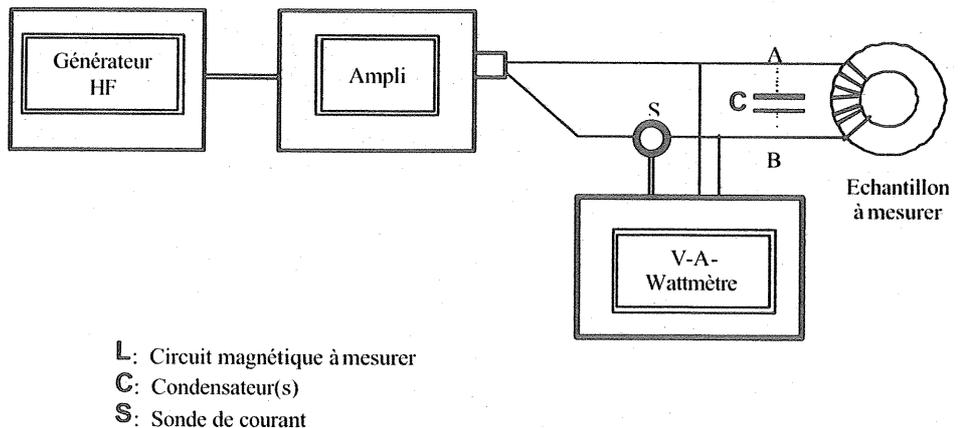


Figure 13 : Schéma du dispositif de mesure des pertes totales par la méthode du wattmètre.

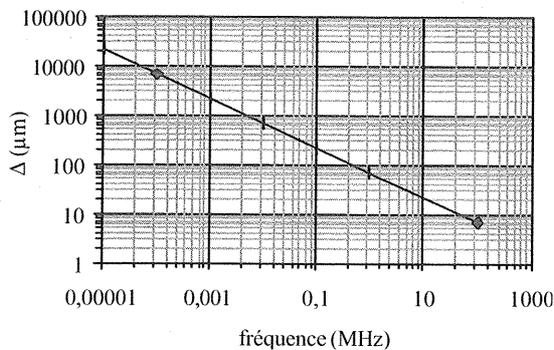


Figure 14 : longueur de pénétration en fonction de la fréquence à 20°C pour le cuivre.

Mesure des pertes dans le bobinage [6]

La méthode que nous proposons ici est basée sur la mesure à l'aide de deux enroulements de caractéristiques identiques. On effectue deux mesures de pertes totales dissipées P par le dispositif : l'une sur un simple enroulement et l'autre sur deux enroulements identiques, montés en parallèle. Dans la seconde mesure, les pertes dans le bobinage représentent exactement la moitié de celles dans la première mesure.

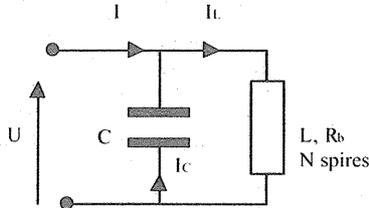
Les deux montages ne modifient en rien la valeur du champ magnétique H dans le noyau magnétique.

La différence des deux résultats de mesure permet donc de connaître les pertes dans le bobinage. Il suffit ensuite d'extraire de $P (= P_m + P_b)$ les pertes magnétiques du composant.

• **Mesure des pertes totales dissipées avec un simple enroulement**

L'expression des pertes totales dissipées P_1 s'écrit pour ce montage : $P_1 = P_m + P_{bl}$ avec $P_{bl} = R_b I_L^2$

La relation, relative au théorème d'Ampère, s'exprime dans ce cas par : $H_1 L_c = N I_L$



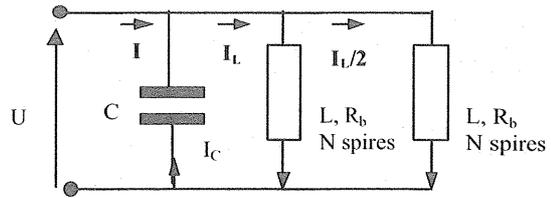
• **Mesure des pertes totales dissipées avec un double enroulement**

L'expression des pertes totales dissipées P_2 s'écrit pour ce montage:

$$P_2 = P_m + P_{b2}$$

avec $P_{b2} = 2 \cdot R_b \left(\frac{I_L}{2} \right)^2 = R_b \cdot \frac{I_L^2}{2} = \frac{P_{bl}}{2}$

d'où : $P_{bl} = 2P_{b2}$



On vérifie que le champ magnétique est bien le même :

$$H_2 \cdot L_c = N \frac{I_L}{2} + N \frac{I_L}{2} = N \cdot I_L$$

donc $H_1 = H_2 = H$

Connaissant les pertes totales absorbées issues des deux mesures, on en déduit les pertes dans le bobinage :

$$P_1 - P_2 = P_{b1} - P_{b2} = \frac{P_{bl}}{2} = P_{b2}$$

Les pertes magnétiques que l'on veut mesurer valent alors : $P_m = P_1 - P_{b1} = P_2 - P_{b2} = 2P_2 - P_1$

Références bibliographiques

[1] J. MOULIN, thèse de doctorat de l'ENS Cachan, 2001.
 [2] R. BARRUÉ, Polycopié de cours de physique de Licence Ingénierie Electrique, ENS Cachan.
 [3] F. ALVES et al., J.Appl.Phys. 8, 8 (1997), p.4322.
 [4] F. ALVES et al., Journées GdR SDSE, Lyon 2001.
 [5] G. BERTOTTI, Hysteresis in magnetism, Academic Press, 1998.
 [6] S. BÉRENGUER, mémoire CNAM (spécialité Electrotechnique), 2000.

EVALUATIONS EXPERIMENTALES DES PERFORMANCES D'UN REFROIDISSEUR A MICROCANAUUX POUR MODULES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Corinne PERRET* Sylvie PERRET MERIENNE** Robert PERRET***

*Ingénieur CNRS au Laboratoire des Technologies de la Microélectronique

**Professeur Certifiée à l'IUT de Chalon sur Saône

***Professeur au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

Présentation : Les convertisseurs électroniques de puissance sont constitués d'un assemblage de modules de composants actifs et d'éléments passifs de plus en plus compact. Les énergies dissipées par les différents éléments sont fonction de la nature des composants et de la fréquence de travail. Ces dissipations thermiques doivent être soit réduites en utilisant des structures adaptées, soit évacuées pour que l'ensemble du convertisseur soit maintenu à une température de fonctionnement compatible avec ses limites. L'évolution actuelle des modules de puissance vers une plus grande compacité ne débouche en général pas sur la réduction des pertes, ce qui a pour conséquence une augmentation importante des densités de puissance à évacuer. Un refroidissement de plus en plus performant est donc nécessaire.

Introduction

L'étude du module de puissance et celle du refroidisseur sont traditionnellement traitées indépendamment l'une de l'autre. A l'heure actuelle, le refroidissement est effectué au niveau de la semelle du boîtier du module, par l'emploi de plaques à eau ou à air ; cette méthode est la limitation principale pour une plus large compacité des systèmes car les performances thermiques de l'assemblage sont médiocres. C'est pourquoi une démarche vers une conception globale du convertisseur et de son refroidisseur a été entreprise depuis quelques années. Des progrès significatifs ont été réalisés grâce à l'emploi des refroidisseurs à micro-canaux usinés dans du cuivre sur lesquels les composants sont directement reportés. Ils permettent de multiplier les performances jusque là atteintes par un facteur trois ou quatre. Plus récemment les performances ont encore été améliorées par l'utilisation de refroidissement double face (jusqu'à un facteur huit). Dans toutes ces réalisations, les interfaces refroidisseur / module et composant / module restent un problème crucial notamment en ce qui concerne la fatigue thermomécanique et la détérioration du bilan thermique. C'est en particulier pour cette raison, et aussi pour exploiter les avantages d'une réalisation collective permise par la technologie silicium, que nous avons étudié la faisabilité et les performances de refroidisseurs à micro-canaux en silicium et en convection forcée simple phase. Dans cet article, nous analyserons les performances de ces nouveaux refroidisseurs et nous développerons surtout la partie mesure obligatoirement associée à cette réalisation. Ces mesures seront comparées aux résultats de la modélisation indispensable pour l'optimisation des modules

1. Contexte de travail

Avant tout, définissons clairement le contexte du travail, les hypothèses et les choix de départ.

Nous nous limiterons à l'étude d'une configuration mono puce. En effet, étant données les grandes surfaces de modules mises en jeu, par exemple pour un bras d'onduleur de grande puissance, le refroidisseur en silicium n'est pas bien adapté. Nous étudierons donc le refroidissement d'une seule puce, avec l'hypothèse d'une injection surfacique de chaleur dans le refroidisseur. Le principe de refroidissement est la convection forcée d'eau monophasique.

Afin de donner une idée de la taille des micro-refroidisseurs, voici l'ordre de grandeur de chaque paramètre géométrique (Figure 1) :

D : profondeur d'un canal : 400 à 800 μm

l_c : largeur d'un canal : 80 à 150 μm

e : largeur d'une ailette : 80 à 150 μm

l_x : longueur d'un canal : 2 cm

l_y : largeur du réseau de canaux : 2cm

n : nombre de canaux : 60 à 130

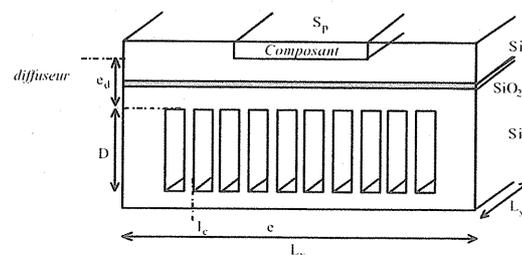


Figure 1 : paramètres géométriques du refroidisseur

Nous présentons en Figure 2 une coupe du refroidisseur.

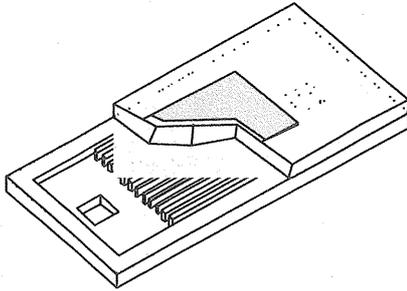


Figure 2 : schéma de principe d'un refroidisseur entièrement réalisé en silicium

Le fluide utilisé est l'eau, choisie pour ses bonnes performances thermiques et ses facilités d'utilisation. Nous résumons dans le Tableau 1 les constantes thermiques et hydrauliques de l'eau, fluide caloporteur utilisé dans le cadre de cette étude.

Masse volumique ρ	995 kg.m ⁻³
Viscosité μ	0,000651 kg.m ⁻¹ .s ⁻¹
Conductivité thermique k_l	0,628 W.m ⁻¹ .K ⁻¹
Capacité calorifique C_p	4178 J.kg ⁻¹ .K ⁻¹

Tableau 1: constantes thermiques et hydrauliques de l'eau

Après avoir présenté le contexte de notre travail, nous allons revenir rapidement sur les bases de la thermique afin de clairement définir quelques notions dont nous aurons besoin par la suite.

2. Lois d'échange thermique et fluide pour la convection forcée simple phase

Notions de résistance thermique

La résistance thermique est une analogie à la résistance électrique qui établit un lien entre le flux de chaleur entrant dans un système et la différence de température entre deux points de ce système. D'où la loi "d'Ohm thermique" rappelée ici :

$$R_{th} = (T_j - T_a) / P$$

Dans notre cas, l'évacuation de la chaleur est assurée essentiellement par le refroidisseur (le rayonnement est négligé). La résistance thermique totale est donc la somme de trois termes :

- la résistance thermique due à la conduction à travers le diffuseur R_{diff} , le diffuseur étant la partie se trouvant entre la puce et le sommet

des canaux (Figure 1). Il est constitué selon les cas d'un ou de plusieurs matériaux.

- la résistance de convection traduisant l'échange entre les parois des canaux et le fluide, R_{conv} .
- la résistance capacitive qui représente l'élévation de la température du fluide entre l'entrée et la sortie des canaux, R_{cap}

2.1. Résistance thermique de diffusion, R_{diff}

Deux cas sont à distinguer en ce qui concerne la résistance de diffusion : le cas où le flux de chaleur est unidirectionnel (résistance à une dimension) et celui où il est bidimensionnel (résistance à deux dimensions). Nous définissons ici deux surfaces (Figure 3) :

la surface de la puce, $S_p : S_p = L_{px} \cdot L_{py}$

et la surface du diffuseur du refroidisseur, $S_d :$

$$S_d = L_{dx} \cdot L_{dy}$$

où L_x et L_y sont la largeur et la longueur de la puce et du diffuseur.

On se trouve dans le premier cas lorsque le composant et le refroidisseur ont la même taille ($S_p = S_d$) et dans le second lorsque le refroidisseur est plus grand que le composant ($S_p < S_d$).

2.1.a. Résistance de diffusion à une dimension

Dans le simple cas d'un diffuseur mono couche, c'est-à-dire qu'il n'est constitué que d'un seul matériau, cette résistance est la plus simple à définir, puisqu'il s'agit uniquement de décrire le passage d'un flux thermique à travers un matériau uniforme (Figure 3a).

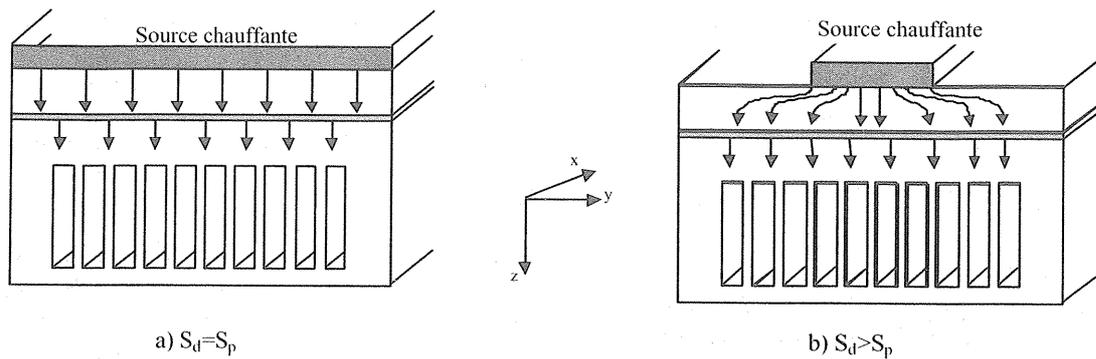
$$R_{diff} = \frac{e_d}{k_d \cdot S_d}$$

où e_d est l'épaisseur du diffuseur, k_d , sa conductivité thermique, s'exprimant en W.K⁻¹.m⁻¹, et S_d la surface traversée par le flux.

Dans ce cas là, il est facile de minimiser l'importance de cette résistance en diminuant l'épaisseur du diffuseur, dans les limites de la tenue mécanique du système, évidemment.

Lorsque le diffuseur est constitué de plusieurs couches, on additionne les résistances de diffusion de chaque couche :

$$R_{diff\text{totale}} = \sum_{i=1}^n R_{diffi} = \sum_{i=1}^n \frac{e_{di}}{k_{di} \cdot S_d}$$



Figures 3 : a) Flux de chaleur unidirectionnel,

b) Epanouissement du flux de chaleur

2.1.b. Résistance de diffusion à deux dimensions

Étudions maintenant le cas où le flux de chaleur est bidimensionnel (Figure 3b). Ce cas apparaît lorsque le composant est plus petit que le refroidisseur ; il est amplifié lorsqu'il existe dans le diffuseur une barrière thermique. Pour réaliser un refroidisseur en silicium dont le composant et le fluide seront isolés électriquement, nous serons amenés à intégrer une couche d'oxyde de silicium à l'intérieur du diffuseur. Du fait de sa faible conductivité thermique, cette couche va occasionner un échauffement, mais elle va également "freiner" le flux de chaleur et donc le forcer à "s'épanouir" dans la zone se trouvant au-dessus d'elle. Cette barrière est un point négatif au vu des performances thermiques escomptées du refroidisseur, mais un dimensionnement bien optimisé peut réduire sa contribution. En effet, si la surface du refroidisseur est suffisante et si la position de la couche d'isolant et son épaisseur sont judicieusement choisies, l'échange peut être amélioré par le simple fait que le flux de chaleur rencontre une surface plus grande que dans le cas de l'écoulement unidimensionnel. On peut dès maintenant imaginer le compromis qu'il faudra faire lors de l'ajout d'un isolant électrique, entre son épaisseur, sa position dans le diffuseur et la surface du refroidisseur.

2.2. Résistance thermique de convection, R_{conv}

La convection désigne l'échange entre les parois des canaux et le fluide, elle est caractérisée par un coefficient d'échange thermique h . La résistance thermique de convection est inversement proportionnelle à ce coefficient :

$$R_{conv} = \frac{1}{h.S_c}$$

où S_c est la surface d'échange thermique, c'est-à-dire la surface des parois des canaux.

Toute la difficulté dans la caractérisation de l'échange thermique par convection est de déterminer la valeur du coefficient h . Il dépend de nombreux paramètres tels que le mode de convection (naturelle ou forcée), la géométrie du

refroidisseur (plan, à canaux rectangulaires ou circulaires ...), la nature de l'écoulement (laminaire ou turbulent) et ses régimes d'établissement thermique et hydraulique. On imagine bien, au vu du nombre de paramètres, qu'il n'existe pas de formulation exacte de ce coefficient généralisable à tous les cas. En général, sa valeur est prise dans des tables empiriques.

C'est sur cette résistance thermique que nous allons le plus nous focaliser pour améliorer les performances globales du refroidisseur, puisque c'est elle qui est la plus importante. Il y a deux voies à mener en parallèle pour aboutir à la réduction de cette résistance thermique de convection : l'augmentation de la surface d'échange S_c en adaptant les dimensions critiques des canaux et des ailettes, et l'augmentation du coefficient d'échange thermique en modifiant le facteur de forme des canaux, le régime d'écoulement.

2.3. Résistance thermique capacitive, R_{cap}

Cette résistance thermique est légèrement différente des deux autres : les deux premières prennent en compte des différences de température dans un plan parallèle à l'écoulement du flux de chaleur, cette dernière est relative à l'élévation de température du fluide entre l'entrée et la sortie des canaux, c'est-à-dire dans un plan perpendiculaire au flux de chaleur. Cette élévation de température est due à la quantité de chaleur absorbée par le fluide durant son passage. Elle dépend de la nature du fluide, de sa capacité calorifique, et du débit qui lui est imposé :

$$R_{cap} = \frac{1}{2.m.C_p} = \frac{T_m - T_c}{P} = \frac{T_s - T_c}{2P}$$

dans cette équation, m est le débit massique du fluide, C_p sa capacité calorifique, T_c la température du fluide à l'entrée des canaux, T_s , la température du fluide à la sortie des canaux, et T_m la moyenne de ces deux températures.

Cette résistance thermique est à limiter surtout dans le cas où l'on voudrait travailler en boucle fermée. En effet, dans ce cas, un circuit de refroidissement secondaire est nécessaire pour que le fluide entrant

dans les canaux soit toujours à la même température T_a . Si la température du fluide à la sortie du refroidisseur principal est limitée, le circuit de refroidissement secondaire est plus simple et moins coûteux.

2.4. Notion de résistance thermique carrée, R_c

Pour faciliter les comparaisons entre les performances des différents micro-refroidisseurs, les thermiciens ont l'habitude d'utiliser une résistance thermique par unité de surface, qu'ils appellent résistance carrée, R_c , exprimée en $K.W^{-1}.m^2$. Nous noterons par exemple :

$$R_{ctot} = R_{tot} \times S_p$$

Avec S_p , la surface de la source chauffante.

La résistance thermique carrée totale est la somme des trois résistances carrées.

$$R_{ctot} = R_{cdiff} + R_{cconv} + R_{ccap}$$

Nous pouvons voir dès maintenant tous les compromis qu'il faudra faire pour la diminuer sans augmenter de trop les autres contraintes : choix de l'épaisseur du diffuseur entre épanouissement et

barrière thermique, compromis entre la diminution des dimensions critiques et tenue mécanique, compromis entre un débit élevé pour une élévation de température du fluide minimum et une perte de pression trop grande, choix du régime d'écoulement du fluide... Tous ces compromis seront à résoudre lors de l'optimisation globale du refroidisseur.

3. Caractérisations expérimentales des micro-refroidisseurs en silicium et simulations numériques

Après avoir réalisé des prototypes de refroidisseurs à microcanaux en silicium, grâce aux techniques de gravure et de soudure, nous allons les caractériser thermiquement et hydrauliquement. Ils se présentent sous la forme de rectangles de silicium de $4 \times 3,5 \text{ cm}^2$, d'épaisseur variant entre 1,5 mm et 1 mm selon les prototypes, et troués en deux endroits (Figure 2).

Chaque refroidisseur est alors collé sur un bloc de plexiglas, troué également, qui permet le branchement du réseau hydraulique, ainsi qu'une manipulation plus aisée (Figure 4).

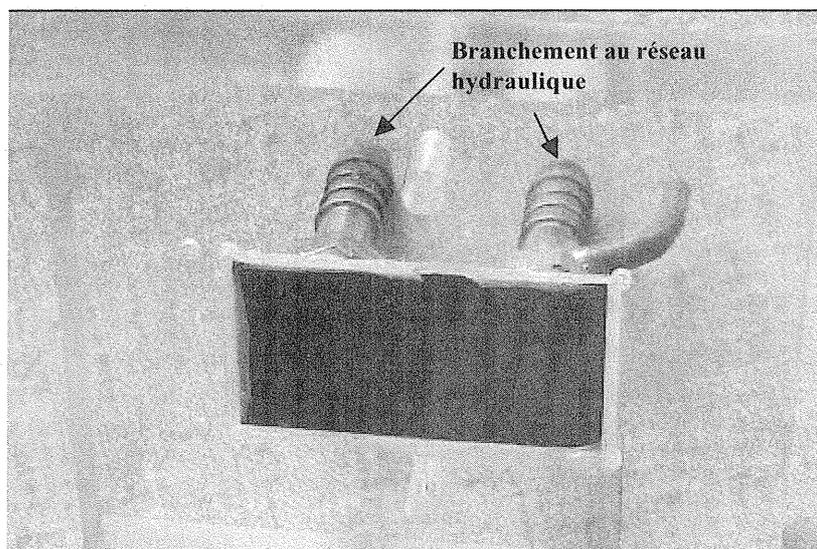


Figure 4 : photographie du refroidisseur et de son support en plexiglas

Ce paragraphe comporte trois parties, la première est consacrée au banc de mesure, la seconde à la présentation des résultats expérimentaux. Ceux-ci concernent bien évidemment nos refroidisseurs en silicium mais également ceux en cuivre de Luc MEYSENC[1], qui, même s'ils ne font pas partie de notre étude, fournissent des valeurs expérimentales utiles à notre approche. Dans la troisième partie, nous abordons la partie simulation

numérique, démarche nécessaire à la validation de certains paramètres.

3.1. Présentation du banc de mesure

Le banc de mesure, présenté sur la Figure 5, est constitué d'un circuit hydraulique en boucle ouverte, d'une source chauffante et de différents systèmes de mesure de température.

Le circuit hydraulique est lui-même composé d'un débitmètre à flotteur, d'un filtre 10 µm limitant le risque d'encrassement des canaux et d'un manomètre numérique mesurant les pertes de pression de l'eau entre l'entrée et la sortie du refroidisseur en limite des collecteurs, avec une incertitude de 10 mBar.

Pour caractériser un refroidisseur, il faut appliquer sur sa face supérieure une puissance constante et mesurable P, c'est le rôle de la source chauffante, et avoir accès à trois températures : celle de l'eau à l'entrée du refroidisseur T_e, celle de l'eau à la sortie T_s et celle de la surface supérieure du refroidisseur, que nous avons appelée température de jonction T_j. A partir de ces différentes mesures, nous déduisons la résistance thermique totale par l'équation que l'on rappelle ici :

$$R_{\text{mestot}} = \frac{T_j - T_e}{P}$$

Pour faciliter les comparaisons, nous travaillerons sur les résistances thermiques carrées

$$R_{\text{cmestot}} = \frac{T_j - T_e}{\varphi}$$

Les températures de l'eau à l'entrée et à la sortie sont mesurées par l'intermédiaire de thermocouples insérés dans les tuyaux du circuit hydraulique, et reliés à une chaîne d'acquisition utilisant le logiciel MADENA. L'incertitude sur les mesures est de l'ordre de +/- 0,5 °C.

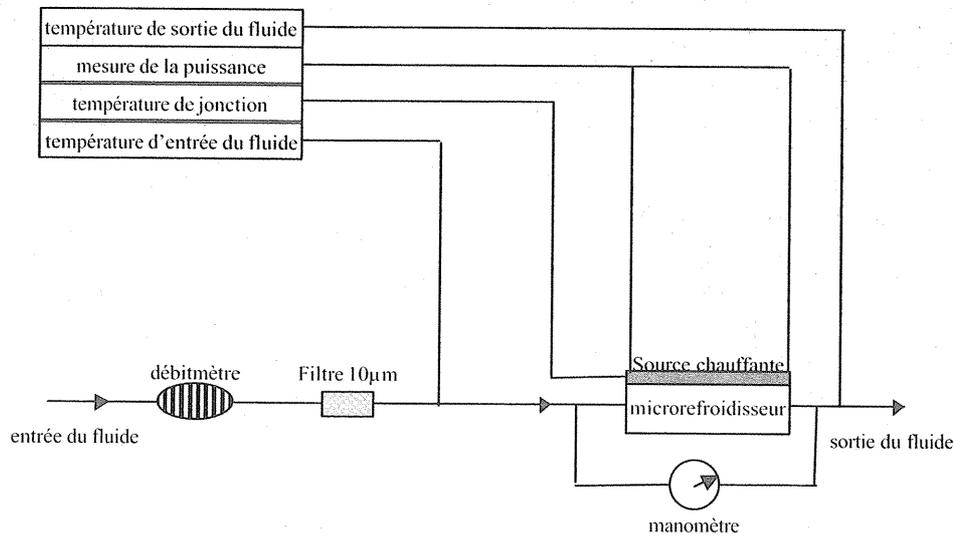


Figure 5 : schéma de principe du banc de mesure

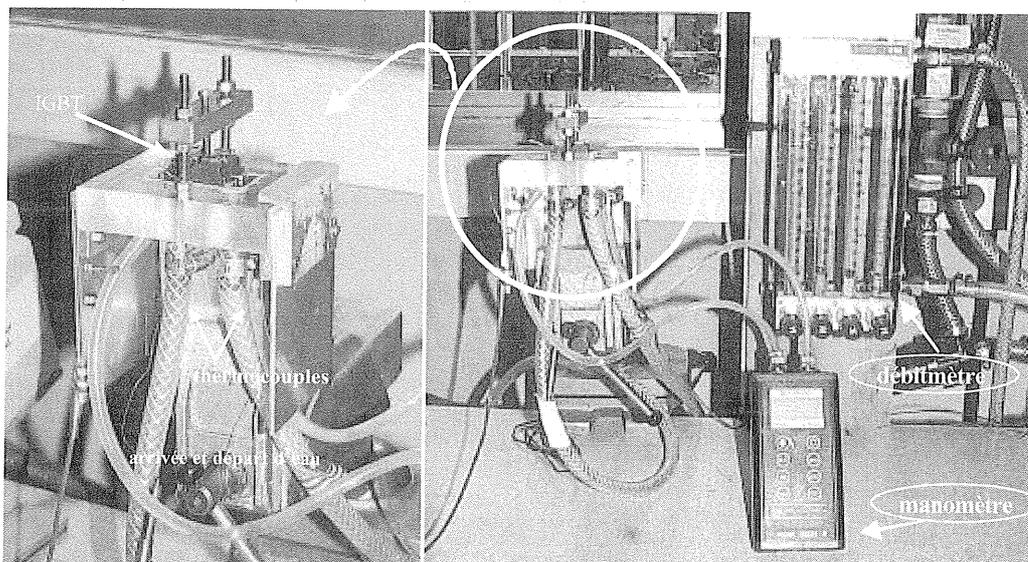


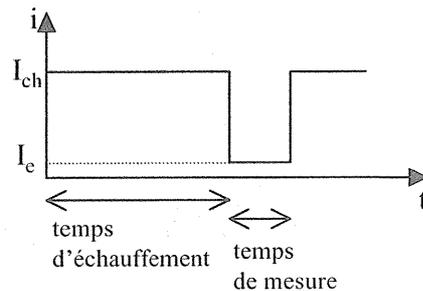
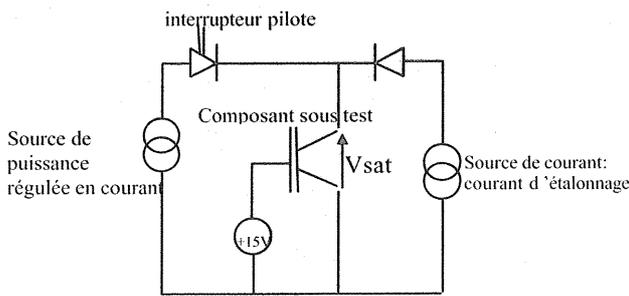
Figure 6 : photographies du banc de caractérisation

3.2. Source chauffante et mesures de température de jonction

Dans le cas des refroidisseurs en cuivre, un IGBT nu (sans boîtier) est directement brasé sur la face supérieure du refroidisseur, qui joue également le rôle de connecteur avec le drain. Les mesures du courant et de la tension fournissent la valeur de la puissance ($P = \varphi_S S_p = U \cdot I$). La température de jonction de l'IGBT est dans ce cas égale à la température de la face supérieure du refroidisseur, car la résistance thermique de la brasure peut être considérée comme négligeable (moins de 1% de la résistance totale) [2]. La mesure de cette température de jonction est faite de manière indirecte en mesurant une grandeur facile d'accès, dite paramètre thermosensible (PTS), dont la valeur varie avec la température suivant une loi connue. Le PTS généralement choisi est la chute de tension lorsque le composant est traversé par un faible courant de mesure I_c (10 mA) [3]. Le montage de la Figure 7a permet de faire circuler un courant de la forme donnée par la Figure 7b.

Le courant I_{ch} , délivré par l'interrupteur pilote assure l'échauffement de l'IGBT. Le temps d'application doit être suffisant pour atteindre un régime thermique permanent (de l'ordre de 100 ms), [1], [3], [4]. Pour la mesure, ce courant est bloqué par l'interrupteur. Le composant sous test, commandé en permanence à la fermeture, est alors parcouru par le courant d'étalonnage. On mesure V_{sat} à ses bornes. Le temps de mesure est de l'ordre de 100µs. La loi $V_{sat}(T_j)$ est linéaire, croissante et sa pente est voisine de 2mV/K. C'est cette méthode qui a été principalement utilisée pour les expériences de caractérisation des refroidisseurs en cuivre. Des travaux précédents ont montré que cette température est voisine de la température moyenne volumique de la puce en régime permanent [5]. C'est la définition que nous avons donnée de la température de jonction :

$$T_j = \frac{1}{V_p} \iiint_{V_p} T(x, y, z) dV_p$$



a) montage permettant la mesure du PTS du composant sous test

b) forme d'onde du courant traversant le composant sous test

Figures 7

Dans le cas de refroidisseurs en silicium, cette méthode ne peut pas être utilisée car, pour reporter un IGBT nu sur la surface, il faut avoir recours à une couche de colle électriquement conductrice pour prendre le contact du drain, et cette couche représente une barrière thermique beaucoup trop élevée pour que le transfert thermique soit correct. Nous avons alors opté pour une méthode de pressage : un transistor bipolaire en boîtier (type ISOTOP) est pressé sur la surface du refroidisseur. Le boîtier a été choisi pour sa surface de dissipation qui est de 4 cm², égale à la surface du réseau de canaux.

Ici, la mesure du PTS n'est pas intéressante. En effet, elle donnerait la température de jonction de la puce de silicium qui est séparée de la surface du refroidisseur par la résistance thermique du boîtier élevée (de l'ordre de 0,5 K.W⁻¹), ce qui engendre des erreurs importantes. C'est pourquoi nous avons choisi de mesurer la température au niveau de la

surface du microrefroidisseur grâce à un thermocouple inséré directement dans une rainure réalisée dans la semelle du boîtier.

Le couplage thermique entre le refroidisseur et le boîtier, et entre le refroidisseur et le thermocouple est assuré par une couche de graisse thermique. Cette graisse représente une résistance thermique carrée, appelée $R_{cgraisse}$, entrant en compte dans le bilan thermique de la résistance carrée totale mesurée, $R_{c\text{mestot}}$. Elle est difficile à estimer : en effet, elle dépend de l'épaisseur de la couche, que l'on estime pouvoir varier entre 20 et 50 µm, mais aussi de sa conductivité thermique, qui dépend elle-même de la force de pressage. Nous obtenons donc :

$$R_{c\text{mestot}} = R_{c\text{diff}} + R_{c\text{conv}} + R_{c\text{cap}} + R_{c\text{graisse}}$$

Nous donnerons par la suite, une estimation de l'erreur faite sur ces mesures.

Les problèmes de brasure, de couche de graisse thermique, et de toute interface pouvant se trouver entre la puce et le refroidisseur seraient totalement

éliminés dans le cadre d'une intégration totale du microrefroidisseur directement en face arrière de la puce, dans le même volume de silicium. La jonction de la puce se trouverait alors dans la surface supérieure du refroidisseur, les performances de refroidissement n'en seraient qu'améliorées. Dans l'avenir une telle solution est techniquement envisageable.

Lors de cette campagne de mesures, notre principale difficulté a été d'obtenir une puissance dissipée, mesurable et constante, la plus grande possible. En effet, plus la puissance est élevée, plus les températures de la jonction et du fluide en sortie sont élevées, et donc plus les mesures sont précises. Ici, nous avons été limités en puissance car il faut rester dans l'aire de sécurité du transistor bipolaire utilisant comme source de chaleur. C'est pourquoi les puissances atteintes ne sont pas très élevées : de l'ordre de 50 W/cm² plutôt que 200 à 300 W/cm² pour les applications de puissance visées à l'avenir.

Une troisième méthode de mesure de température est également parfois utilisée ; il s'agit d'une

mesure par caméra infrarouge. Cette mesure a l'avantage de donner, après étalonnage préalable, la carte de températures de la surface de la puce. Nous n'avons pas retenu cette méthode car elle nécessite l'utilisation d'un composant nu dont la surface est recouverte de peinture noire d'émissivité connue. Cette mesure a été testée, avec succès, par les chercheurs du GDR Composants Electroniques de Puissance pour valider les mesures indirectes et les modèles thermiques fins.

3.3. Présentation des résultats de mesures

3.3.1. Micro-refroidisseurs en silicium

Plusieurs prototypes de micro-refroidisseurs en silicium, ont été caractérisés grâce au banc de mesure présenté précédemment.

Les principaux paramètres géométriques de chaque prototype sont résumés dans le Tableau 2. Nous rappelons que le diffuseur, d'épaisseur e_d , est la partie en silicium du refroidisseur allant du sommet des canaux à la semelle du boîtier.

	D (µm) profondeur canal	lc (µm) largeur canal	e (µm) largeur ailette	e_d (µm) épaisseur diffuseur	N nombre canaux	$L_x = L_y$ taille réseau canaux	section
Prototype Si 1	340	645	80	620	28	2x2 cm ²	rectangle
Prototype Si 2	330	195	80	240	73	2x2 cm ²	rectangle
Prototype Si 3	315	90	80	260	117	2x2 cm ²	rectangle

Tableau 2 : récapitulatif des paramètres géométriques des refroidisseurs en silicium

Le Tableau 3 présente les résultats des mesures faites sur les trois prototypes en silicium, pour différents débits d'eau et différentes valeurs de puissances dissipées sous la forme de $R_{cmestot}$. Elle représente donc la résistance thermique carrée du refroidisseur, R_{cmes} , et celle de la graisse thermique. Pour mieux qualifier les différents refroidisseurs, nous avons soustrait à cette résistance mesurée une valeur de résistance de graisse, $R_{cgraisse}$, qui nous semble justifiée, à savoir :

$$R_{cgraisse} = \frac{e_{graisse}}{k_{graisse}} = \frac{40 \cdot 10^{-6}}{0,7} = 0,57 \text{ K.cm}^2/\text{W}$$

Où $e_{graisse}$ et $k_{graisse}$ sont respectivement l'épaisseur de la couche de graisse (40 µm) et sa conductivité thermique (0,7 W/K).

La résistance carrée que nous utiliserons désormais est donc celle calculée à l'aide de la résistance carrée totale mesurée : $R_{cmes} = R_{cmestot} - R_{cgraisse}$

Nous le voyons ici, cette résistance de graisse est loin d'être négligeable par rapport à celle "intrinsèque" du refroidisseur. Nous l'avons dit, il est difficile d'estimer la valeur exacte de cette résistance. Elle est très sensible à la variation d'épaisseur (+/- 5 µm de graisse correspondent à une variation sur la résistance de +/- 0,07 K.cm²/W). Dans ces conditions, la précision de mesure de la résistance carrée du refroidisseur, R_{cmes} , est estimée à 25 / 30 %.

Dans certains cas, la température de l'eau en sortie n'est pas fournie dans le tableau 3 résumant les résultats car l'élévation de température de l'eau n'est pas assez conséquente pour être significative, compte tenu de la précision de mesure des capteurs.

	Q(l.min ⁻¹)	φ (W.cm ²)	T _c (°C)	T _j (°C)	T _s (°C)	$R_{cmestot}$ (K.cm ² .W ⁻¹)	ΔP(Bar)	R_{cmes} (K.cm ² .W ⁻¹)
Proto Si 1	1	54,5	14	68,5	-	0,99	0,2	0,42
	1,5	54,5	14	64	-	0,91	0,4	0,34
	2	54,5	14	61	-	0,86	0,66	0,29
Proto Si 2	0,6	19	17,5	51	-	0,92	0,24	0,35
	1	36	16	47	-	0,89	0,66	0,32
Proto Si 3	0,5	48	18	64,5	24,3	0,96	0,35	0,39
	1	48	17	58	20,3	0,847	1	0,277
	1,2	53	15,7	59	19	0,821	1,2	0,25

Tableau 3 : Résultats des mesures sur des micro-refroidisseurs en silicium

Les performances des refroidisseurs à canaux de sections rectangulaires présentées ici sont bonnes, puisque, selon les prototypes utilisés, il est possible de dissiper jusqu'à 240 W.cm² pour une élévation de température de jonction de 60°C (performance du prototype 3 pour un débit de 1,2 l.min⁻¹).

En ce qui concerne les débits, nous avons été limités par la résistance mécanique du diffuseur, donc par son épaisseur. En effet, le jet d'eau frappe directement contre cette membrane qui peut se fendre si la pression est trop forte. Lors du test des prototypes Si 2 et 3, dont les membranes étaient plus fines que celles des deux autres prototypes, nous avons augmenté le débit jusqu'à la rupture de la membrane et obtenu 1 l.min⁻¹ dans le premier cas et 1,2 l.min⁻¹ dans le deuxième.

La tenue mécanique du diffuseur sera donc une contrainte de dimensionnement à prendre en compte lors de la conception d'un refroidisseur. Dans une première étape, nous n'avons considéré

que le rôle thermique de ce diffuseur, ce qui nous a conduit à une épaisseur trop faible en terme de résistance mécanique.

3.3.2. Microrefroidisseurs en cuivre

Nous présentons ici des résultats obtenus sur des refroidisseurs en cuivre réalisés par Luc MEYSENC durant sa thèse (Tableau 5). Pour ces dispositifs, les micro-canaux ont été gravés dans la semelle en cuivre d'un module du commerce. Nous trouvons intéressant de rapporter ces résultats à titre comparatif, car ces refroidisseurs en cuivre sont constitués de canaux plus gros que ceux des refroidisseurs en silicium (les principales caractéristiques sont résumées dans le tableau 4), donc ils élargissent notre panel de valeurs de résistances thermiques mesurées et seront par la suite très utiles lors de validation des modèles numériques et analytiques.

	D (µm) profondeur canal	lc (µm) largeur canal	e (µm) largeur ailette	ed (µm) épaisseur diffuseur	n nombre canaux	Lx = Ly taille réseau canaux	section
Prototype Cu 1	3040	311	288	1800	27	1,6x1,6 cm ²	rectangle
Prototype Cu 2	730	230	165	1800	41	1,6x1,6 cm ²	rectangle

Tableau 4 : principaux paramètres géométriques des deux prototypes en cuivre réalisés au LEG

Dans ce cas, nous utilisons la méthode de mesure du paramètre thermosensible, présentée précédemment.

	Q (l.min ⁻¹)	φ (W.cm ²)	R _{cmes} (K.cm ² .W ⁻¹)
Proto Cu 1	0,63	156	0,27
	1,33	156	0,24
	1,75	156	0,23
	2	156	0,22
	3,5	156	0,2
Proto Cu 2	0,5	156	0,31
	0,7	156	0,26
	1	156	0,23
	1,3	156	0,22

Tableau 5 : résultats des mesures sur des micro-refroidisseurs en cuivre

Dans le meilleur des cas, il est donc possible de dissiper, grâce à ces refroidisseurs en cuivre, une densité de puissance de 300 W.cm² pour une élévation de température de jonction de 60°C. Nous rappelons qu'il s'agit ici de refroidisseurs ne comprenant pas d'isolation électrique entre la puce et le fluide.

En conclusion de cette campagne de mesures, nous pouvons dire que :

- Lorsque nous comparons les trois résistances thermiques totales carrées des trois prototypes silicium, nous remarquons qu'à débit égal la résistance thermique totale diminue avec la largeur des canaux. Nous remarquons également

que le gain en puissance évacuée est plus faible pour les petites valeurs de largeur de canal.

- A débits comparables, les performances des refroidisseurs en cuivre (prototype Cu 1 à 1,33 l.min⁻¹) et celles des refroidisseurs en silicium (prototype Si 3 à 1,2 l.min⁻¹) sont très voisines (0,24 K.cm².W⁻¹ et 0,25 K.cm².W⁻¹). La perte en conductivité thermique lors du passage du cuivre au silicium est donc compensée par un gain en surface d'échange.
- En ce qui concerne les pertes de pression (tableau 3) qui se traduisent directement en puissance de la pompe, et donc en coût, un choix devra être fait. En effet, à 1 l.min⁻¹, entre le prototype Si 2 et le prototype Si 3, la

résistance thermique totale diminue de seulement 3 %, alors que les pertes de pression augmentent de 35 %.

Cette première analyse qualitative nous conduit à estimer que la largeur de canal optimale se trouve autour de 150 μm .

Les résultats des mesures faites sur nos refroidisseurs en silicium sont très satisfaisants en terme de performances. Ils nous confortent dans l'idée que cette approche est intéressante. Les valeurs des résistances thermiques ainsi obtenues vont maintenant servir de point de repère pour valider les résultats donnés par les outils de simulations présentés ci-après.

4. Simulation numérique

De nombreuses simulations d'échanges thermiques ont été proposées ces dernières années au niveau de la puce ou de son support ([6], [7]); peu d'études se sont intéressées à la simulation complète du

dispositif de refroidissement, [1], [8]. Cette étape est pourtant nécessaire avant d'aborder une optimisation de l'ensemble du dispositif.

Nous avons eu à notre disposition deux logiciels utilisant la méthode des éléments finis : Fluxtherm (module de Flux3D, développé au LEG et commercialisé par la société CEDRAT) et Flotherm (de la société Flomerics). Nous proposerons par la suite des simulations de plusieurs dispositifs de refroidissement en cuivre ou en silicium. Nous nous assurerons alors de la qualité de nos simulations en comparant les résultats obtenus avec des expériences réalisées sur divers prototypes. Chacun de ces logiciels présente des avantages suivant la nature de l'étude. Ils sont en réalité complémentaires et nous avons utilisé les deux. Nous donnons, Figure 8 a et b, quelques résultats de simulation

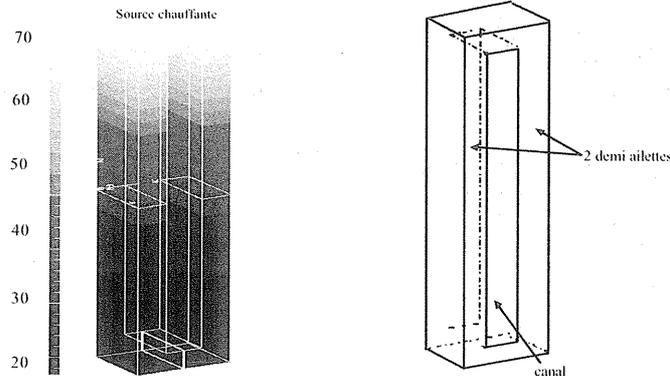


Figure 8a : simulation de l'échauffement d'un canal et de ses ailettes par Fluxtherm

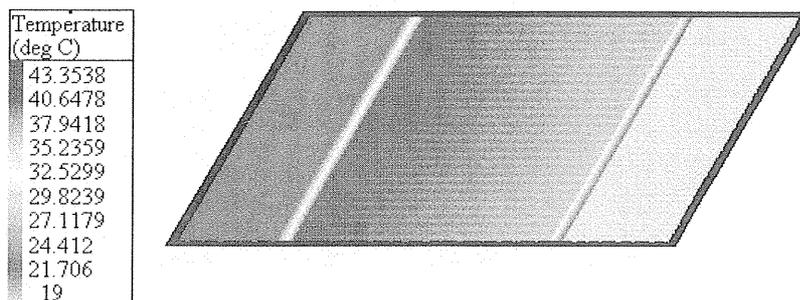


Figure 8b : cartographie de la température du fluide par Flotherm

Une étude comparative des résultats expérimentaux et de simulations a montré que l'écart moyen entre les deux approches est de l'ordre de 15%. Cette précision, qui peut paraître modeste, est jugée satisfaisante étant données les imprécisions de mesure et d'appréciation des valeurs des coefficients d'échange.

5. Conclusion

Nous avons présenté dans cet article des mesures effectuées sur un refroidisseur pour composants électroniques de puissance original. Compte tenu de sa grande compacité, il a été difficile d'évaluer de façon très précise les différentes performances. Cependant cette série d'expérimentation est très prometteuse. Sur le plan de la recherche, elle a

permis de tester avec succès un modèle qui a pu lui même être décrit de modèle analytique et ainsi permettre une optimisation conduisant à un refroidisseur performant. Il reste encore à faire des études de tenue mécanique et de sûreté de fonctionnement.

Sur le plan de l'enseignement, cette expérimentation est en cours de test en projet de réalisation pour des élèves de l'IUT. Elle constitue un bon exemple des difficultés rencontrées lors de mesures thermiques : injection d'une densité de puissance élevée et mesurable, choix des capteurs de température, de leur emplacement et de leur environnement, évaluation des erreurs de mesures introduites, problèmes liés à la micro-fluidique...

Nous pensons avoir donné un exemple de couplage possible entre la recherche de haute technologie (la gravure profonde de silicium nécessite un équipement coûteux) et l'enseignement technologique pluridisciplinaire.

Références

- [1]: L. Meysenc : "Etude des micro-échangeurs intégrés pour le refroidissement des semiconducteurs de puissance", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, février 1998.
- [2]: . Lafore : "Evaluation de la puissance dissipée dans un IGBT", rapport GdR Composant Electronique de Puissance / GIRCEP, ESIM, 1996.
- [3]: C. Gramfort : "Détermination de la température d'un semiconducteur : méthode de la chute de tension directe", EPF'85, Grenoble, 1985.
- [4]: C. Schaeffer: "Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, janvier 1992.
- [5]: E. Farjah : "Contribution aux caractérisations électrique et thermique des transistors de puissance à grille isolée", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, octobre 1994.
- [6]: J.M Dorkel, P. Tounsi, P. Leturq : "Three dimensional thermal modeling based on the two-port network theory for hybrid or monolithic integrated power circuits", IEEE Trans. On Comp., Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 19, n° 4, pp. 501-507, December 1996.
- [7]: A. Weisberg, H.H. Bau : "Analysis of microchannels for integrated cooling", Inter. Journ. Of Heat and Mass Transfer, vol. 35, 1992, pp. 2465-2474.
- [8]: C. Gillot : "Etude et réalisation d'une fonction interrupteur en technologie hybride à haute intégration", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, septembre 2000.

CARACTERISATION DU VIEILLISSEMENT THERMOELECTRIQUE DES SUBSTRATS DBC PAR LA MESURE DU COURANT DE FUITE.

Thierry MARSALA, Stéphane CATELLANI, Guillaume LEFEVRE

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

UMR 5529 INPGIUF - CNRS

ENSIEG - BP 46 - 38 402 Saint-Martin-d'Hères CEDEX

www-leg.ensieg.inpg.fr

Résumé :

Au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, nous nous sommes dotés d'un banc d'essai dont le but est d'estimer l'état du vieillissement des substrats DBC (Direct Bond Copper) utilisés dans les modules d'électronique de puissance. Notre approche est macroscopique et nous présentons ci-après l'étude du suivi pas à pas de ce que nous pensons représenter l'indicateur privilégié de l'état de dégradation des DBC : le courant de fuite dans la céramique. Après avoir situé le contexte technologique nous présentons donc les bancs de mesures et montrons quelles ont été les précautions prises afin de mesurer de très faibles courants.

I. INTRODUCTION

La montée en tension des modules utilisés dans les convertisseurs électroniques (4,7kV par module aujourd'hui) ainsi que l'augmentation des calibres en courant de ceux-ci (entre 400 A et 1200 A par module) impose à tous les utilisateurs une prudence liée au degré de fiabilité que l'on peut accorder à ces dispositifs.

Il est reconnu à présent que les substrats céramiques isolants contenus dans les composants de l'électronique de puissance représentent un des facteurs clé de la fiabilité et de la durée de vie du composant.

Nous avons donc étudié le comportement de ces substrats céramiques utilisés comme isolants électriques dans les modules électroniques de puissance vis à vis de contraintes électriques seules d'abord puis thermiques et électriques combinées ensuite. L'essentiel du travail est de tenter d'appréhender par l'application de ces contraintes les divers mécanismes physiques conduisant le composant à son vieillissement prématuré dans un premier temps, puis consécutivement à sa destruction.

Les lignes suivantes présentent un banc d'essai utilisé pour le test en vieillissement des céramiques AlN (nitrure d'aluminium) métallisées sur les deux faces inférieure et supérieure (DBC). Le banc d'essai doit être capable d'estimer l'état de dégradation ou de vieillissement du substrat DBC par l'observation du courant de fuite du diélectrique. Ce courant sera, pour notre expérience, l'indicateur principal de la mesure du vieillissement d'échantillons DBC et nous verrons qu'il nécessite des précautions expérimentales

indispensables pour pouvoir l'appréhender. Dans un second temps nous compléterons l'estimation du vieillissement des DBC par la mesure directe et en " grands signaux " de leurs capacités.

II. DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI ET CONDITIONS EXPERIMENTALES

II.1) Description des substrats DBC

Deux familles de substrats DBC typiques nous ont été fournies. La différence entre les deux familles provient essentiellement du dépôt métallique réalisé sur leurs surfaces. La première famille de DBC se présente sous la forme de carrés de céramique AlN de 630 μm d'épaisseur et de 50 mm de côté. Une épaisseur métallique de 300 μm de cuivre rainuré sur la face accolée à la céramique, a été déposée sur les deux côtés de l'AlN sur une surface de 48 mm par 48 mm. Cette surface ainsi délimitée est plus petite que la surface occupée par le diélectrique. Cette configuration permet d'appliquer de grands champs électriques (entre 4,7 et 5,5 kV/mm) sans pour autant produire d'éclairs périphériques dans l'air. Ces échantillons seront appelés AlN Cu dans la suite de l'exposé et le chiffre rajouté en suffixe déterminera le numéro de l'échantillon considéré.

La seconde famille de DBC possède des dimensions identiques ainsi qu'une épaisseur de cuivre identique mais sans rainurages à l'intérieur des plaques de cuivre apposées sur la céramique. De plus, une mince couche de 5 μm de nickel est déposée à la surface du cuivre : les échantillons correspondants sont appelés AlN NiCu.

II.2) Description du banc d'essai et plan d'expérience.

Le banc d'expérimentation est constitué de quatre sous-ensembles :

- le premier est utilisé pour vieillir les DBC sous contraintes électriques ;
- le second est utilisé pour vieillir les DBC sous les deux contraintes électriques et thermiques ;
- le troisième sert à effectuer les mesures des courants de fuite afin d'estimer le vieillissement ;
- la dernière partie permettra de mesurer la capacité de nos échantillons afin de suivre leur évolution dans le temps.

La figure 1 ci-dessous décrit les différentes procédures expérimentales pour faire vieillir les substrats et observer l'indicateur courant de fuite ainsi que la mesure de la capacité des échantillons. On peut déjà affirmer que pour le vieillissement sous contraintes électrique et thermique l'intérêt est d'appliquer de fortes variations dV/dt sous température constante ainsi que de brusques variations dT/dt sous un champ électrique constant.

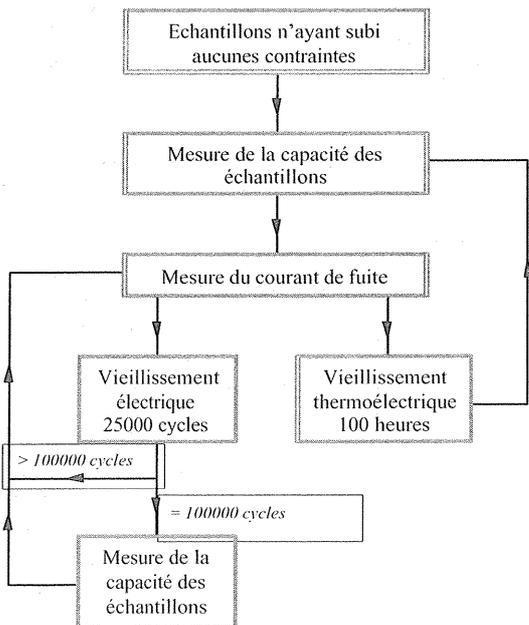


Figure 1 : plan de l'expérience

II.3) Vieillessement électrique

L'objectif de cette manipulation est de faire vieillir électriquement les substrats DBC. Nous utilisons, pour cela une méthode de vieillissement identique à celle utilisée pour les condensateurs : le cyclage par charges et décharges électriques. Nous pouvons, en effet, assimiler un échantillon DBC à un condensateur céramique haute tension dont la valeur se situe dans la gamme 290 pF à 320 pF (figure 2). Il possède, effectivement, deux

armatures métalliques (en l'occurrence du cuivre ou du nickel-cuivre) séparées par un isolant (le nitrure d'aluminium AlN).

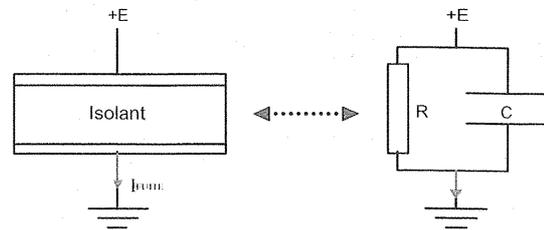


Figure 2 : modèle équivalent d'un substrat DBC.

Dans tous les substrats, la couche isolante doit théoriquement assurer une isolation parfaite. Les courants qui traversent cette couche (entre la masse et un potentiel) doivent donc être nuls. En réalité, la résistivité n'est pas infinie et les courants circulant en régime continu ne sont pas négligeables. L'évaluation de ces courants dits de fuite sera un des critères de caractérisation de la qualité et du vieillissement des substrats. Les mesures conduisent à des courants de fuite de l'ordre de la centaine de pA.

Le premier test utilise une source haute tension ajustable (2 à 7kV), bas courant (limité à 0.25 mA) tandis que les DBC sont maintenus à température ambiante. Une tension en créneaux oscillant de 0 à 3kV est appliquée pendant 10 secondes sur les DBC : 5 sec. à 3 kV puis 5 sec. à 0 kV.

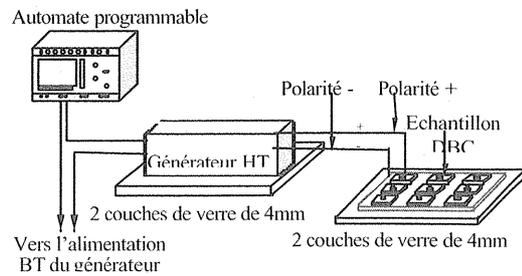


Figure 3 : vieillissement électrique

La longueur des cycles a été fixée à 10 secondes à cause de l'impédance élevée de sortie de la source haute tension ajustable, la charge et la décharge des condensateurs nécessite à peu près 4 secondes comme on peut le voir sur la figure 4 qui représente la réponse de courant à la charge du DBC.

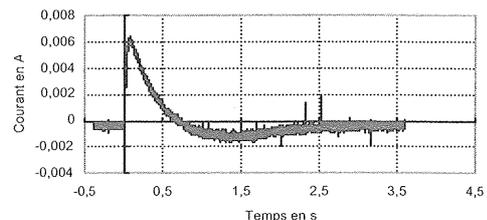


Figure 4 : courant de charge d'un DBC sous 3 kV

Les niveaux de tension utilisés ici ont été limités en dessous de 3kV dans le but de faire vieillir les substrats sans provoquer de claquage dans l'air et sans devoir utiliser de l'huile " anti-flashovers " .

II.4) Vieillessement thermoélectrique.

Dans cette partie expérimentale les DBC sont déplacés, automatiquement et alternativement, sur deux plateaux différents régulés en température. Le premier plateau est réglé à -35°C grâce à un cryostat. Le second est réglé à +130°C par une plaque chauffante. Dans les deux cas une tension constante de 2 kV est appliquée sur les échantillons. Cette tension de 2kV maximum nous est imposée par la température d'essai, des claquages électriques périphériques se produisant à +130°C à une tension comprise entre 2 et 2,5 kV. La limite haute en température a été fixée en respectant les contraintes thermiques réelles soutenues par les substrats DBC des modules de l'électronique de puissance (+130°C à la surface du substrat correspondent aux +175°C des puces de puissance du module). La frontière basse de température est déterminée quant à elle par les limitations de notre équipement refroidissant.

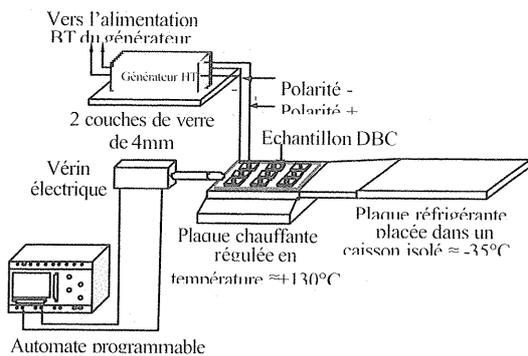


Figure 5 : vieillissement thermoélectrique

Pour les cycles thermoélectriques les échantillons DBC sont déplacés du chaud au froid en quelques secondes amenant une variation brutale de 165°C. Ils subissent alors chacune des deux températures pendant une demi-heure (une demi-heure à +130°C ou -35°C). Les longueurs des cycles thermiques sont donc d'une heure. La durée de ces cycles prend en compte le temps de montée et de descente en température des substrats (figures 6 et 7).

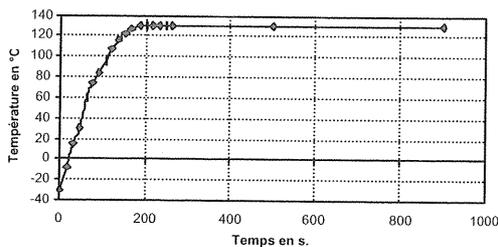


Figure 6 : temps de montée en température des DBC

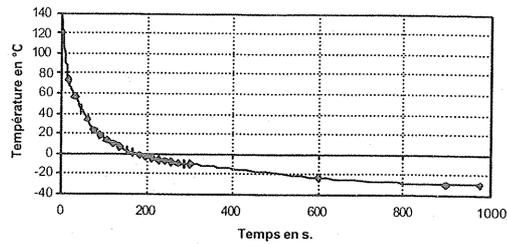


Figure 7 : temps de descente en température des DBC

II.5) Mesure du courant de fuite.

La troisième partie expérimentale du banc de test effectue la mesure du courant de fuite.

La photo ci-après représente le banc de mesure de ce courant.

L'échantillon mesuré se trouve dans la boîte de Faraday que l'on voit au premier plan afin d'éviter toute perturbation extérieure qui risquerait de fausser les valeurs du courant.

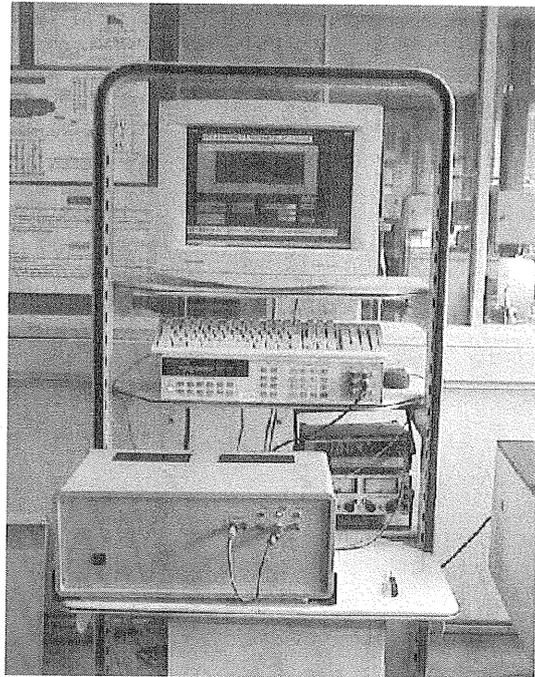


Figure 8 : banc de mesure du courant de fuite

II.5.1) Matériel utilisé

Pour cette expérience nous avons employé :

- ⇒ Un générateur haute tension continue afin d'appliquer des tensions de contraintes élevées à l'échantillon par pas de 500 V entre 0 et 3 kV.
- ⇒ Un microvoltampèremètre HP3458A indiquant le courant mesuré traversant le DBC. Cet appareil nous permet aussi de faire la liaison avec un ordinateur de stockage de données via un bus de communication GPIB.
- ⇒ Une boîte métallique dans laquelle se font les mesures proprement dites du courant de fuite afin de se préserver le plus possible des perturbations

extérieures. Le courant de fuite étant très faible (quelques centaines de pA) nous avons pris le maximum de précautions pour la mesure (cage de Faraday + câble RG58U anti-signal faibles pertes pour la liaison entre les points de mesure et le microvoltampèremètre).

⇒ Une plaque de verre de 4mm d'épaisseur afin d'assurer une bonne isolation électrique entre le plot négatif et l'environnement expérimental (voir figure 10).

⇒ Un voltmètre numérique extérieur à l'alimentation HT permettant de visualiser la tension appliquée au substrat.

⇒ Un PC muni d'une carte IEEE permettant de récupérer les données provenant du microvoltampèremètre et un logiciel permettant d'effectuer la commande et le traitement des acquisitions et données. Le logiciel utilisé dans cette expérience est Test Point. Il permet de tracer un graphe du courant de fuite en fonction du temps (figure 9).

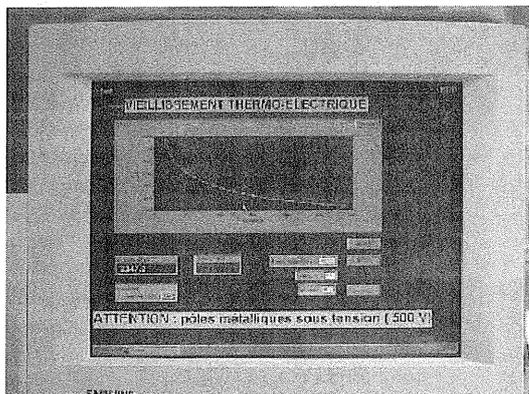


Figure 9 : mesure du courant de fuite via TEST POINT

II.5.2) Principe

Le problème principal est représenté par la possibilité ou non d'effectuer la mesure en même temps que le vieillissement. Il s'est avéré trop complexe d'effectuer vieillissement et contrôle du courant de fuite en même temps. Nous avons donc décidé d'interrompre périodiquement les durées de vieillissement afin de pouvoir mesurer les courants de fuite des échantillons.

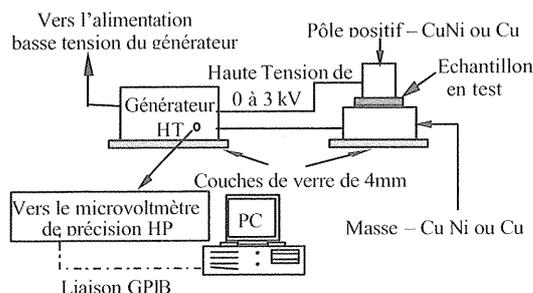


Figure 10 : mesure du courant de fuite via TEST POINT

La procédure de mesure consiste à relever les courants transitoires sous plusieurs tensions inférieures au niveau de claquage (entre 500 V et 3 kV, tous les 500 V) pour chaque échantillon. Dans le but d'obtenir la valeur du courant de fuite la plus proche de la réalité, le protocole utilisé a été de relever les courants au bout de 15 minutes de façon à éliminer les proportions principales des courants transitoires de déplacement et de polarisation. Il faut garder à l'esprit que ce temps de 15 minutes est un compromis entre la précision de la mesure voulue et le temps passé à chaque mesure.

L'obtention, par exemple, des résultats des courants de fuite définis de la façon précédente (15 min + 6 courbes) et liés à un groupe de 10 échantillons demande environ 15 heures au minimum.

Après avoir récupéré le fichier texte, généré par Test Point, on le traite sous un tableur afin d'obtenir les courbes du courant de fuite en fonction du temps pour chaque valeur de la tension mesurée. On obtient pour chaque échantillon une famille de courbes représentée à la figure 11.

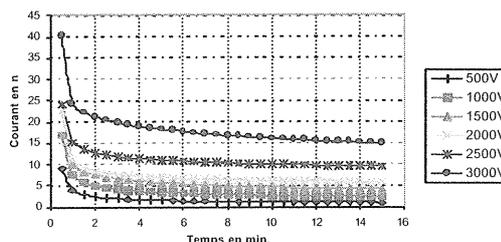


Figure 11 : Courant de fuite typique pour un échantillon NiCu

Pour un vieillissement significatif, plusieurs millions de cycles sont généralement requis. Si nous effectuons un contrôle des échantillons tous les 100.000 cycles seulement nous disposerons d'un nombre réduit de points pour reconstituer l'historique du vieillissement de l'échantillon. De plus, ce procédé risque de ne pas voir passer le point critique du début de dégradation de l'échantillon. D'un autre côté, si les contrôles sont effectués tous les 1000 ou 5000 cycles nous ne risquons pas de manquer tout l'historique de dégradation de l'échantillon cependant le temps de contrôle non négligeable va interférer avec la vraie estimation du temps de mise sous contrainte. De plus un vieillissement de 5000 cycles par exemple représente 14 heures (périodes de 10 secondes) et la mesure consécutive représente 15 heures (pour un ensemble de 10 échantillons) ce qui amène dans ce cas (5000 cycles) à des périodes de mesure plus longues que les périodes de vieillissement.

Un compromis entre vieillissement et mesure des courants de fuite a été établi à 25.000 cycles. (70 heures de vieillissement).

Pour le vieillissement thermoélectrique sous champ électrique constant, la mesure du courant de fuite est effectuée toutes les 100 heures.

Nous pouvons tout de suite nous rendre compte de la conséquence d'un grand nombre de cycles de vieillissement électrique en donnant un exemple de réaction d'un échantillon à surfaces nickel cuivre. Les 3 courbes de la *figure 12*, prélevées tous les 100.000 cycles pour une tension de 3 kV, montrent de quelle façon évolue le courant de fuite pour un échantillon à surfaces nickel cuivre.

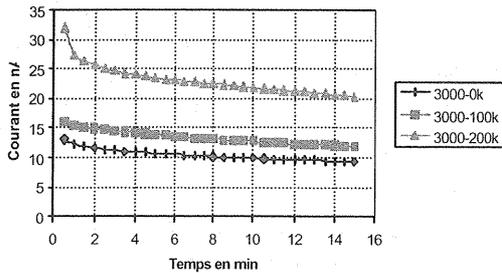


Figure 12 : courant de fuite relevé tous les 100.000 cycles pour un échantillon AlN NiCu

Après 200.000 cycles de vieillissement électrique nous pouvons observer une détérioration du substrat si l'on considère qu'une augmentation de courant de fuite équivaut à une détérioration des qualités électriques du DBC (R diminue). On constate que le courant de fuite a pratiquement doublé pour ce DBC.

II.6) Mesure de la capacité

La mesure des capacités des échantillons est effectuée tous les 100.000 cycles. Elle apporte un complément de vérification par une mesure différente de celle issue des courants de fuite. En effet toutes les représentations précédentes sont déduites d'un seul type de mesure : le courant de fuite. La mesure des capacités n'est donc pas redondante. Elle est faite en grands signaux, grâce au dispositif *figure 13*, afin d'avoir des résultats plus précis.

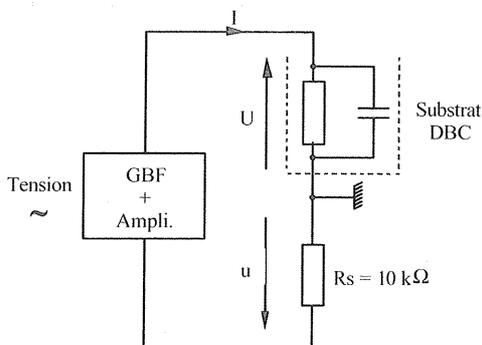


Figure 13 : montage typique pour la mesure de capacité

II.6.1) Mesure.

A la fréquence considérée de 1000 Hz, on mesure les tensions U et u en grands signaux. Un shunt de mesure permet de connaître le courant I dans le circuit. Soit Z l'impédance du substrat DBC, on a :

$$|U| = Z \cdot |I| \quad \text{et} \quad |u| = R_s \cdot |I|$$

$$\text{avec} \quad Z = \frac{R}{[(RC\omega)^2 + 1]^{1/2}} \approx \frac{1}{C\omega}$$

$$\Rightarrow \quad C = \frac{u}{U \cdot R_s \cdot \omega} = \frac{u}{U \cdot R_s \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}$$

II.6.2) Détermination de R

R est accessible en continu par la connaissance du courant de fuite à une tension donnée.

Typiquement, le courant de fuite est de l'ordre de la dizaine de nA pour des tensions proches du kV. Les substrats ont donc généralement une résistivité voisine de la centaine de GΩ.

II.6.3) Détermination de C

Une première approche consiste à déterminer théoriquement la capacité de l'ensemble isolant - plaques conductrices en regard. Les résultats classiques de l'électrostatique (conséquence du théorème de Gauss) indiquent que $C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{e}$, les

dimensions des plaques conductrices étant grandes comparées à l'épaisseur d'isolant. Pour un substrat DBC isolé avec une couche d'AlN de 630 μm sur 48×48 mm, la valeur de C est d'environ 288 pF. On retrouve en pratique des capacités voisines de 310 pF la différence avec la capacité théorique provenant des effets de bords (dépassement de 2 mm de l'AlN sur tout le pourtour des substrats).

II.6.4) Résultat de la mesure

Les courbes ci-après représentent la capacité des substrats DBC en fonction de la tension pour les deux types d'échantillons.

Pour les AlN NiCu *figure 14* à 100.000 cycles de contraintes électriques on obtient :

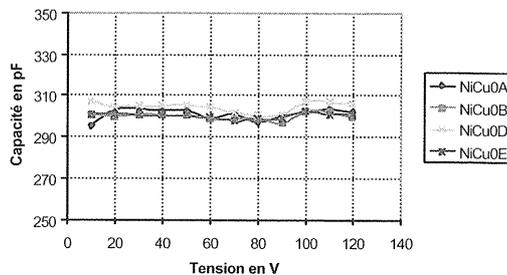


Figure 14 : mesure de capacité à 100k cycles pour des AlN NiCu

Pour les AlN NiCu toujours *figure 15* à 200.000 cycles de contraintes électriques on obtient :

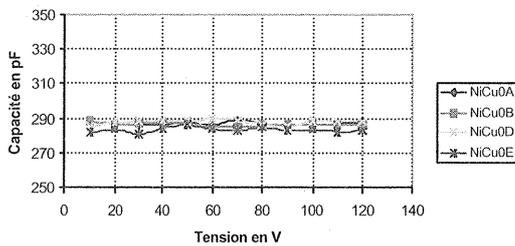


Figure15 : mesure de la capacité à 200 k cycles pour des AlN NiCu

On peut ainsi observer que la capacité des échantillons AlN NiCu a diminué en moyenne de 16 pF.

Observons, maintenant le même essai sur des échantillons à surfaces en cuivre.

Pour les AlN Cu, *figure 16*, à 100.000 cycles de contraintes électriques on obtient :

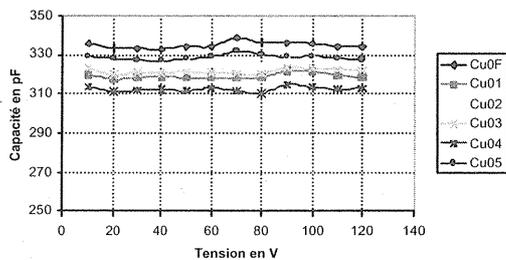


Figure 16 : mesure de capacité à 100k cycles pour des AlN Cu

Pour les AlN Cu, *figure 17*, à 200.000 cycles de contraintes électriques on obtient :

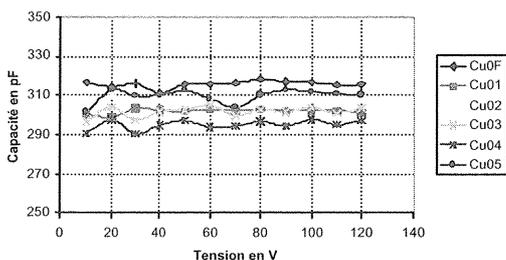


Figure 17 : mesure de capacité à 200k cycles pour des AlN Cu

Tout comme, les substrats de AlN-NiCu, on remarque que la capacité des substrats AlN Cu a baissé en moyenne de 17,5 pF. Le substrat aurait donc, dans ce cas aussi, subi une légère modification Nous allons tenter de donner une explication à ce phénomène :

D'après la formulation de la valeur de la capacité C la diminution de celle-ci pourrait provenir d'une légère délamination des substrats. En effet la surface S restant constante l'épaisseur e doit

augmenter pour expliquer la diminution de C . Cette explication ne fait intervenir que les effets mécaniques du vieillissement. On peut considérer maintenant les éventuels effets électriques seuls du vieillissement sur les échantillons qui sont du type injection de porteurs de charges intervenant aux interfaces métal céramique. Si le phénomène d'injection de porteurs était prépondérant dans le cas de la mesure des capacités, il tendrait à faire diminuer l'épaisseur isolante e de la céramique et donc la capacité augmenterait ce qui n'est pas le cas. Le fait de traiter la mesure des capacités en alternatif nous permet de nous affranchir du phénomène d'injection de porteurs qui n'a lieu qu'avec des tensions continues. L'explication de la diminution des capacités est donc bien engagée sur la voie du vieillissement mécanique provenant d'une excitation électrique monopolaire.

III. EVALUATION DES INCERTITUDES EXPERIMENTALES

Des précautions spéciales ont été prises afin de mesurer les très faibles courants de fuite présents.

III.1) Pôles appropriés de terminaison haute tension.

Pour les substrats nickelés et cuivre des plots larges et aplanis ont été utilisés (précision meilleure que 1/100 mm). Le contact électrique est établi par pression (le poids du contact supérieur) dans un ordre de grandeur de 3 N.

III.2) Evaluation du bruit de mesure.

Dans le but d'estimer le bruit, les substrats testés sont connectés au banc sans être alimentés électriquement. Le "courant de fuite rémanent" est alors mesuré pour estimer le bruit. Trois méthodes ont été testées :

- mesure directe par un ampèremètre de précision ;
- méthode shunt + filtre + microvoltmètre de précision ;
- convertisseur courant tension à amplification opérationnel.

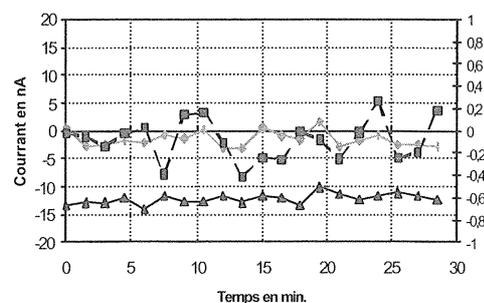


Figure 18 : estimation du bruit de mesure.

En plus de l'estimation du bruit de mesure, cet essai a été effectué de façon à sélectionner la méthode de mesure des courants de fuite la plus appropriée. La courbe la plus plate a été mesurée par la méthode shunt + filtre à laquelle correspond l'échelle de droite partant de -1 nA jusqu'à $+1 \text{ nA}$. Cette méthode de mesure étant la plus stable dans le temps, elle a ainsi été retenue pour effectuer les mesures des courants de fuite. Comme on pourra le voir dans les résultats suivants le niveau du bruit est environ deux décades plus bas ($< 200 \text{ pA}$) en amplitude que les niveaux de courants de fuite mesurés en test.

III.3) Offset de mesure dû à l'environnement.

Nous recherchons dans cette partie l'erreur de décalage introduite par l'équipement de mesure, le câblage et les plots. L'échantillon en test est retiré, et les plots haute tension sont séparés l'un de l'autre. L'appareillage nous indique alors toujours un niveau de courant résultant sous 1 kV . Ce décalage systématique (315 pA) est pris en compte pour la caractérisation des courants de fuite des échantillons.

III.4) Utilisation du micro voltmètre HP 3458 A

III.4.1) Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée du micro-voltmètre est supérieure à $10 \text{ G}\Omega$ sur l'échelle 100 mV . Ceci assure à la mesure une précision supérieure à 10^{-7} . (Le courant dévié par le voltmètre représente $1 / 10.000.000^{\text{ième}}$ du courant dans le shunt).

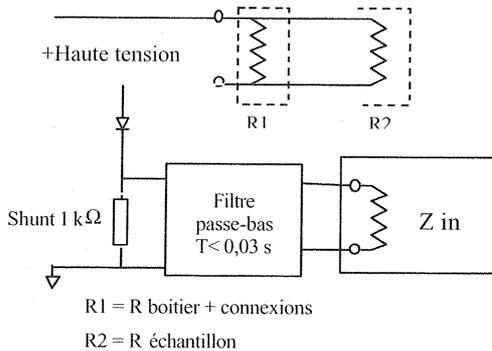


Figure 19 : schéma électrique équivalent pour la mesure du courant de fuite.

III.4.2) Prise en compte de la température.

Une autocalibration du microvoltampèremètre est effectuée avant toute procédure de mesure de courant de fuite. On rappelle que la mesure complète de 10 échantillons nécessite 15 heures. Ces échantillons sont mesurés dans une pièce où la température reste dans des limites comprises entre 18°C et 24°C avec des variations inférieures à un demi-degré par jour. L'autocalibration permet de

minimiser l'erreur additionnelle générée par les variations de température durant plusieurs procédures de mesure du courant de fuite. Cette erreur est spécifiée selon le calibre utilisé (100 mV dans notre expérimentation avec 10 nV de résolution).

Sans autocalibration l'erreur de mesure peut être au maximum de $0,00022 \%$ par $^\circ\text{C}$ ce qui correspond à une erreur de $0,22 \mu\text{V}$ sur la pleine échelle considérée. Après autocalibration l'erreur descend en dessous de $0,115 \mu\text{V}$. Avec une valeur du shunt de $10 \text{ k}\Omega$, l'erreur du courant est alors de $\Delta i = 220 \cdot 10^{-9} / 10000 = 22 \text{ pA}$ au maximum pour une élévation de température de 1°C . Sachant que les variations de température peuvent atteindre 6°C , l'erreur maximale peut donc atteindre $\pm 66 \text{ pA}$. Comme nous le montrerons plus loin, ce niveau d'erreur est bien plus petit que le courant de fuite mesuré lors du vieillissement des échantillons.

III.4.3) Décalage dû à la durée de l'expérimentation.

Considérant que cette expérience dure plusieurs mois, le décalage temporel de l'appareillage de mesure doit être pris en compte. Pour un calibre de 100 mV et 90 jours de durée, la différence relative peut atteindre $0,0015 \%$. Ceci signifie que l'erreur de courant peut être aussi grande que 150 pA après 90 jours.

III.4.4) Rapport signal sur bruit

Chaque point de mesure est calculé par la méthode de la moyenne glissante de la façon suivante (1) :

$$I_n = \frac{\sum_{t=k-N+1}^k \text{Courant}(t)}{N} \quad (1)$$

Le rapport signal sur bruit est meilleur pour des grands intervalles de scrutation (environ 30s), ce qui donne dans ce cas une réjection du bruit de 140 dB .

III.5) Commentaires

Dans les paragraphes précédents, toutes les erreurs possibles sur la mesure des courants de fuite ont été présentées. Elles ne sont pas négligeables mais sont correctement identifiées. Dans le pire des cas l'ensemble des erreurs conduit à un écart de 730 pA . Cette valeur est du même ordre de grandeur que la plus petite mesure obtenue au bout de 15 minutes pour des échantillons testés à 500 V . A l'intérieur de cet écart, si l'on considère la part de l'erreur systématique de 315 pA , on peut estimer alors à 415 pA la part de l'erreur maximale affectée à l'incertitude vraie des mesures.

IV. RESULTATS

Nous présentons maintenant les résultats de mesure des courants de fuite mesurés lors de 3 campagnes d'expérimentation :

⇒ une expérimentation de vieillissement électrique longue (200.000 cycles jusqu'à présent et durée de l'expérimentation de plusieurs mois),

⇒ une expérimentation de vieillissement thermoélectrique de 100 heures avec arrêt de 14 heures toutes les 10 heures (système non-automatisé avec intervention de l'expérimentateur),

⇒ une expérimentation de vieillissement thermoélectrique de 100 heures complètement automatisée comprenant les contraintes décrites au paragraphe II 4.

IV.1) Expérimentation électrique

Un ensemble d'échantillons AlN NiCu (4 pièces) et AlN Cu (6 pièces) ont été testés à travers 200.000 cycles électriques de charge décharge.

IV.1.1) Mesures principales avant vieillissement

Les courbes typiques des deux familles d'échantillons sont présentées aux figures 20 et 21 ci-après. Ces relevés sont donc pris comme référence de départ pour chaque échantillon avant vieillissement.

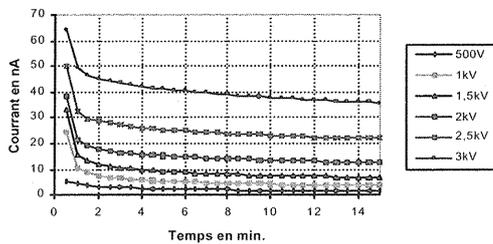


Figure 20 : famille de courbes $I_f=f(t)$ pour un AlN NiCu à 0 cycle de contrainte

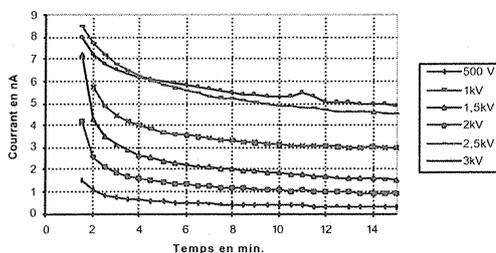


Figure 21 : famille de courbes $I_f=f(t)$ pour un AlN Cu à 0 cycle de contrainte

On peut tout de suite remarquer que les deux métallisations différentes génèrent des valeurs

absolues de courant transitoires de départ différentes. Pour les échantillons cuivre rainurés, le courant de fuite est toujours inférieur à celui mesuré sur les échantillons à surface cuivre nickel.

Le courant de fuite obtenu après 15 minutes et pour différentes tensions est représenté sur les figures 22 et 23.

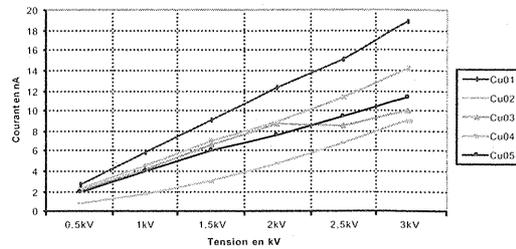


Figure 22 : $I_f=f(u)$ pour 5 échantillons AlN Cu à 25.000 cycles de contrainte

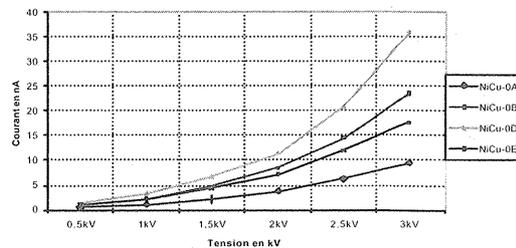


Figure 23 : $I_f=f(u)$ pour 4 échantillons AlN NiCu à 25.000 cycles de contrainte

On remarque des différences dans les niveaux en valeur absolue des courants de fuite entre les échantillons à surfaces extérieures cuivre nickel et les échantillons à surfaces extérieures cuivre. De plus la forme des courbes $I_f=f(u)$ est parabolique dans le cas des échantillons cuivre nickel elle est linéaire dans le cas des échantillons à surface en cuivre pur.

Le matériau céramique AlN étant identique pour tous les échantillons la différence déjà constatée avant vieillissement sur les formes de courbes $I_f=f(u)$ peut être due soit aux couches métalliques (cuivre nickel ou cuivre pur) soit aux interfaces métal céramique.

IV.1.2) Résultats après contraintes électriques

- Résultats pour les échantillons AlN NiCu.

On représente ci-après (figure 24) l'évolution du courant de fuite (les points représentés sont mesurés à 3 kV de façon à avoir un rapport signal/bruit de mesure maximale) jusqu'à 200.000 cycles.

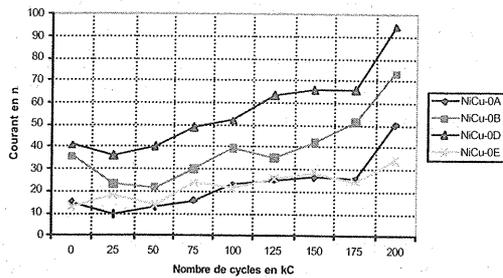


Figure 24 : $I_f = f(kC)$ pour les 4 échantillons AIN NiCu

On peut remarquer un minimum relatif obtenu entre 25.000 et 50.000 cycles suivi d'une augmentation légère mais constante. On peut observer aussi pour les dernières mesures à 200.000 cycles une pente plus raide. Il est certainement trop tôt encore pour pouvoir en sortir une loi de vieillissement quelconque mais la tendance à la remontée des valeurs est présente.

Celle-ci se confirme jusqu'à au moins 200.000 cycles électriques pour ce type d'échantillons.

Cependant nous n'avons pour l'instant aucun moyen pour détecter par avance une quelconque dégradation future du DBC. En effet tant que le premier phénomène de casse ou de délamination ne s'est pas produit provoquant une modification comportementale des variables courant de fuite ou valeur de la capacité on ne peut rien déduire de l'évolution lente (ou dérive lente) des variables précitées.

• Résultats pour les échantillons AIN Cu.

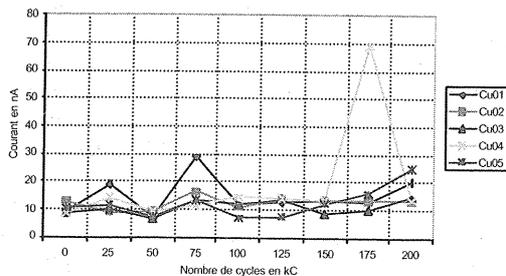


Figure 25 : $I_f = f(kC)$ pour les 5 échantillons AIN Cu

Pour les échantillons à surface en cuivre l'analyse est plus difficile car aucune tendance nette se dégage pour l'instant.

Des sursauts sont enregistrés à 25.000, 75.000 et 175.000 cycles pour différents échantillons. Nous pouvons mentionner ici que toutes les précautions ont été prises lors de la mesure concernant les phénomènes de relaxation dus aux contraintes électrostatiques.

IV.2) Expérimentation thermoélectrique n°1.

Les résultats de trois échantillons à surface en cuivre sont présentés dans cette expérimentation. Ces 3 échantillons ont subi une première étape de 106 heures de cyclage thermoélectrique et nous pouvons apprécier l'impact de ces contraintes sur la figure 26.

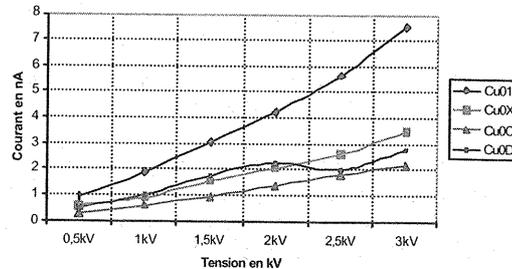


Figure 26 : représentation $I_f = f(u)$ pour les 3 échantillons à surfaces cuivre après contrainte thermoélectrique (106 heures de cyclage $-35^{\circ}C$ $+90^{\circ}C$ sous 1 kV)

Le quatrième échantillon Cu01 ayant subi l'expérience électrique seule est noté ici en comparaison.

Ce dernier a été mesuré après 138 heures soit 50.000 cycles électriques. Pour les 3 échantillons à surface en cuivre nous pouvons constater qu'il n'y a pas d'évolution notable sur la valeur du courant de fuite après 106 heures de cycles thermoélectriques.

On peut alors penser que les 106 heures de contraintes thermoélectriques ne sont pas suffisantes pour pouvoir en déduire un signe annonciateur d'une quelconque dégradation du DBC.

IV.3) Expérimentation thermoélectrique n°2

Afin de provoquer une réaction des substrats à la contrainte on décide de renouveler une expérience thermoélectrique disposant cette fois-ci de 5 échantillons à surface en cuivre avec une contrainte en tension de 2 kV.

En parallèle une expérience électrique est renouvelée sur 5 nouveaux échantillons contraints à 2 kV. Celle-ci est modifiée dans le sens de la simplification car la tension de contrainte est laissée fixe à 2 kV, il n'y a donc plus de créneaux en tension dans ce nouvel essai ceci par souci de simplification des paramètres. On pourra alors comparer les deux expériences de façon plus directe et ainsi apprécier la contribution de chaque paramètre thermique et électrique sur le vieillissement éventuel des substrats.

La durée des deux expériences est fixée à 100 heures.

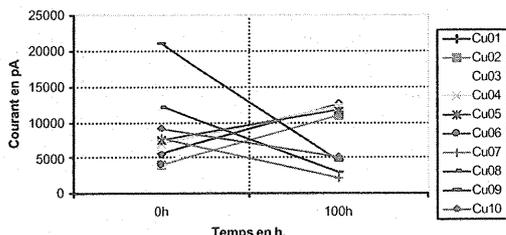


Figure 27 : évolution du courant de fuite après 100 heures de cycles électrique et thermoélectrique

Les échantillons notés Cu01 à Cu05 ont subi une contrainte électrique continue de 2 kV pendant 100 heures. Le reste des échantillons a subi une contrainte thermoélectrique de 2 kV et des variations de température de -35°C à $+130^{\circ}\text{C}$ pendant 100 heures également.

On peut donc constater immédiatement que les échantillons ayant subi la contrainte électrique ont vu leur courant de fuite augmenter au bout des 100 heures, alors que les échantillons sous contrainte thermoélectrique ont vu au contraire leur courant de fuite diminuer.

Dès lors, on peut distinguer deux groupes distincts de DBC par leur réaction vis à vis des contraintes électriques ou thermoélectriques.

En première conclusion, on peut annoncer que l'approche par l'indicateur macroscopique du courant de fuite semble indiquer un renforcement de la qualité électrique des DBC pour le groupe des échantillons Cu06 à Cu10 (diminution notable du courant de fuite).

Le groupe des échantillons Cu01 à Cu05 ayant subi les contraintes électriques seules semble subir une dégradation du point de vue électrique (augmentation du courant de fuite).

En deuxième conclusion nous essayons d'apporter une interprétation physique aux phénomènes constatés : ceux-ci sont de deux ordres :

- 1-le phénomène électrique directement lié aux contraintes électriques
- 2-le phénomène mécanique lié aux contraintes thermoélectriques.

A - Interprétation sur le phénomène électrique :

Le champ électrique de valeur 4,7 kV/mm est dirigé toujours du même sens pendant le vieillissement (vieillissement électrique monopolaire). Ce mode de vieillissement produit l'injection de porteurs de charges (ions positifs ou négatifs) au niveau des interfaces métal céramique des échantillons.

Le volume ainsi occupé par les porteurs de charges injectés dans la céramique abaisse l'épaisseur électriquement neutre de la céramique de départ. La résistivité du matériau AlN ainsi que sa surface (50 mm x 50 mm) ne variant pas, la résistance résultante diminue et donc le courant résultant mesuré augmente. C'est bien ce que l'on observe à

la fin de l'expérimentation électrique n°2 (tension constante de 2 kV) ainsi qu'à la fin de l'expérimentation électrique n°1 (champ électrique constant en niveau et en direction mais intermittent et de période 10 secondes).

B - Interprétation sur le phénomène mécanique :

Le mode de vieillissement thermoélectrique produit à la fois l'injection des porteurs de charges due à la composante électrique continue de 2 kV de l'expérimentation mais aussi un arrachement mécanique des surfaces métalliques dû aux contraintes thermiques imposées aux échantillons ; les coefficients de dilatation entre la céramique AlN et le métal cuivre étant très différents.

Tout porte à penser que l'effet de la délamination mécanique prend le pas sur l'effet produit par l'injection des porteurs de charges.

Deuxièmement la surface des échantillons est maintenant plus petite (effet observé par l'observation de certaines délaminations obtenues lors d'une expérimentation thermoélectrique annexe n°3), la résistance résultante augmente donc et les courants de fuite relevés diminuent à leur tour (observations confirmées par les échantillons Cu07 à Cu10 dans l'expérience n°2 et par les 3 premiers échantillons de l'expérience thermoélectrique n°1) dans le seul cas où l'effet thermique est prépondérant par rapport à l'effet électrique.

VII. CONCLUSION

Nous avons tenté jusqu'à présent d'évaluer le vieillissement des DBC par l'utilisation de l'indicateur macroscopique représenté par le courant de fuite complété par des mesures de capacité.

La première expérimentation a consisté à effectuer 200.000 cycles électriques sur deux familles d'échantillons - 10 pièces - et 106 heures de contraintes thermoélectriques sur 3 échantillons AlN-Cu.

La deuxième expérimentation a consisté à comparer le comportement de 5 échantillons à surface cuivre vieillis électriquement (tension constante de 2 kV) à 5 échantillons à surface cuivre vieillis thermo-électriquement (2 kV et 100 heures de contraintes thermoélectriques).

Les échantillons céramiques recouverts de nickel cuivre ont un comportement de vieillissement par "dérive lente du courant de fuite". Les échantillons céramiques recouverts de cuivre ont un mode de vieillissement qui n'est pas encore clairement mis en évidence par la mesure du courant de fuite bien qu'une explication soit proposée pour expliquer les deux types de phénomènes rencontrés.

Cependant les techniques de mesure ainsi que toutes les possibilités d'erreur ont été présentées et quantifiées.

On se rend alors compte que les variations comportementales des échantillons, quand elles existent, sont bien accessibles par la lecture et l'analyse des courants de fuite pour peu que ceux-ci soient relevés avec toutes les précautions d'usage.

Concernant maintenant le vieillissement propre des DBC, les mesures effectuées nous montrent que la nature de la métallisation utilisée (cuivre seul ou nickel cuivre) et le type d'accrochage métal-céramique utilisé déterminent grandement le comportement des DBC vis à vis des contraintes électriques et thermoélectriques c'est à dire vis à vis de leur résistance au vieillissement.

REMERCIEMENTS

Les auteurs tiennent à remercier M. Robert PERRET professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble et chef de l'équipe Electronique de Puissance au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) qui a été l'initiateur et le guide de ce projet, M. Jean Christophe CREBIER chargé de recherche CNRS au LEG pour l'aide précieuse et les éclaircissements scientifiques apportés lors de la mise en place des expérimentations et M. Thierry LEBEY directeur de recherche CNRS du Laboratoire de Génie Electrique de Toulouse pour l'aide théorique en électrostatique et électrocinétique apportée à cette étude.

Ce projet s'est inscrit dans le cadre du Groupement de Recherche n°2084 sur l'intégration des systèmes de puissance.

REFERENCES

- [1] G. Mitic, G. Lefranc "Localisation of electrical-insulation-and partial-discharge failures of IGBT modules" 1999 IEEE p.1453-1458
- [2] T. Ruemenapp, D. Peier "Investigation of the ageing performance of AlN-ceramic used in high-power-semiconductors" Dielectric Materials, Measurements and Applications. Conference Publication N° 473, IEE2000
- [3] Y. Segui "Diélectriques. Courants de conduction" Techniques de l'ingénieur, volume D3 Matériaux pour l'électrotechnique. Article D2301, May 2000
- [4] Guo-Quan Lu, S. Haque, K. Xing, C. Suchicital, D. Nelson, D. Borojevic, and F.C. Lee "Development of a Stacked-Plate Technique for 3-D Packaging of Power Electronics Modules" 1998 IEEE p.9-14
- [5] J.C. Nipko and C.-K. Loong "Phonon Excitations and Related Thermal Properties of Aluminium Nitride" Phys. Rev. B57(17) 10550-10554 1998
- [6] Don Morozowich "A Novel Approach to High Current Hermetic Packaging" APEC 1998
- [7] G.Mitic, T.Licht, G.Lefranc "IGBT Module Technology with High Partial Discharge Resistance" Industry Application Conference IAS 2001 Chicago USA.
- [8] S.Catellani, J.C. Crébier, C.Schaeffer, T. Marsala. "Thermal and Electrical Ageing of DBC substrates" Power Electronic Specialists Conference, PESC 2001 Vancouver BC Canada.

MODELISATION ELECTRIQUE DU CIRCUIT DE VOIE, ELEMENT DU SYSTEME DE TRANSMISSION VOIE-MACHINE DES TGV.

Françoise FESSANT¹, Patrice AKNIN¹, François VILETTE², Marc ANTONI³

¹ INRETS-LTN, 2 avenue Général Malleret Joinville, 94 114 ARCUEIL, fessant@inrets.fr

² SNCF, IPM MR3, 17 rue d'Amsterdam, 75 008 PARIS

³ SNCF, ASTI Paris Est, 23 rue d'Alsace, 75 475 PARIS

Résumé : Le système de transmission voie-machine (TVM) permet de transmettre au train, en continu, toutes les informations nécessaires à son mouvement et de contrôler en permanence sa vitesse. Le support de la TVM est le circuit de voie (CdV) dont les composants posés à la voie sont susceptibles de se détériorer et d'influer sur le fonctionnement du système de transmission. Cet article décrit le modèle électrique du CdV qui a été développé dans le but d'analyser ses éventuels dysfonctionnements et de se doter d'un outil d'aide au diagnostic.

1 Introduction

Sur le réseau ferré français, les lignes à grandes vitesses sont toutes équipées d'un système assurant une transmission continue d'informations vers les mobiles, qui se substitue à la signalisation latérale traditionnelle. Le conducteur du train possède ainsi en cabine les informations qui lui permettent de régler la vitesse de la circulation en fonction des caractéristiques de la ligne et du trafic. De plus, la vitesse du train est surveillée de façon permanente et un freinage d'urgence peut être déclenché automatiquement en cas de dépassement de la vitesse de consigne transmise.

Les informations transitent entre le sol et le train grâce à des bobines, placées en tête de rame devant les essieux, destinées à mesurer les champs électromagnétiques rayonnés par les rails. Par l'intermédiaire de ces champs, les consignes de vitesse codées sur le signal modulant sont transmises et captées par les mobiles. Ces champs sont générés par la présence de courants modulés en fréquence et injectés dans les rails par des émetteurs. Ces émetteurs sont répartis en voie en fonction d'une subdivision de la ligne en intervalles fixes appelés cantons. A chaque canton correspond un CdV essentiellement constitué :

- d'un émetteur raccordé à une extrémité qui délivre un signal électrique modulé en fréquence ;
- d'une partie de la voie utilisée comme ligne de transmission ;
- d'un récepteur placé à l'autre extrémité de cette partie de voie.

Le CdV est un système complexe dans lequel intervient un nombre important de sous-systèmes. L'INRETS, en partenariat avec la SNCF, pour le compte de RFF, a

développé une modélisation du système complet afin de disposer d'un outil de simulation permettant de mieux appréhender le fonctionnement d'un CdV en mode dégradé. Cet article détaille le modèle électrique du CdV et illustre son utilisation à des fins d'aide au diagnostic.

2 Transmission continue d'informations

Dans le cadre de cet article nous nous intéressons à la dernière génération des systèmes TVM : la TVM 430 qui équipe les lignes à grande vitesse les plus récentes telles que la ligne TGV Nord, la ligne transmanche et la ligne TGV Méditerranée [1]. Le système TVM 430, qui se décompose en deux sous-systèmes sol et embarqué, gère de très nombreuses informations : les messages transmis en continu sont codés sur 27 bits.

2.1 Equipement embarqué

Le train capte le signal présent dans les rails par des bobines situées sous le bouclier d'absorption des chocs, à environ 2 m du premier essieu, au niveau de chaque file de rail et à 30 cm du plan de roulement (figure 1).

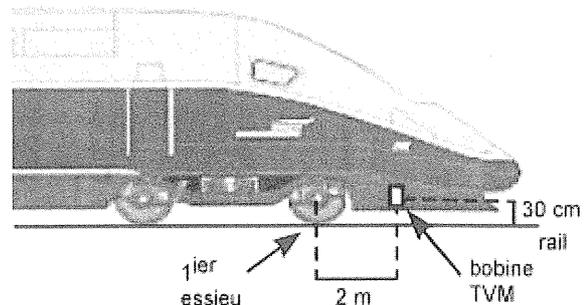


Figure 1 : position des capteurs TVM

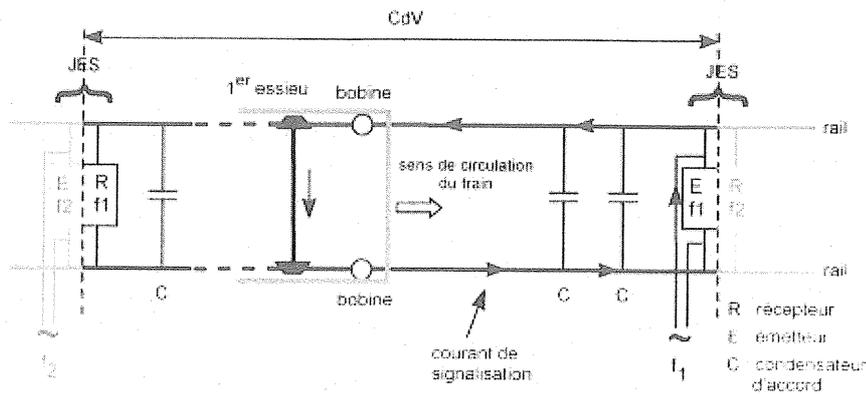


Figure 2 : représentation schématique d'un CdV

Les courants de signalisation circulent en sens opposé dans chaque file de rail (figure 2) et les bobines effectuent une mesure différentielle du champ émis, proportionnel au courant. Ce courant est appelé courant de court circuit (I_{cc}) du fait de l'impédance électrique très faible que représente le premier essieu de la rame sur le CdV. Les bobines transmettent le signal capté à un processeur digital qui filtre et décode les informations en provenance du sol. Une fois décodé, le signal prend la forme d'un message de plusieurs mots accolés tels que la vitesse, la longueur du canton, la déclivité, le type du réseau, etc. Grâce à l'ensemble de ces informations un ordinateur de bord est capable de générer et de mettre à jour un profil idéal de la vitesse à adopter qui s'affiche en cabine. Si le conducteur dépasse cette vitesse autorisée, le train est pris en charge automatiquement [2].

2.2 Equipement au sol

Les équipements TVM au sol sont centralisés dans des centres d'appareillages intermédiaires (CAI) répartis sur la ligne environ tous les 14 km. Le CAI acquiert de multiples informations provenant de capteurs (présence d'autres trains, chute de véhicule, vents traversiers violents, secousses sismiques, etc.), des postes d'aiguillage et de régulation, ou d'autres postes TVM adjacents et calcule le message à adresser au train. Les informations sont injectées dans le CdV en un point toujours situé en aval de la circulation, de façon à ce que les bobines, placées en avant du premier essieu, puissent lire le signal en progressant vers l'émetteur. Par ailleurs, les éléments constitutifs du CdV ont un fonctionnement réversible permettant au train de circuler dans les deux sens sur la voie, après basculement d'un dispositif orienteur permutant émetteur et récepteur.

3 Principe de fonctionnement d'un CdV

3.1 Fréquence de fonctionnement

Pour que les informations transmises au mobile soient spécifiques à chaque canton, les fréquences des porteuses utilisées sont différentes sur deux CdV consécutifs d'une même voie ou de deux voies

adjacentes. Deux CdV successifs sont séparés par un joint électrique de séparation (JES) qui se comporte vis à vis de chaque CdV encadrant comme un circuit accordé de façon à éviter la propagation du signal émis par un CdV vers le CdV voisin.

Les fréquences de fonctionnement des CdV se situent dans une bande basse fréquence de 1 à 3 kHz. 2 fréquences sont utilisées en alternance sur une voie (f_1 et f_2), 2 autres en alternance sur l'autre voie (f_3 et f_4). Sur une ligne ferroviaire (2 voies), 4 fréquences différentes sont donc nécessaires et $f_1 < f_3 < f_2 < f_4$.

L'alternance des fréquences entre les CdV successifs évite au récepteur d'un CdV d'être influencé par l'émetteur du CdV contigu (phénomène d'interférence longitudinale). De la même manière l'utilisation de fréquences différentes pour les CdV mitoyens de chaque voie évite le phénomène de diaphonie transversale induit par le couplage magnétique entre voies parallèles.

3.2 Fonctionnement d'un JES

Le JES qui sépare deux CdV successifs est constitué de différents éléments électriques (association de selfs et de capacités) et a comme fonction essentielle de recevoir les informations situées à la fréquence du CdV et de bloquer celles situées aux trois autres fréquences. Le JES est formé de 2 branches parallèles qui réagissent différemment aux différentes fréquences des CdV. A la fréquence du CdV, l'accord est réalisé par une des branches qui se comporte comme une capacité. L'autre branche se comporte comme une impédance très faible aux autres fréquences. Le JES a comme autre fonction de présenter vis à vis de chaque fréquence une impédance terminale suffisante (de l'ordre de 2Ω) pour permettre l'émission ou la réception, dans de bonnes conditions, du signal du CdV et des informations qu'il supporte. La figure 3 illustre le comportement électrique d'un JES accordé à la fréquence f_2 .

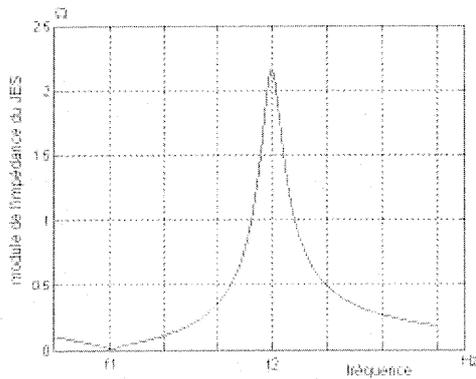


Figure 3 : variation du module de l'impédance d'un JES, accordé à la fréquence f_2 , en fonction de la fréquence.

De tels joints électriques évitent la réalisation de joints mécaniques et donc l'introduction de discontinuités mécaniques dans les rails, ce qui pourrait constituer une source de fragilité sur les lignes à grande vitesse.

3.3 Compensation de l'affaiblissement de la voie

Le signal électrique émis dans la voie subit une atténuation répartie entre l'émetteur et le récepteur du fait de la nature globalement selfique de la voie. Pour compenser cet effet et améliorer la transmission, des condensateurs de compensation de capacité égale à $22 \mu\text{F}$ sont placés entre les rails à des intervalles réguliers. Le nombre de points de compensation dépend de la fréquence du CdV et de sa longueur.

4 Modèle électrique du CdV

Le courant I_{cc} est directement proportionnel au champ rayonné et donc au flux prélevé par les bobines. Or, le défaut principal qui peut apparaître est un niveau trop faible de la tension induite aux bornes des bobines interdisant de fait, la transmission des consignes de vitesse au train. Il convient donc de modéliser le comportement électrique du CdV afin de simuler l'évolution du courant I_{cc} aux fréquences de transmission quand le train progresse du récepteur vers l'émetteur.

Pour cela nous considérons un CdV isolé, constitué par le JES à l'émission, une portion de voie compensée à l'aide de condensateurs de compensation placés régulièrement, le JES à la réception (le CdV isolé considéré est représenté schématiquement figure 2) [3]. Le modèle que nous allons présenter n'intègre pas l'environnement immédiat du CdV tel que le sol, la voie parallèle, les divers appareils raccordés à la voie ou encore les caténaires (bien que de tels modèles existent [3]).

4.1 Description générale du modèle

Le modèle électrique du CdV a été mis au point en se basant sur la théorie des lignes homogènes et des quadripôles [4], [5]. En effet, la voie ferrée peut être considérée comme une ligne à constantes réparties et le

CdV comme étant formé d'une succession de quadripôles linéaires, passifs et symétriques, alternance de quadripôles équivalents à des portions de voie et de quadripôles représentant les différents éléments ponctuels placés à la voie (condensateurs de compensation, éléments des JES, câbles).

A l'aide de la théorie des lignes et de simples équations matricielles, le modèle électrique permet de calculer le courant en chaque point du CdV, pour chaque position du train. Les entrées du modèle sont la fréquence d'émission du CdV, sa longueur L , les paramètres électriques du rail et ceux des éléments de compensation et des JES.

4.2 Formalisme adopté

Un quadripôle élémentaire Q est schématisé figure 4 et sa matrice de transfert $[Q]$ vérifie l'équation :

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Q] \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \text{ avec } [Q] = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix}$$

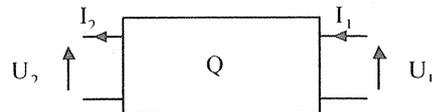


Figure 4 : quadripôle élémentaire

4.3 Voie non compensée

La voie non compensée est considérée comme une ligne à constantes réparties d'impédance caractéristique Z_C et de constante de propagation θ qui s'expriment en fonction des constantes linéiques de la ligne [4] :

$$Z_C = \sqrt{\frac{r + j2\pi f l}{g + j2\pi f c}} \text{ et } \theta = \sqrt{(r + j2\pi f l) \cdot (g + j2\pi f c)}$$

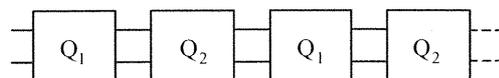
avec f la fréquence du CdV, r la résistance longitudinale, l l'inductance longitudinale, g la conductance transversale, c la capacité transversale.

La voie de longueur L est équivalente au quadripôle de matrice de transfert Q_{NC} :

$$[Q_{NC}] = \begin{bmatrix} \text{ch}(\theta L) & -Z_C \text{sh}(\theta L) \\ -\frac{1}{Z_C} \text{sh}(\theta L) & \text{ch}(\theta L) \end{bmatrix}$$

4.4 Voie compensée

La voie compensée est réalisée par l'association en série de quadripôles Q_1 équivalents à des portions de ligne de longueur l et de quadripôles Q_2 équivalents aux condensateurs de compensation (figure 5).



ligne condensateur

Figure 5 : schéma équivalent d'une voie compensée

Le quadripôle global Q_C équivalent à la voie compensée de longueur L associe N cellules du type

Q_1, Q_2 . La matrice de transfert du quadripôle équivalent à la voie compensée Q_C se calcule ainsi :

$$[Q_C] = [Q_1 \cdot Q_2] \text{ où}$$

$$[Q_1] = \begin{bmatrix} \text{ch}(\theta L) & -Z_c \text{sh}(\theta L) \\ -\frac{1}{Z_c} \text{sh}(\theta L) & \text{ch}(\theta L) \end{bmatrix} \text{ et } [Q_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{j2\pi f C} & 1 \end{bmatrix}$$

avec f la fréquence du CdV et $C = 22 \mu\text{F}$.

4.5 Calcul du courant de court circuit

On considère le CdV de longueur L , sur lequel circule un train, comme étant formé de deux quadripôles en cascade P et Q de matrices de transfert $[P]$ et $[Q]$, où P est le quadripôle équivalent aux éléments à la voie avant l'essieu (portion de voie de longueur $L-x$) et Q le quadripôle équivalent aux éléments à la voie après l'essieu (portion de voie de longueur x). Le circuit d'émission est représenté par un générateur de Thévenin équivalent (E, Z) . Le court circuit réalisé par l'essieu est matérialisé par une faible résistance R_s , de matrice de transfert $[S]$ à l'abscisse x . Le circuit est fermé sur le JES récepteur d'impédance Z_{JES} (figure 6).

Les valeurs des paramètres des éléments constitutifs du CdV ont été mesurées expérimentalement par la SNCF. Tous ces paramètres ont été supposés constants quelle que soit l'amplitude des signaux, mais variables avec la fréquence de fonctionnement du CdV.

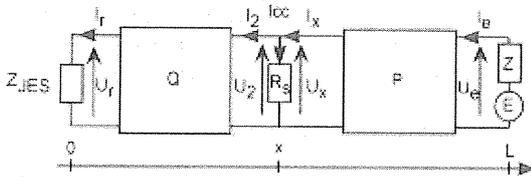


Figure 6 : schéma électrique équivalent du CdV de longueur L

Le train circulant du récepteur vers l'émetteur, l'axe des abscisses est orienté en conséquence.

Pour calculer le courant I_{cc} dans la résistance R_s , on établit tout d'abord l'expression de l'impédance ramenée aux bornes de l'essieu :

$$Z_1 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{Z_{JES} Q_{22} - Q_{12}}{Q_{11} - Z_{JES} Q_{21}}$$

U_2 et I_2 tension et courant en amont de l'essieu.

A l'aide des deux relations matricielles :

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} U_x \\ I_x \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [S][P] \begin{bmatrix} U_c \\ I_c \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } [S] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{R_s} & 1 \end{bmatrix},$$

U_x et I_x courant et tension en aval de l'essieu.

On établit finalement l'expression du courant de court-circuit dans l'essieu :

$$I_{cc} = \frac{U_x}{R_s} = U_c \frac{Z_1}{Z_1 (R_s P_{22} - P_{12}) - R_s P_{12}}$$

Pour la voie non compensée, le courant I_{cc} s'écrit directement en fonction des caractéristiques de la ligne :

$$I_{cc} = U_c \frac{Z_1}{Z_c (Z_1 + R_s) \text{sh}(\theta(L-x)) + Z_1 R_s \text{ch}(\theta(L-x))}$$

$$\text{avec } Z_1 = Z_c \frac{Z_{JES} \text{ch}(\theta x) + Z_c \text{sh}(\theta x)}{Z_c \text{ch}(\theta x) + Z_{JES} \text{sh}(\theta x)}$$

4.6 Exemple de simulation

La figure 7 compare le courant I_{cc} simulé pour une voie compensée et pour une voie non compensée.

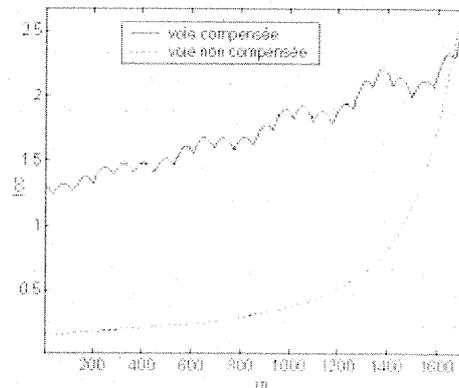


Figure 7 : comparaison du courant I_{cc} simulé pour une voie compensée et pour une voie non compensée. CdV à la fréquence f_2 , de longueur $L=1700$ m.

Les condensateurs d'accord sont utilisés pour « relever » l'amplitude du courant I_{cc} entre l'émetteur et le récepteur et se traduisent par l'apparition d'arches sur le courant (forme de chaînette inversée) de période égale au pas de compensation.

Le fonctionnement du CdV est adapté pour une impédance terminale égale à l'impédance caractéristique de la ligne ($Z_{JES} = Z_c$) [5]. La figure 8 illustre l'influence de la désadaptation sur le courant I_{cc} dans le cas d'une voie compensée.

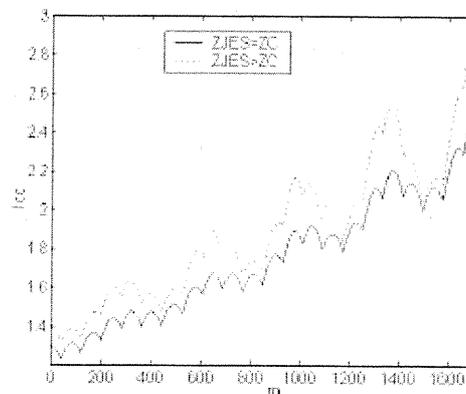


Figure 8 : influence de la désadaptation du CdV sur le courant I_{cc} , CdV à la fréquence f_2 , $L=1700$ m.

Une désadaptation du CdV se traduit par l'apparition sur le courant I_{cc} d'une oscillation de période λ fonction de Z_C et θ due à l'onde réfléchiée sur le JES [5]. Dans le cas de la voie ferroviaire modélisée $\lambda \approx 400$ m.

En toute rigueur le courant qui sera effectivement calculé par la suite sera le courant observé à 2 m du premier essieu et non le courant qui passe directement dans l'essieu, ceci pour prendre en compte la position exacte des capteurs de courant.

5 Validation du modèle

5.1 Acquisition et description des relevés I_{cc}

Les lignes équipées de CdV sont régulièrement inspectées par un véhicule de maintenance dans le but de détecter les variations de caractéristiques de certains constituants. Les vérifications effectuées comprennent notamment la présence et l'état des éléments de compensation, la mesure de l'interférence longitudinale et de la diaphonie transversale, la mesure du courant de court-circuit. Deux types de capteurs équipent le véhicule :

- des capteurs TVM identiques à ceux utilisés en exploitation commerciale et placés en amont du premier essieu du véhicule à partir desquels la voiture de mesure relève le courant I_{cc} circulant dans les rails. Une image de l'amplitude de la porteuse est ainsi obtenue. La forme de ce tracé sert à diagnostiquer une éventuelle dérive de l'un des constituants du CdV ;
- des boucles inductives placées sous caisse qui résonnent à la présence des condensateurs d'accord et renseignent sur la présence et l'état de ces condensateurs.

Un relevé d'inspection se présente sous la forme d'un fichier d'enregistrements correspondant au parcours d'une ligne équivalant à l'inspection de quelques centaines de CdV en moyenne. Un enregistrement est composé principalement de 4 variables : les amplitudes des porteuses des courants I_{cc} aux 4 fréquences des CdV relevées en amont du premier essieu. Les valeurs sont relevées en fonction de la distance parcourue, indépendamment de la vitesse de circulation. Avec le système d'enregistrement actuel, la période d'échantillonnage spatial est de 6 cm.

La figure 9 présente l'enregistrement d'un CdV type de fréquence f_2 et de longueur $L=1700$ m. On représente également de part et d'autre sur quelques mètres, les signaux des CdV encadrants qui fonctionnent à la fréquence f_1 . Seuls sont représentés les signaux correspondant aux fréquences de la voie circulée (f_1 et f_2). La présence des condensateurs d'accord et des éléments capacitifs des JES est figurée par une elongation fixe.

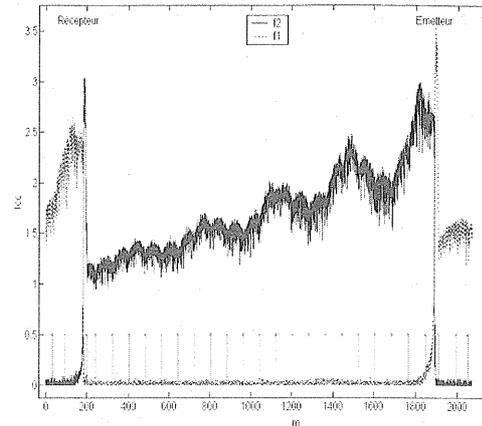


Figure 9 : courant I_{cc} pour un CdV de fréquence f_2 et de longueur 1700 m.

On notera les points suivants :

- l'amplitude du courant I_{cc} est essentiellement fonction de la position du mobile sur le CdV et de la distance par rapport au circuit d'émission. Le franchissement par le train du JES à la réception du CdV se traduit par l'apparition d'un pic de surintensité ;
- la présence d'un condensateur d'accord coïncide avec des minimums locaux sur le courant I_{cc} ;
- la périodicité spatiale ($\lambda \approx 400$ m) qui est observée sur le courant I_{cc} est provoquée par un désaccord du CdV. L'amplitude de l'oscillation est d'autant plus importante que le CdV est désaccordé.

5.2 Comparaison I_{cc} simulé - I_{cc} réel

Le modèle a été validé par comparaison avec les relevés I_{cc} fournis par la SNCF. La figure 10 compare les courants I_{cc} réel et simulé pour le CdV décrit figure 9 (f_2 , $L=1700$ m). On représente la portion de CdV comprise entre l'émetteur et le récepteur.

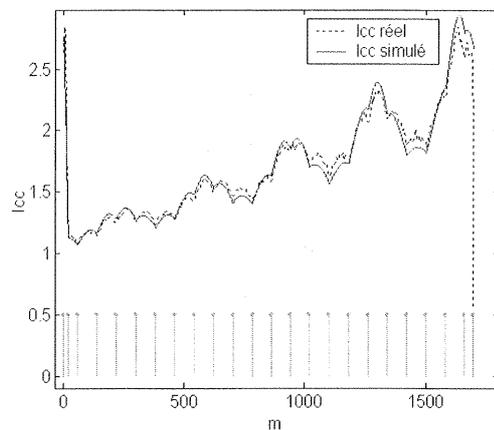


Figure 10 : comparaison entre le courant I_{cc} réel et filtré et le courant I_{cc} simulé, pour un CdV de fréquence f_2 , de longueur $L = 1700$ m.

La figure 9 présente un courant I_{cc} expérimental relativement bruité comparé aux simulations de la figure 10. Ceci est dû à un défaut du démodulateur en fréquence qui introduit une modulation d'amplitude sur le signal I_{cc} . Pour faciliter la comparaison entre les simulations et les relevés expérimentaux, un filtrage passe bas a été mis en oeuvre afin d'éliminer la modulation (figure 10).

La comparaison des courants I_{cc} réel et simulé montre la validité du modèle électrique du CdV. On constate une coïncidence de formes et de valeurs entre les signaux.

5.3 Fonctionnement en régime dégradé

Le modèle électrique décrit précédemment nous permet de mieux appréhender le comportement du CdV entier en régime dégradé. En effet, chaque paramètre du modèle peut être modifié de manière à apprécier son influence sur le fonctionnement du CdV. Par exemple, la figure 11 simule le courant I_{cc} pour un CdV de fréquence f_2 et de longueur 1700m dans le cas du débranchement d'un condensateur de compensation. On présente également le courant I_{cc} tel qu'il devrait apparaître en l'absence de défaut. Les positions des condensateurs de compensation et des éléments capacitifs des JES sont représentés par une elongation fixe. Le courant I_{cc} simulé couvre toute l'étendue du CdV de l'émetteur au récepteur, ainsi qu'une partie du CdV contigu côté réception.

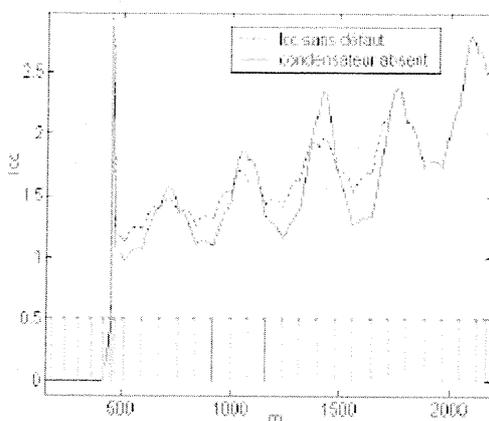


Figure 11 : simulation d'un défaut de compensation : absence du condensateur n°6

Un condensateur de compensation absent se traduit par une modification de la forme du courant I_{cc} .

Ce paragraphe illustre l'un des intérêts de disposer d'un modèle électrique du CdV. Il permet notamment de se construire une expertise fine du comportement du CdV en régime dégradé.

6 Diagnostic des CdV

6.1 Problématique du diagnostic

Les nombreux éléments électriques posés à la voie sont susceptibles de se dégrader et d'influer sur le fonctionnement du CdV. Un dysfonctionnement se traduit généralement par une modification de la forme du courant I_{cc} et/ou du signal de présence des condensateurs de compensation. Une liste des classes de défauts détectables a été établie à l'aide de la connaissance experte des personnels de la SNCF. Deux catégories principales de défauts ont été identifiées : les défauts de condensateurs de compensation et les défauts de JES. On notera que deux types de défauts affectent principalement les éléments capacitifs : l'apparition d'une résistance série symptôme d'un mauvais branchement ou l'apparition d'une résistance parallèle symptôme du vieillissement (angle de perte).

Le diagnostic des CdV consiste, à partir de l'observation des enregistrements effectués par la voiture de maintenance, à détecter les CdV défectueux, à affecter un défaut à une classe prédéfinie, à évaluer la gravité du défaut, ainsi qu'à le localiser sur la ligne. L'analyse d'un CdV s'effectue quand celui-ci a été entièrement franchi par le véhicule de mesure.

En pratique, lors des tournées d'inspection, l'analyse des relevés est effectuée visuellement et le taux de CdV défectueux détectés est de l'ordre de 2 à 3%. La majorité des défauts repérés provient des condensateurs de compensation. Le peu de défauts réels disponibles rend difficile la mise au point d'une méthode de diagnostic à partir des seules données réelles. Pour pallier à ce manque de données, le modèle électrique du CdV va être utilisé pour la constitution d'une base statistique de défauts étiquetés couvrant l'ensemble des cas de défauts.

6.2 Méthodes de diagnostic

La méthode actuelle de diagnostic des CdV est basée sur la définition de seuils hauts et bas de couplage maximal et minimal dont le dépassement conduit au déclenchement d'opérations de maintenance. Cette méthode ne permet pas de prédire les dysfonctionnements à venir, mais ne fait que constater la présence de défauts importants par la génération d'alarmes tout ou rien.

Dans le cadre d'un diagnostic automatique plus fin, plusieurs approches sont envisageables :

- une approche « boîte noire » ou modélisation externe qui consiste à analyser directement chacune des signatures des relevés réels (ou les signaux simulés) par des techniques statistiques et/ou par l'utilisation de connaissances a priori. Il s'agit alors de représenter le courant I_{cc} par un jeu de paramètres caractéristiques (coefficients d'ondelette, paramètres autorégressifs, paramètres des enveloppes inférieures et supérieures),

indépendamment du modèle physique du CdV, qui seront ensuite utilisés pour la mise au point d'un classifieur statistique [6],[7].

- une approche modélisation interne basée directement sur le modèle électrique du CdV qui consiste à optimiser les paramètres du modèle de manière à minimiser l'écart entre un courant I_{cc} mesuré et le courant I_{cc} simulé. On peut ainsi identifier les paramètres s'éloignant d'un comportement de référence [8].

Ces deux types de méthodes sont actuellement en cours d'évaluation à l'INRETS.

7 Conclusion

Cet article a présenté un modèle électrique du CdV entrant dans le système de TVM des TGV. L'intérêt d'un tel modèle est essentiellement de mieux appréhender le comportement d'un CdV entier qui reste un système complexe avec un nombre de paramètres de réglage très important. La disponibilité d'un tel outil permet, d'une part, une connaissance améliorée du fonctionnement du système, d'autre part la génération possible d'une base de défauts simulés palliant ainsi au manque de données réelles.

Références

- [1] G. Pascault : La transmission voie machine, Revue Générale des Chemins de Fer, pp 33-40, février 1994
- [2] M. Vuillamie : L'évolution du contrôle commande des lignes à grande vitesse de la SNCF, Revue Générale des Chemins de Fer, pp 5-12, mai 1995
- [3] M. Antoni : Optimisation et modélisation des circuits de voie pour le TGV Nord. Mémoire d'ingénieur CNAM, 1991
- [4] F. Milsant : Cours d'électronique, circuits à régime variable, T1, Eyrolles, Collection: ingénieurs EEA, 1988
- [5] R. Bonnefille : Réseaux électriques linéaires à constantes réparties, vol. D4 , (69-70), Techniques de l'ingénieur
- [6] L. Oukhellou, P. Aknin : Optimisation de l'espace de représentation des données dans un problème de classification par réseaux de neurones, JESA, 1998
- [7] B. Dubuisson : Diagnostic et reconnaissance des formes, Hermes, Traité des nouvelles technologies, série diagnostic et maintenance, 1990
- [8] G. Zwingelstein : Diagnostic des défaillances, théorie et pratique pour les systèmes industriels, Hermes, Traité des nouvelles technologies, série diagnostic et maintenance, 1995.

SUR LA DETECTION D'UN DEFAUT AU ROTOR DES MOTEURS ASYNCHRONES.

Gaëtan DIDIER

GREEN-UHP

Faculté des Sciences, BP 239

54 506 Vandœuvre-Lès-Nancy, CEDEX

mél : Gaetan.Didier@green.uhp-nancy.fr

Hubert RAZIK

GREEN-UHP

Faculté des Sciences, BP 239

54 506 Vandœuvre-Lès-Nancy, CEDEX

mél : Hubert.Razik@green.uhp-nancy.fr

Résumé : Bien que la machine asynchrone soit réputée par ses qualités de robustesses et de faible coût de construction, il arrive néanmoins que celle-ci présente une panne électrique ou mécanique. Pour cela, nous développerons dans ce document une technique maintenant répandue qu'est l'«analyse de la signature du courant du moteur» en vue de la détection d'une panne électrique ou mécanique. Nous mettrons l'accent sur la détection d'un défaut au rotor, rupture partielle ou non d'une barre de la cage d'écurieuil ou d'une portion d'anneau, par l'analyse spectrale du courant absorbé au réseau électrique.

I. INTRODUCTION.

Commençons par quelques extraits typiques de conversations :

« La machine asynchrone est la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération, la moins coûteuse à la fabrication ... »

« Elle est la machine de l'avenir ... »

Ces propos sont classiquement tenus lors de réunions entre collègues, et amplement répandus dans notre communauté électrotechnicienne. Cependant, il n'est pas exclu qu'il puisse y apparaître des défauts tant au niveau du stator que du rotor. Le diagnostic et la détection de défauts mobilisent à ce jour beaucoup de chercheurs dans ce domaine, engendrant au niveau national la mise en place de groupes de travail sur la modélisation et le diagnostic [1][2].

Les défauts typiques des machines asynchrones, de fortes puissances, sont :

- un défaut au niveau du rotor qui serait une rupture totale ou partielle d'une barre au niveau de l'anneau de la cage d'écurieuil, une rupture d'une portion d'anneau ;
- un défaut de contact balai - bague dans le cas d'un rotor bobiné ;
- un défaut d'alignement prononcé par une irrégularité de l'entrefer qui induirait des frottements, donc des préjudices sur le bobinage du stator ;
- un défaut d'isolation électrique au niveau du bobinage du stator suite à un vieillissement prématuré dû au milieu de fonctionnement hostile ou non et à la façon dont est alimenté le moteur ;
- une dégradation par usure prématurée ou non des roulements à billes.

Durant maintenant plus d'une vingtaine d'années, des études et des recherches ont été menées sur la façon dont on pourrait détecter une panne, une défaillance et d'y comprendre la relation cause à effet. Ainsi, on pourrait améliorer la fiabilité du moteur asynchrone, donc augmenter sa durée de vie. Il nous faut rappeler que le moteur asynchrone de forte de puissance est utilisé dans des applications telles que le pompage (de l'eau par exemple) et dans les systèmes d'entraînement à fort couple. Une application spécifique, entraînement d'un compresseur, impliquant de fort désagrément en cas de panne est la climatisation (salles d'ordinateurs, rayons alimentaires, magasins, palais, etc.). Par conséquent, il est recommandé de détecter de façon précoce une défaillance afin d'y remédier dans des délais les plus brefs pour minimiser les effets induits (rupture d'une chaîne de production, pertes de produits, etc.).

L'objet de cet article est la défaillance du moteur asynchrone au niveau du rotor. Pour un moteur doté d'une cage d'écurieuil, le défaut correspond à une rupture totale ou partielle d'une barre ou d'une portion d'anneau [3][4][5][6]. Néanmoins, sachant que tous systèmes polyphasés peuvent se ramener à un système triphasé par une transformation généralisée [7], ce défaut se traduit par l'augmentation de la résistance d'une des phases du rotor. C'est ce type de défaut que nous analyserons dans l'étude qui suit. Dans un premier temps nous développerons le modèle de la machine asynchrone triphasée à rotor bobiné utilisée, support de cette étude. Puis nous décrirons une méthode permettant de détecter un tel défaut au niveau du rotor. Ensuite nous rappellerons la manière de simuler un système (Runge - Kutta) ainsi que le choix du pas de simulation. Des résultats seront représentés en cas de défaillance ou non. Puis, un développement sur l'analyse du spectre du courant statorique du moteur asynchrone sera fait. Nous comparerons les effets induits par l'utilisation de fenêtre de pondération sur le

spectre du courant. Enfin, nous terminerons par une conclusion.

**II. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE
TRIPHASEE A ROTOR BOBINE.**

Pour la modélisation de la machine asynchrone triphasée à rotor bobiné, les hypothèses couramment posées sont :

- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- les résistances des enroulements sont constantes et il n'y a pas de phénomène d'effet de peau ;
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé ;
- le système d'alimentation sera un système de tensions équilibré et sinusoïdal.

On admettra de plus que la force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques et rotoriques, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer. Cette hypothèse, jointe à la constance de la perméance de l'entrefer (on rappelle que l'on néglige l'effet d'encoche), conduit à des expressions assez simples des valeurs des inductances de la machine en fonction des paramètres de celle-ci (longueur, rayon, etc.).

Avec les hypothèses décrites précédemment, les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent alors :

$$\begin{aligned} v_A &= R_s i_A + \frac{d}{dt} \lambda_A & v_a &= R_r i_a + \frac{d}{dt} \lambda_a \\ v_B &= R_s i_B + \frac{d}{dt} \lambda_B & v_b &= R_r i_b + \frac{d}{dt} \lambda_b \\ v_C &= R_s i_C + \frac{d}{dt} \lambda_C & v_c &= R_r i_c + \frac{d}{dt} \lambda_c \end{aligned}$$

en désignant par :

v_A, v_B, v_C : les tensions appliquées aux trois phases statoriques ;

v_a, v_b, v_c : les tensions des trois phases rotoriques qui dans notre cas sont nulles (rotor en court circuits) ;

$\lambda_A, \lambda_B, \lambda_C, \lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$: les flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques ;

R_s : la résistance d'un enroulement statorique ;

R_r : la résistance d'un enroulement rotorique ;

$i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$: les courants circulants dans les différents enroulements de la machine .

Les indices A,B,C font références au stator et les indices a,b,c au rotor.

Des équations précédentes, il en résulte que :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_r] \}$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][i_s] \}$$

car $[\lambda] = [L][I]$

sachant que le vecteur $[v_r]$ est nul, nous obtenons pour l'équation électrique de la machine asynchrone :

$$[V] = [R][I] + \frac{d([L][I])}{dt}$$

$$[V] = [R][I] + [I] \frac{d[L]}{dt} + [L] \frac{d[I]}{dt}$$

$$[V] = [R][I] + [I] \frac{d\theta}{dt} \frac{d[L]}{d\theta} + [L] \frac{d[I]}{dt}$$

$$[V] = [R][I] + [I] \Omega_r \frac{d[L]}{d\theta} + [L] \frac{d[I]}{dt}$$

A cette équation électrique, il faut ajouter les équations suivantes :

$$Jt \frac{d\Omega_r}{dt} + f_v \Omega_r = Ce - Cr$$

$$Ce = \frac{1}{2} [I]^T \frac{d[L]}{d\theta} [I]$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega_r$$

Jt : représente le moment d'inertie total sur l'arbre moteur,

Ω_r : la vitesse de rotation de la machine,

$[I] = [i_A \ i_B \ i_C \ i_a \ i_b \ i_c]^T$: le vecteur courant,

f_v : le couple de frottement visqueux,

Ce : le couple électromagnétique,

Cr : le couple résistant appliqué à la machine et

θ : la position du rotor par rapport au stator.

Ces équations peuvent être regroupées sous une forme matricielle telle que :

$$\begin{bmatrix} [V] \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ([R] + \Omega_r \frac{d[L]}{d\theta}) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} [I]^T \frac{d[L]}{d\theta} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & Jt & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{[I]} \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}$$

Une forme simplifiée ou condensée est alors :

$$[U] = [B][X] + [A]\dot{[X]}$$

le vecteur $\dot{[X]}$ peut être calculé par :

$$\dot{[X]} = [A]^{-1} \cdot ([U] - [B][X]) = [A]^{-1} [U] - [A]^{-1} [B][X]$$

où $[U] = ([V] [-Cr] [0])^T$ représente le vecteur commande, $[X] = ([I] [\Omega_r] [\theta])^T$ le vecteur d'état.

La matrice [A] obtenue s'écrit sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] & 0 & 0 \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & JI & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} M_{sr} \cdot f_1 & M_{sr} \cdot f_2 & M_{sr} \cdot f_3 \\ M_{sr} \cdot f_3 & M_{sr} \cdot f_1 & M_{sr} \cdot f_2 \\ M_{sr} \cdot f_2 & M_{sr} \cdot f_3 & M_{sr} \cdot f_1 \end{bmatrix}$$

où :

$$f_1 = \cos(p\theta) \quad f_2 = \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad f_3 = \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3})$$

avec p le nombre de paires de pôles de la machine asynchrone.

Les différentes matrices intervenant dans l'expression de [A] sont :

[L_{ss}] : la matrice spécifique au stator comprenant :

L_s : l'inductance propre d'un enroulement statorique.

M_s : l'inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques.

[L_{rr}] : la matrice spécifique au rotor qui comprend :

L_r : l'inductance propre d'un enroulement rotorique.

M_r : l'inductance mutuelle entre deux enroulements rotoriques.

[M_{sr}] : l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques avec M_{sr} la mutuelle maximum entre un enroulement statorique et un enroulement rotorique.

La matrice [A] est dépendante de l'angle rotorique θ et il nous faudra l'actualiser pour ensuite l'inverser à chaque pas de calcul lors de la simulation.

En considérant le cas où le stator et le rotor ont le même nombre de spires en série par phase, que les bobinages sont identiques et que le moteur asynchrone est connecté en étoile au réseau électrique, il vient alors :

$$M_s = -\frac{1}{2} \cdot L_s = M_r = -\frac{1}{2} \cdot L_r$$

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad \text{et} \quad i_a + i_b + i_c = 0$$

En introduisant l'inductance cyclique $L_{sc} = 3/2 L_s$, la matrice inductance [L] de la machine asynchrone peut se réécrire sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 & M_{sr} \cdot f_1 & M_{sr} \cdot f_2 & M_{sr} \cdot f_3 \\ 0 & L_{sc} & 0 & M_{sr} \cdot f_3 & M_{sr} \cdot f_1 & M_{sr} \cdot f_2 \\ 0 & 0 & L_{sc} & M_{sr} \cdot f_2 & M_{sr} \cdot f_3 & M_{sr} \cdot f_1 \\ M_{sr} \cdot f_1 & M_{sr} \cdot f_3 & M_{sr} \cdot f_2 & L_{rc} & 0 & 0 \\ M_{sr} \cdot f_2 & M_{sr} \cdot f_1 & M_{sr} \cdot f_3 & 0 & L_{rc} & 0 \\ M_{sr} \cdot f_3 & M_{sr} \cdot f_2 & M_{sr} \cdot f_1 & 0 & 0 & L_{rc} \end{bmatrix}$$

La matrice [B] sera quant à elle :

$$[B] = \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] & 0 & 0 \\ \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{rs}}{d\theta} \right] & [R_r] & 0 & 0 \\ C_1 \dots & \dots C_6 & f\dot{v} & 0 \\ 0 \dots & \dots 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

avec $[R_s] = R_s \cdot [I]$

$[R_r] = R_r \cdot [I]$ où [I] représente la matrice identité.

D'autre part, les deux autres matrices contenues dans [B] s'écrivent :

$$\left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] = \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{rs}}{d\theta} \right]^T = \begin{bmatrix} -M_{sr} \cdot g_1 & -M_{sr} \cdot g_2 & -M_{sr} \cdot g_3 \\ -M_{sr} \cdot g_3 & -M_{sr} \cdot g_1 & -M_{sr} \cdot g_2 \\ -M_{sr} \cdot g_2 & -M_{sr} \cdot g_3 & -M_{sr} \cdot g_1 \end{bmatrix}$$

avec :

$$g_1 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin(p\theta)$$

$$g_2 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3})$$

$$g_3 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3})$$

Les éléments $C_{1...6}$ contenus dans la matrice [B], sont :

$$C_1 = 0,5 \cdot M_{sr} \cdot p \cdot (i_a \cdot h_1 + i_b \cdot h_2 + i_c \cdot h_3)$$

$$C_2 = 0,5 \cdot M_{sr} \cdot p \cdot (i_a \cdot h_3 + i_b \cdot h_1 + i_c \cdot h_2)$$

$$C_3 = 0,5 \cdot M_{sr} \cdot p \cdot (i_a \cdot h_2 + i_b \cdot h_3 + i_c \cdot h_1)$$

$$C_4 = 0,5 \cdot M_{sr} \cdot p \cdot (i_A \cdot h_1 + i_B \cdot h_3 + i_C \cdot h_2)$$

$$C_5 = 0,5 \cdot M_{sr} \cdot p \cdot (i_A \cdot h_2 + i_B \cdot h_1 + i_C \cdot h_3)$$

$$C_6 = 0,5 \cdot M_{sr} \cdot p \cdot (i_A \cdot h_3 + i_B \cdot h_2 + i_C \cdot h_1)$$

avec pour $h_{1...3}$:

$$h_1 = \sin p\theta, \quad h_2 = \sin(p\theta + 2\pi/3), \quad h_3 = \sin(p\theta - 2\pi/3)$$

Voilà donc décrit un modèle de la machine asynchrone triphasée à rotor bobiné permettant la simulation de son comportement en régime sain ou défaillant. En effet, nous nous sommes laissés la liberté de pouvoir modifier, disposer d'éléments résistifs ou inductifs avec une certaine dispersion (comme dans le cas d'une défaillance).

III. PANNE ROTORIQUE.

D'où proviennent les pannes rotoriques dans les moteurs asynchrones à rotor bobiné ?

Que cela soit un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné ou pas, la panne la plus probable est celle rotorique. Elle se traduit par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique [8]. Cette défaillance rotorique induit hélas des ondulations du couple électromagnétique qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine ce qui engendre des vibrations mécaniques donc un fonctionnement anormal de la machine. Pour détecter le défaut, nous nous devons de prélever un signal révélateur. Pour cela, nous pouvons soit effectuer une analyse à partir du flux rayonnant, soit une analyse de la vitesse de rotation ou encore une analyse du courant absorbé au réseau électrique [9][10]. La Figure 1 représente ces différentes possibilités.

Pour un faible défaut rotorique, ces ondulations de vitesse de rotation sont peu importantes et ne nous donnerons pas d'informations sur l'importance du défaut rotorique [11].

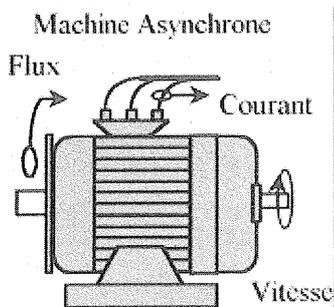


Figure 1: machine asynchrone

Dès lors, une analyse dans le domaine fréquentiel du courant statorique par le biais de la Transformée de Fourier Rapide (Fast Fourier Transform) sera effectuée. En effet, des études ont révélé que lorsqu'un défaut rotorique apparaissait, cela se traduisait dans l'analyse fréquentielle par l'apparition de parts et d'autres de la raie fondamentale (le 50 Hz pour le réseau électrique) des raies d'amplitudes et de fréquences caractéristiques [12][13][14]. L'intérêt d'une analyse par FFT du courant statorique pour le diagnostic de défaut réside dans la simplicité du capteur utilisé [15]. Sa mise en place est des plus simples et est moins onéreuse qu'une analyse de la vitesse de rotation qui nécessite l'utilisation d'un capteur amovible pour le dépanneur.

L'origine des raies dues au défaut rotorique dans l'analyse spectrale du courant statorique peut s'expliquer de la manière suivante. Prenons le cas d'un moteur ayant un rotor sain, les courants des trois phases statoriques créent dans l'entrefer un flux tournant à la vitesse synchrone $\Omega_s = \omega_s / p$. Ce flux balaye les bobinages rotoriques ce qui provoque la rotation de l'arbre moteur. La vitesse rotorique augmente et atteint une vitesse Ω_r inférieure à la vitesse de synchronisme Ω_s , les enroulements rotoriques sont alors balayés par le flux à la vitesse $\Omega = \Omega_s - \Omega_r$. A cet instant, le champ créé par les enroulements rotoriques est direct (c'est à

dire qu'il tourne dans le même sens de rotation que le champ créé par les courants statoriques) et la fréquence des courants dans les enroulements rotoriques est égale à $f_r = g f_s$ avec g représentant le glissement de la machine et f_s la fréquence des courants statoriques.

Le schéma, Figure 2, permet une meilleure compréhension du fonctionnement de la machine avec un rotor sain où nous avons les relations :

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \quad \text{: la vitesse de synchronisme,}$$

$$\Omega_r = (1 - g)\Omega_s \quad \text{: la vitesse de rotation,}$$

$$\Omega = \Omega_s - \Omega_r \quad \text{: la vitesse de glissement,}$$

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad \text{: le glissement.}$$

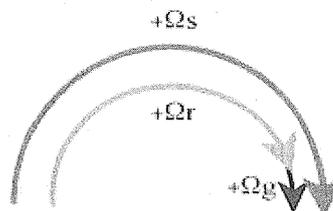


Figure 2: schéma de fonctionnement pour un rotor sain

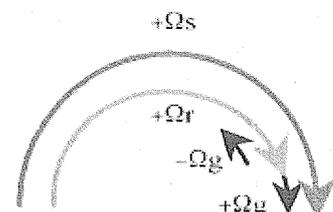


Figure 3: schéma de fonctionnement pour un rotor défaillant

Lorsque le défaut rotorique apparaît, il se crée en plus du champ rotorique direct un champ inverse qui tourne à la vitesse $-g\Omega_s$. Cela est dû au fait que les courants rotoriques sont maintenant directs et inverses suite au déséquilibre des résistances. C'est l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique qui crée les ondulations de couple et qui induit au stator des forces électromotrices de fréquences f_s , $(1-2g)f_s$, $(1+2g)f_s$ d'où des courants statoriques comportant ces composantes. Les champs créés par ces courants vont induire, par conséquent, au rotor des courants directs et inverses. Donc par le même processus que celui décrit précédemment, on retrouvera des composantes dans le courant statorique de fréquences $(1 \pm 2k.g)f_s$ avec k entier positif. Le schéma de la Figure 3 décrit le phénomène dû à l'apparition du défaut rotorique sachant que :

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \quad \text{: la vitesse de synchronisme,}$$

$$\Omega_r = (1 - g)\Omega_s \quad \text{: la vitesse de rotation,}$$

$\Omega = \Omega_s - \Omega_r$: la vitesse de glissement,

$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$: le glissement,

alors :

$$\Omega_{default} = \Omega_r - g \cdot \Omega_s = (1 - g) \cdot \Omega_s - g \cdot \Omega_s$$

$$\Omega_{default} = (1 - 2 \cdot g) \cdot \Omega_s$$

ce qui donne dans le domaine fréquentiel :

$$f_{default} = (1 - g) \cdot f_s - g \cdot f_s = (1 - 2 \cdot g) \cdot f_s$$

IV. SIMULATION DU MODELE DE LA MACHINE .

Une fois le modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné posé, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle-ci. Un programme écrit en langage C ou autre, permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone dans le cas où le rotor est sain ou dans le cas où le rotor est défaillant.

Les tensions appliquées aux trois bobinages statoriques sont :

$$v_1 = 310 \cdot \sin(\omega_s t)$$

$$v_2 = 310 \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_3 = 310 \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

où ω représente la pulsation des trois tensions appliquées.

Les équations électriques nécessaires à l'étude du régime transitoire et du régime permanent de la machine ont été posées (cf. Chap. II). Nous pouvons alors aborder la méthode de résolution des équations différentielles. Etant données que ces équations obtenues sont non linéaires et qu'une méthode numérique doit être mise en oeuvre pour parvenir à la solution, nous avons choisi la méthode explicite et classique de Runge Kutta d'ordre 4 qui rappelle le, est basée sur l'évaluation des coefficients intermédiaires :

$$K_1 = F(X(t), t)$$

$$K_2 = F\left(X(t) + K_1 \cdot \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right)$$

$$K_3 = F\left(X(t) + K_2 \cdot \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right)$$

$$K_4 = F(X(t) + K_2 \cdot \Delta t, t + \Delta t)$$

$$X(t + \Delta t) = X(t) + \frac{K_1 + 2(K_2 + K_3) + K_4}{6} \cdot \Delta t$$

En ce qui concerne le pas de simulation Δt , nous devons trouver un ordre de grandeur de la plus petite

constante de temps du système et donc du pas de calcul maximum Δt_{max} à utiliser.

En évaluant la trace de la matrice de $(-[A]^{-1} \cdot [B])$, nous pouvons alors déterminer le pas de calcul (d'intégration) maximum.

Rappelons que $[\dot{X}] = -[A]^{-1} \cdot [B][X] + [A]^{-1} \cdot [U]$.

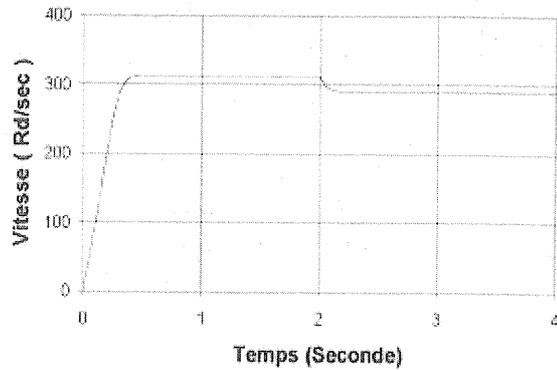


Figure 4 : vitesse rotorique

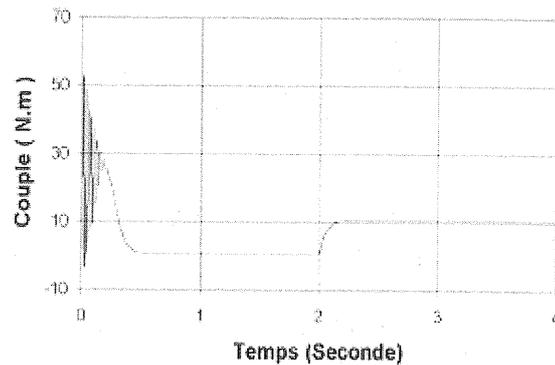


Figure 5 : couple électromagnétique

En prenant $-[A]^{-1} \cdot [B] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & x & \dots & y \\ h & \lambda_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & z \\ k & \dots & n & \lambda_l \end{bmatrix}$,

la trace de cette matrice nous est donnée par : $\sum \lambda_i$.

$\sum \lambda_i = \frac{1}{T_i}$ ce qui nous impose pour le pas de

simulation: $\Delta t \leq \frac{1}{\left| \sum \lambda_i \right|}$.

Le programme nous indique alors que le pas de simulation maximum à utiliser est de 2,099 ms dans notre application.

IV.1. Simulation avec un rotor sain.

Lors de la simulation du modèle, pour observer le bon comportement de celui-ci, un couple de 10 N.m a été

soumis à la machine à l'instant $t = 2$ secondes, ce couple de 10 N.m représente le couple nominal de la machine réelle étudiée.

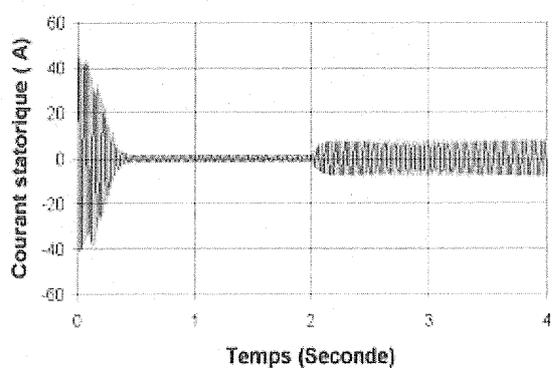


Figure 6 : courant statorique

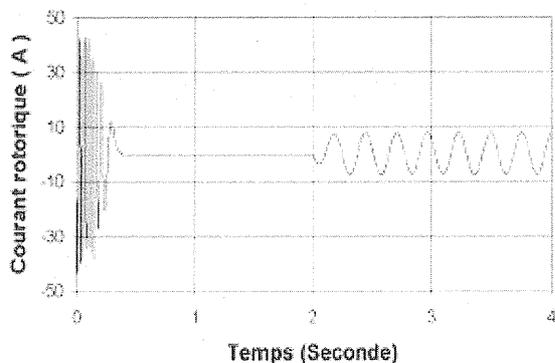


Figure 7 : courant rotorique

La simulation du modèle du moteur asynchrone avec un rotor sain nous donne pour la vitesse la courbe représentée en Figure 4, pour le couple électromagnétique en Figure 5 et pour les courants statoriques et rotoriques en Figures 6 et 7.

Ces relevés correspondent bien à un fonctionnement normal d'un moteur asynchrone en charge. Nous allons maintenant nous intéresser à ce même modèle mais lorsque le rotor présente une défaillance rotorique. Ainsi nous traduirons cela par l'élévation de la résistance d'un des enroulements rotoriques d'un facteur inférieur à 10 %. Cette défaillance sera créée à l'instant $t = 4$ secondes.

IV.2. Simulation avec un rotor défaillant.

La courbe de la vitesse nous est donnée Figure 8, celle du courant statorique Figure 9 et celle du couple électromagnétique Figure 10 lorsque le rotor présente une défaillance.

Nous observons sur la courbe du courant statorique des ondulations dues au défaut survenu sur l'enroulement rotorique. Nous pouvons aisément en conclure que l'analyse directe de l'amplitude du courant est difficile et qu'il est par conséquent conseillé ou plus judicieux

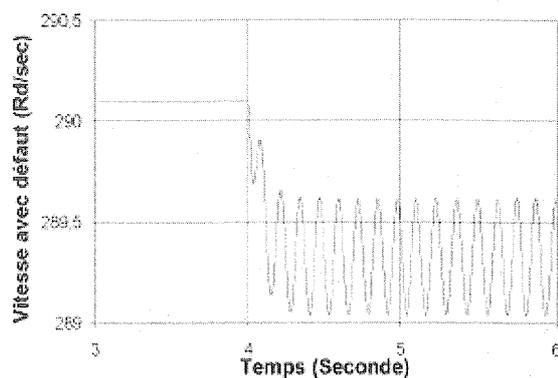


Figure 8 : vitesse avec défaut rotorique

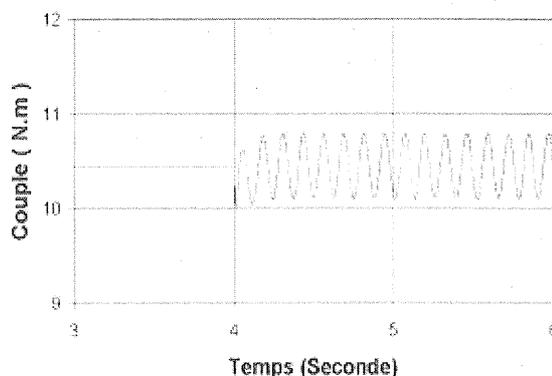


Figure 9 : couple avec défaut rotorique

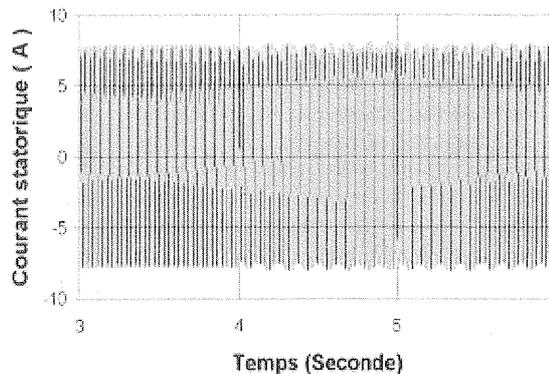


Figure 10 : courant statorique avec défaut rotorique

de traiter le signal afin d'en ressortir des données plus représentatives. C'est donc en utilisant la transformée de Fourier Rapide (FFT) que nous allons pouvoir mettre en évidence des critères plus représentatifs tels que l'apparition de raies de fréquences $(1 \pm 2.k.g)f_s$ à proximité du fondamental.

V. Analyse FFT du courant statorique.

Grâce à l'analyse spectrale du courant statorique, nous pourrions observer les raies présentes autour du

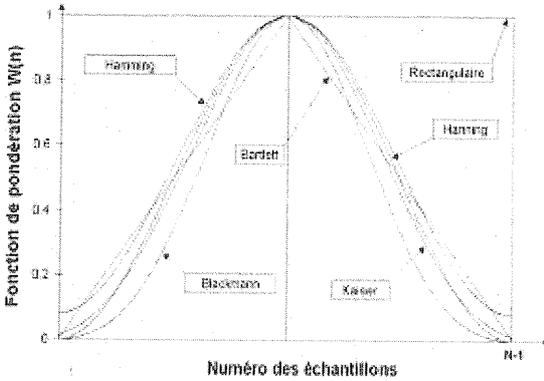


Figure 11 : fonction de pondération des différentes fenêtres

fondamental dont les fréquences correspondent à la relation mathématique $(1 \pm 2.k.g)f_s$. L'acquisition du courant statorique s'effectue à une fréquence d'échantillonnage de 2,5 kHz sur une durée de 20 secondes. Ainsi, la résolution du spectre sera de $1/20$, soit 0,05 Hz et l'on pourra aisément analyser le signal sur une grande plage de fréquence (0 – 500 Hz au minimum). Par la suite, une transformée de Fourier Rapide précédée d'un fenêtrage temporel de type Hanning ou autre est appliquée sur le courant statorique. La transformée de Fourier Rapide oblige à faire une acquisition d'un nombre de point égal à $N = 2^k$ échantillons. Nous avons donc un signal tronqué dans le domaine temporel. Dans notre cas, le signal à analyser est périodique de période T_s mais la durée d'acquisition ne peut pas hélas être un multiple entier de T_s . Cela engendre donc des discontinuités aux extrémités de la durée d'acquisition (signal asymétrique) ce qui provoque l'apparition de nouvelles composantes spectrales dans l'analyse.

On peut atténuer l'importance des phénomènes engendrés par ces discontinuités par l'emploi de fenêtre de pondération. Il en existe une grande variété, mais nous pouvons tout de même citer les plus usitées telles que la fenêtre de Hamming, celle de Hanning, ou encore la fenêtre de Bartlett ou de Blackmann. Si aucune de ces fenêtres n'est utilisée, alors le fenêtrage s'apparente à celle de la fenêtre naturelle dite Rectangulaire. Cependant, celle-ci présente bien des défauts qui se répercutent sur l'enveloppe spectrale du signal analysé, engendrant donc des déformations. Cela peut donc fortement altérer les raies aux fréquences susceptibles de nous donner des indications sur l'amplitude du défaut rotorique. Le fenêtrage temporel multiplie les échantillons par une fonction de pondération. Elle permet de diminuer le poids des échantillons situés aux extrémités de l'intervalle d'acquisition. Cette fonction de pondération est maximale au centre de l'intervalle et décroît de parts et

d'autres. Nous montrons en Figure 11 différentes fonctions de pondérations propres à chaque fenêtre.

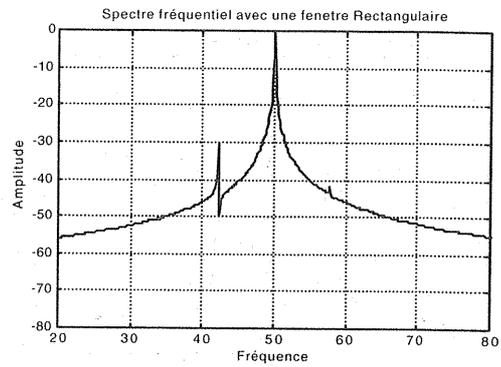


Figure 12 : fenêtre naturelle dite Rectangulaire

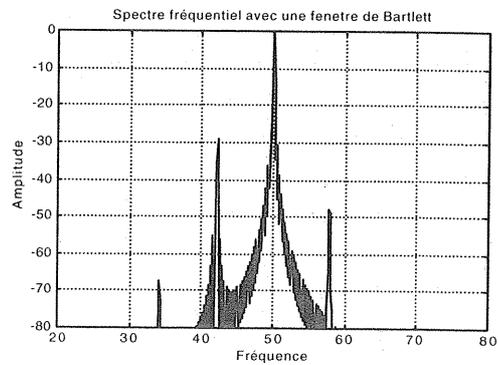


Figure 13 : fenêtre de Bartlett

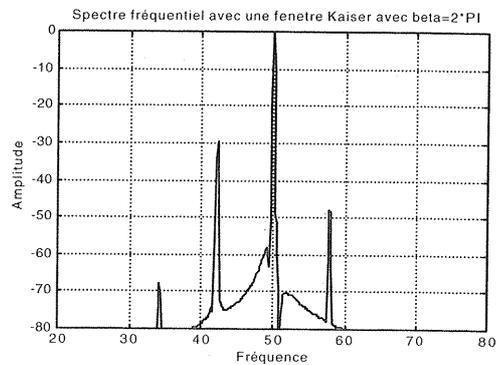


Figure 14 : fenêtre de Kaiser

Les fonctions de pondération ont pour équations:

Pour la fenêtre Rectangulaire :

$$W(n) = 1 \text{ pour } 0 \leq n \leq N$$

où n représente le numéro de l'échantillon et N le nombre d'échantillons du signal.

Pour la fenêtre de Bartlett :

$$W(n) = \frac{2.n}{N-1} \text{ pour } 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2}$$

$$W(n) = 2 - \frac{2.n}{N-1} \text{ pour } \frac{N-1}{2} \leq n \leq N-1$$

Pour la fenêtre de Hamming :

$$W(n) = 0,54 - 0,46 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi n}{N-1}\right)$$

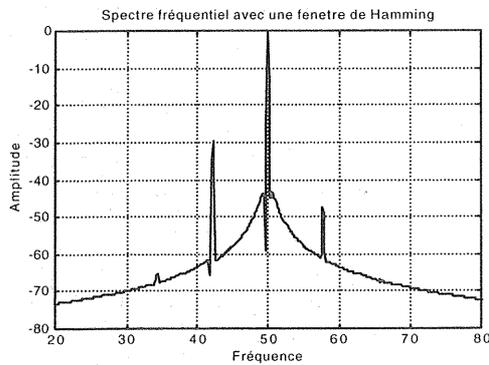


Figure 15 : fenêtre de Hamming

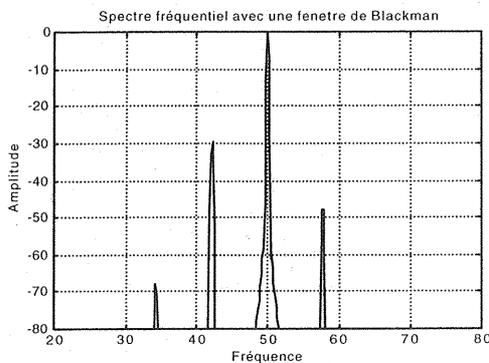


Figure 16 : fenêtre de Blackmann

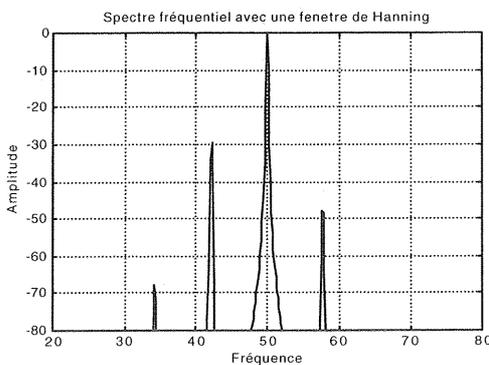


Figure 17 : fenêtre de Hanning

Pour la fenêtre de Kaiser :

$$W(n) = \frac{I_0(\beta \sqrt{1 - (n/N)^2})}{I_0(\beta)}$$

où I_0 est la fonction de Bessel modifiée

d'ordre 0: $I_0 = 1 + \sum_{m=1}^M \left(\frac{(x/2)^m}{m!} \right)^2$ avec $M=14$.

Pour la fenêtre de Blackmann :

$$W(n) = 0,42 - 0,5 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi n}{N-1}\right) + 0,08 \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi n}{N-1}\right)$$

Pour la fenêtre de Hanning :

$$W(n) = \frac{1}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{2 \cdot \pi n}{N-1}\right) \right)$$

avec pour ces trois fenêtres : $0 \leq n \leq N-1$.

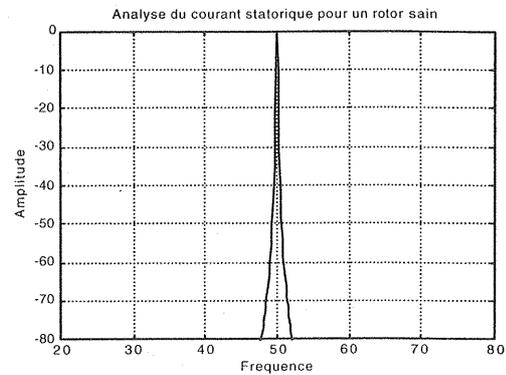


Figure 18 : spectre du courant statorique avec un rotor sain

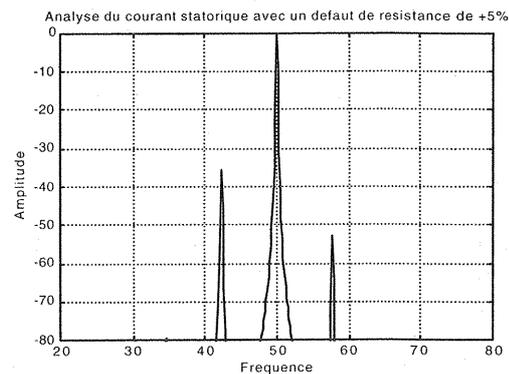


Figure 19 : spectre du courant statorique avec un rotor défaillant de + 5%

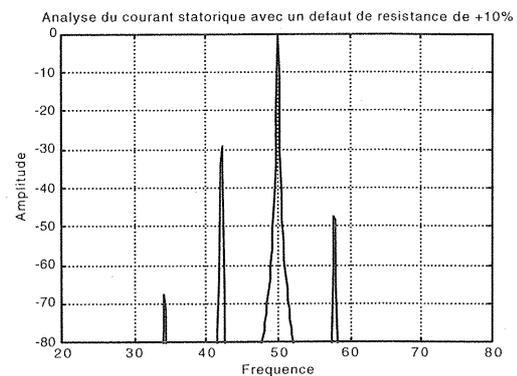


Figure 20 : spectre du courant statorique avec un rotor défaillant de + 10%

Les Figures 12 à 17 montrent les différents spectres obtenus en effectuant une analyse fréquentielle en utilisant un

fenêtrage Rectangulaire, de Bartlett, de Kaiser, de Hamming, de Blackmann et de Hanning.

La petite différence entre la fenêtre de Hanning et celle de Blackmann est l'épaisseur des raies obtenues, elles

Tableau 1 : résultats pour un défaut de + 5 %

Glissement de la machine	$g = 7,39 \%$	
Fréquences des raies	$(1-2.g)f_s$	42,6 Hz
	$(1+2.g)f_s$	57,39 Hz

Tableau 2 : résultats pour un défaut de + 10 %

Glissement de la machine	$g = 7,511 \%$	
Fréquences des raies	$(1-2.g)f_s$	42,48 Hz
	$(1+2.g)f_s$	57,51 Hz
	$(1-4.g)f_s$	34,97 Hz

sont plus importantes avec le fenêtrage de type Hanning. Par conséquent, nous apercevons bien que le fenêtrage de type Hanning est le plus adéquat pour faire ressortir les raies du spectre qui nous permettent de détecter le défaut rotorique.

Nous effectuons donc une analyse spectrale du courant d'une phase statorique avec un fenêtrage de type Hanning. Le résultat de cette analyse pour un rotor sain est donné Figure 18. Seule la raie due au fondamental apparaît sur le spectre du courant statorique, ce qui est tout à fait normal étant donné que le moteur asynchrone comme son modèle ne présente aucun défaut et que le fondamental de la force magnétomotrice est considéré sinusoidale le long de l'entrefer. Nous allons maintenant effectuer l'analyse du courant statorique en présence d'un défaut rotorique qui se traduit par une élévation de la résistance d'une phase de +5 %. Le spectre du signal nous est donné en Figure 19. Nous observons l'apparition de raies autour du fondamental. Ces raies sont le résultat du défaut créé au sein du rotor. Les fréquences de ces raies correspondent exactement à la relation mathématique $(1 \pm 2.g)f_s$ donnée dans le Tableau 1.

Pour mettre plus en évidence ce phénomène, nous avons provoqué un défaut sur l'enroulement rotorique d'une valeur de +10 %. L'analyse spectrale du courant statorique nous est donnée en Figure 20. Les composantes obtenues sur ce spectre correspondent elles aussi aux relations mathématiques qui nous permettent de donner une valeur des fréquences des

raies. Les valeurs exactes de ces fréquences sont répertoriées dans le Tableau 2.

Le spectre donné en Figure 20 nous indique très clairement que le défaut provoqué sur le rotor à une plus grande importance que le précédent car l'amplitude des raies a augmenté. C'est ce critère qui nous permettra d'évaluer l'importance du défaut de l'enroulement rotorique, en effet, ce sera l'amplitude de la raie à gauche du fondamental qui nous donnera des informations relatives au défaut rotorique. Il suffira d'effectuer une analyse spectrale du courant statorique lorsque le rotor est sain, d'établir un spectre de référence, puis d'analyser en continu l'évolution du courant statorique. Si la raie présente à gauche du fondamental se manifeste, cela signifiera qu'un défaut est apparu au niveau du rotor. De plus si cette raie augmente en amplitude, cela traduira un accroissement du défaut rotorique. Cette analyse permettra en fait de stopper la chaîne de production à temps pour intervenir avant que l'arrêt n'engendre des conséquences graves ou dramatiques.

V. CONCLUSION.

Nous avons fait état d'une méthode permettant la surveillance d'une machine asynchrone triphasée lorsqu'un défaut rotorique apparaît. Pour cette surveillance, nous avons développé un modèle de la machine asynchrone qui permet d'étudier le phénomène répercuté sur le courant statorique. L'analyse spectrale de ce courant a permis de détecter et de quantifier la valeur du défaut survenue sur la partie rotorique grâce à l'analyse de l'amplitude des raies présentes sur le spectre du courant. De plus, il a été montré que l'utilisation d'une fenêtre temporelle était indispensable pour permettre un diagnostic fiable du défaut rotorique. Cette étude de défaut rotorique s'effectue aisément sur une machine à cage d'écureuil lorsque la cage présente une rupture partielle ou totale d'une barre ou encore une rupture d'une portion de l'anneau de court circuit. Cette détection de barre cassée permet donc d'intervenir sur le moteur où la cage est défaillante avant qu'un dysfonctionnement total de l'axe d'entraînement ne soit engendré.

VI. REFERENCES

- [1] J. Faucher and al., «Modélisation de la machine asynchrone en vue du diagnostic », Journées SDSE-00, Lyon, 2000, pp. 48-54.
- [2] G. Barakat, G. Houdouin, B. Dakyo, E. Destobbeleer, H. Hénao, C. Delmotte, G. Ekwe, G.-A. Capolino, L. Baghli, A. Abed, H. Razik, A. Rezzoug, S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J.-C. Trigeassou, V. Devanneaux, B. Dagues, J. Faucher, « Modélisation de la machine asynchrone en vue de la surveillance et du diagnostic », Journées SDSE-01, 14 décembre 2001, Villeurbanne, à paraître.

- [3] A. R. Munoz, T.A. Lipo, «Complex Vector Model of the Squirrel-Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor Bar Currents », In IEEE-IAS, Vol. 35, N°6, 1999.
- [4] A. Abed, L. Baghli, H. Razik, A. Rezzoug, «Modelling Induction Motors for diagnostic purposes », In Proceedings EPE'99, 7-9 Septembre 1999, Lausanne, Suisse.
- [5] S.T. Manolas, J. Tegopoulos, M. Papadopoulos, «Analysis of squirrel cage induction motors with broken rotor bars », ICEM'96, Vigo, Spain , 1996, pp. 19-23.
- [6] S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J. Saint-Michel, «Modélisation et diagnostic des ruptures de barres rotoriques par identification paramétriques », actes du congrès EF'2001, Nancy, pp. 165-170.
- [7] J. Huang, «Application of the Transformation for P-Pair Pole NPhase System to the Analysis of 2x3 Phase Induction Motors », ICEM'94, Paris, France, 1994, 591-595, vol. 2.
- [8] R. Fiser, S. Ferkolj, «Modelling of dynamic performance of induction machine with rotor faults », In Proceedings ICEM 1996, Vigo, Spain, pp. 17-22, Vol. 1.
- [9] S. Nandi, H.A. Toliyat, «Fault diagnosis of electrical machines – A Review», In Proceedings IEMDC'99, pp. 219-221, May.
- [10] G.A. Capolino, «A comprehensive Analysis of the Current Status in Low voltage Induction Motor diagnosis », In proceedings ICEM'2000, 28-30 August 2000, Espoo, Finland, pp. 595-602.
- [11] F. Fillippitti ,G. Franceshini ,C. Tassoni ,P. Vas", « Impact of speed ripple on rotor fault diagnosis of induction machines », ICEM'96,Vigo, Spain, 1996, 452-457, vol. 2.
- [12] W.T. Thomson, M. Fenger, «Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults », In IEEE-IAS magazine, July/August 2001, pp. 26-34.
- [13] D.G. Dorrell, N.C. Paterson, J.F. Watson, « The causes and quantification of sideband currents for use in rotor fault detection systems for cage induction motors », ICEM'96, Vigo, Spain, 1996, pp. 414-419.
- [14] C. Hargis, B.G. Gaydon, K. Kamash, « The Detection of Rotor Defects in Induction Motors », IEE ICEM, London, UK, 1982 , pp. 216-220.
- [15] A. Abed, F. Weinachter, H. Razik, A. Rezzoug, « Real-Time Implementation of the Sliding DFT Applied to on-line's broken bars diagnostic », In Proceedings IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'2001,Cambridge, MA USA, June 17-20, 2001, pp. 345-348.

COMMANDE DES MOTEURS ALTERNATIFS MONOPHASES PAR BIPHASEUR

Félix BERNIER et Jean-Paul BERNIER

Université de Provence, lycée Jean Perrin Marseille

Les auteurs remercient J.Claude GIANDUZZO et J. Pascal CAMBRONNE pour leurs précieux commentaires et corrections.

Résumé : Cet article présente un nouveau variateur de vitesse pour moteurs asynchrones monophasés. Simple et économique, il permet d'alimenter le moteur avec une tension variable à des fréquences $f/2$, $f/4$... à partir d'une phase du réseau de fréquence f .

1/- Principe du biphaser.....	
2/- Etude sur charge R-L.....	
3/- Simulation.....	
4/- Simulation avec retard à l'amorçage.....	
5/- Essais du moteur à 50 Hz.....	
6/- Expérimentation du moteur avec le biphaser.....	
7/- Biphaser avec filtre inductance et capacité.....	
8/- Expérimentation du biphaser avec filtre.....	
9/- Conclusions.....	
10/ Dispositif expérimental.....	

Les variateurs de vitesse ou systèmes de démarrage pour moteurs asynchrones monophasés à faible coût, comme les gradateurs, ont un domaine d'utilisation réduit car ils affaiblissent le couple et diminuent le rendement.

Le convertisseur statique simple, présenté ci-dessous, permet d'alimenter un moteur biphasé à partir d'une seule phase du réseau à la moitié de la fréquence nominale, avec un courant réseau proche d'une sinusoïde. Entre des valeurs discrètes de la fréquence ($f/2$, $f/4$, ...), il est possible de faire varier la tension de façon continue comme avec un gradateur.

Ce nouveau variateur fournit deux courants en quadrature et s'adapte à tout type de machine alternative à deux phases, moteur synchrone ou asynchrone. Il peut fonctionner également en récupération lors du ralentissement. Enfin il utilise des composants économiques: des thyristors et des triacs.

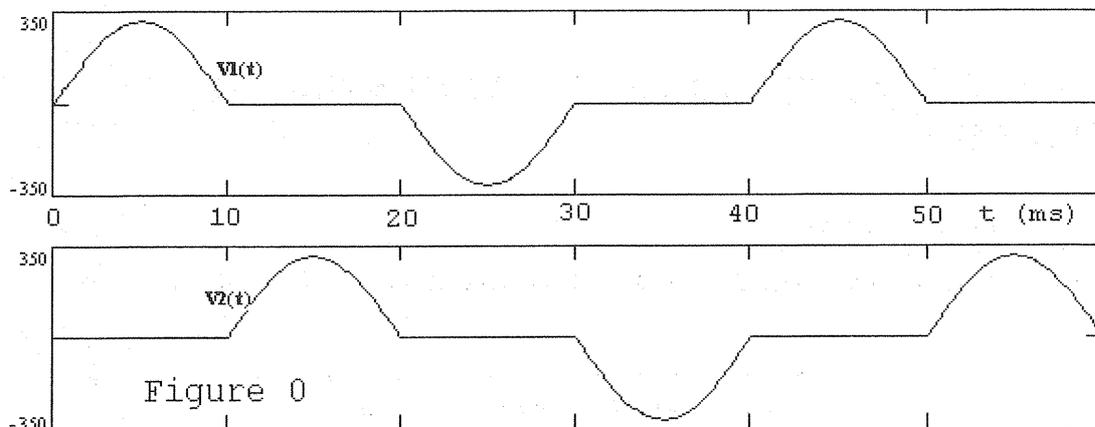
Une application relative à une pompe à chaleur de chauffage d'habitation est à l'étude. Ces installations sont dimensionnées pour la période la plus froide, il a été montré que pour une grande partie de l'année, un fonctionnement à mi-vitesse est préférable à une régulation de la pleine puissance par tout ou rien.

Cette première étude avait pour but de vérifier par une simulation la faisabilité du projet, de réaliser et d'essayer un prototype et d'évaluer ses performances.

1/- Principe du biphaser

En alimentant l'une après l'autre, par demi période, les phases d'un moteur monophasé à deux enroulements, on peut obtenir à partir de la sinusoïde du réseau, deux tensions $V_1(t)$ et $V_2(t)$ en quadrature à 25 Hz.

Réciproquement, en ajoutant ou en retranchant les alternances des tensions $V_1(t)$ et $V_2(t)$ de la figure ci-dessous, on peut reconstituer la sinusoïde du réseau.



2/- Etude sur charge R-L

Le montage est représenté sur la figure 1. Les phases M_1 et M_2 du moteur sont reliées entre elles (point B), comme dans la plupart des moteurs asynchrones à deux phases. Elles seront modélisées par deux dipôles R-L identiques, bien que ce ne soit pas le cas réel. En particulier, la tension aux bornes d'un enroulement en circuit ouvert est déterminée par la tension induite par le deuxième enroulement et par les circuits d'aide à la commutation. Les courants ne circulant pratiquement pas simultanément dans les deux enroulements, les f.e.m induites entre enroulements ont peu d'influence sur les courants ; nous avons également représenté les tensions, comme si les phases étaient indépendantes.

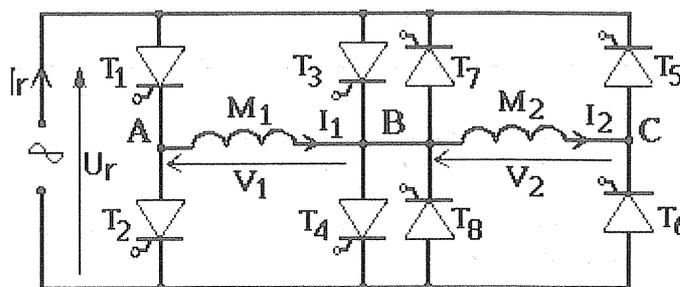
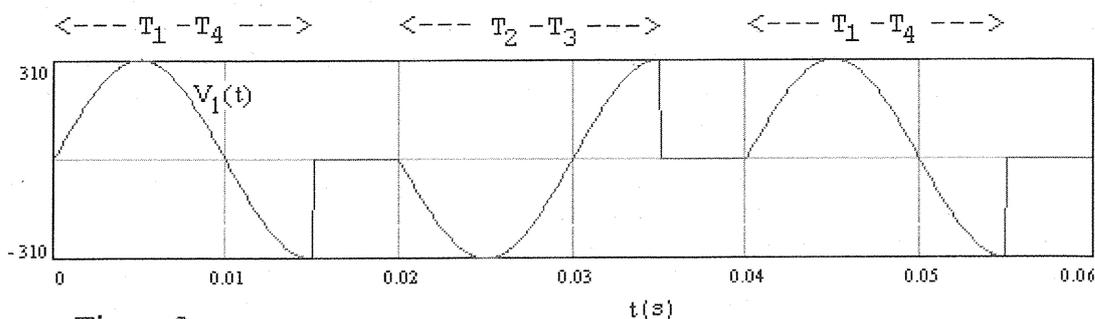


Figure 1

Les thyristors sont commandés par paires, toutes les demi-périodes du réseau. En commençant par une alternance positive, on amorcera T_1 et T_4 , puis, la demi-alternance suivante, T_6 et T_7 , suivent T_2 et T_3 , et enfin T_5 et T_8 .

La charge étant un circuit inductif, le courant se maintient plus d'une demi-période du réseau.



Les périodes de conduction des thyristors alimentant l'enroulement 1 sont les suivantes :

La courbe représente la tension aux bornes de l'enroulement 1.

Le générateur d'impulsions permet de commander les thyristors deux par deux, avec un retard réglable pendant une durée de 10 ms et de les inhiber pendant 30 ms.

En décalant de 10 ms les impulsions du deuxième pont, on génère une tension $V_2(t)$ en quadrature avec $V_1(t)$.

3/- Simulation

On a, dans un premier temps, utilisé Mathcad pour effectuer les calculs et tracer les courbes.
Cet outil de programmation présente l'avantage d'utiliser un langage proche de l'écriture mathématique traditionnelle.

Le courant dans une phase et la tension à ses bornes.

Le courant dans la phase 1, lorsque T_1 et T_4 conduisent, a pour équation : $L \frac{di}{dt} + Ri = V_m \sin \omega t$

La solution de l'équation s'écrit :

$$I_0(t) := \frac{U}{Z} \sqrt{2} \left(\sin(\omega t - \Phi) + \sin(\Phi) \cdot \exp\left(-t \frac{R}{L}\right) \right)$$

Le courant s'annule dans la charge dès que T_1 - T_4 cessent de conduire.

On a utilisé pour les calculs les valeurs numériques suivantes : R en Ω , L en H, f en Hz, U en V, p et t en s

$$L := 0.05 \quad f := 50 \quad R := 10 \quad \Phi := \arctg\left(L \frac{\omega}{R}\right) \quad \Phi = 1.004 \quad \cos(\Phi) = 0.537$$

$$p := \frac{1}{f} \quad U := 220 \quad \omega := 2 \cdot \pi \cdot f \quad t := 0.1 \cdot 10^{-3}, 0.2 \cdot 10^{-3} \dots 3 \cdot p$$

$$Z := ((L \omega)^2 + R^2)^{\frac{1}{2}} \quad U_r(t) := U \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

La période p est celle du réseau, soit : 20 ms.

La tension $V_1(t)$ aux bornes de la phase 1 est égale à la tension du réseau tant que la tension du réseau et $I_1(t)$ restent positifs (T_1 et T_4 conduisent), ensuite la tension $V_1(t)$ s'annule jusqu'à l'amorçage de T_2 et T_3 .

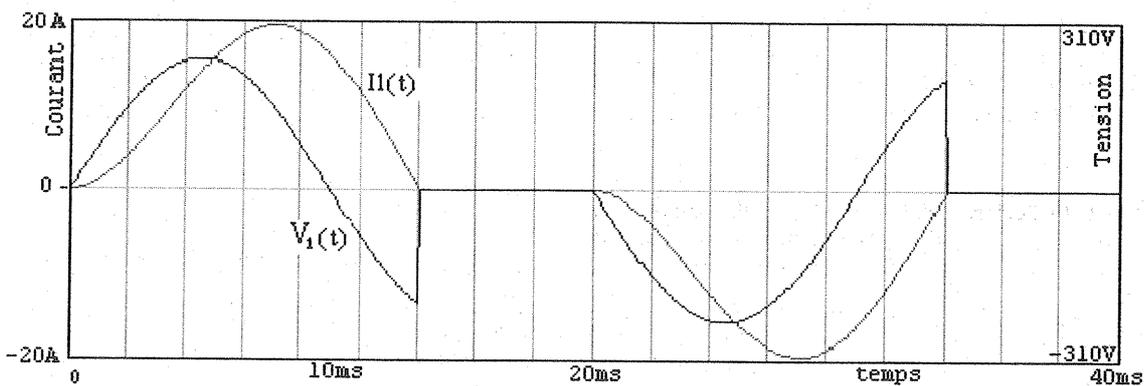


Figure 3

Le courant dans l'autre phase est décalé d'un quart de période.

Les courants dans les deux phases sont en quadrature.

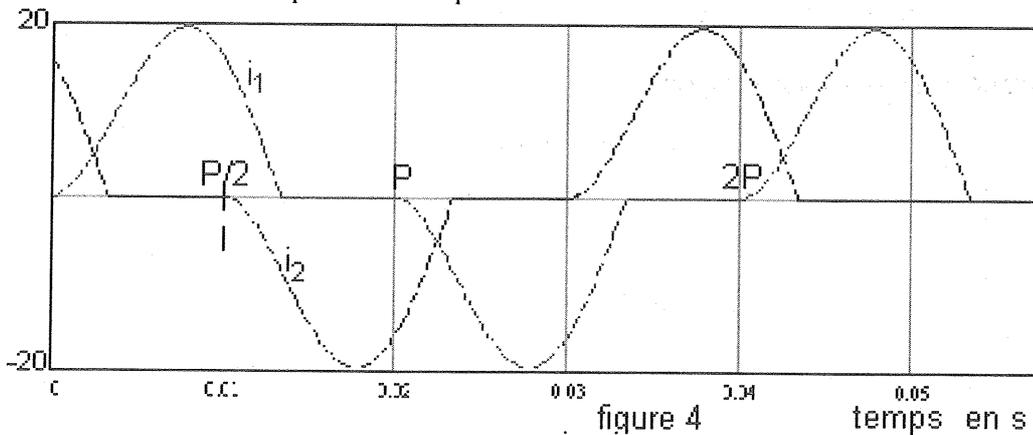


figure 4

Courant réseau

Le courant dans le réseau peut être déduit des deux courants de phases. Les alternances positives proviennent du courant dans la phase principale, et les alternances négatives du courant dans la phase auxiliaire : $i_r(t) = |I_1(t)| - |I_2(t)|$

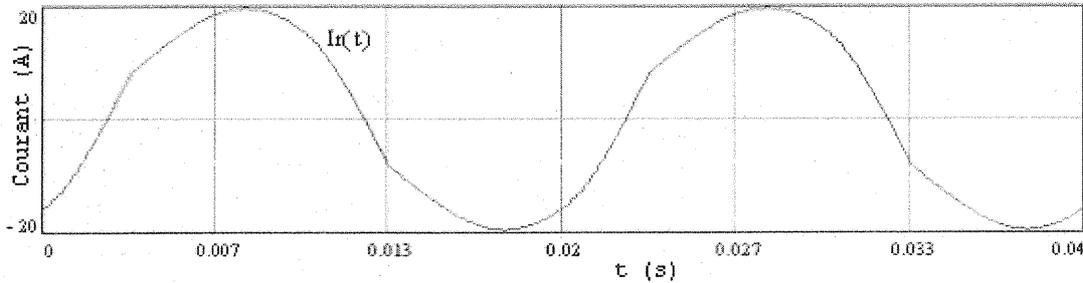


Figure 5a

On constate que le courant dans le réseau a une forme proche d'une sinusoïde.

Valeur efficace du courant du réseau et puissance absorbée :

P en W, I en A

$$P := \frac{\int_0^p I_r(t) \cdot U_r(t) dt}{p} \quad I_{ef} := \sqrt{\frac{\int_0^p I_r(t)^2 dt}{p}} \quad P = 2.211 \cdot 10^3 \quad I_{ef} = 14.544$$

Facteur de puissance $f_p = 0,691$

Il est supérieur au facteur de puissance de cette même charge alimentée directement par le réseau, dont la valeur est de 0,536.

Calcul des coefficients de Fourier du courant du réseau.

Comme $I_r(t) = -I_1(t + p/2)$, il n'y a pas d'harmoniques de rangs pairs.

n	c_n
1	20.504
3	1.566
5	0.539

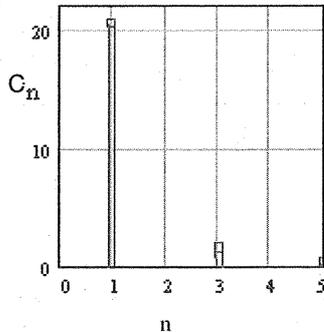


Figure 5 b

On remarquera la faiblesse des harmoniques

Valeur efficace du courant de la phase 1 :

$$I_{1,ef} = 10,514 \text{ A}$$

Valeur relative du fondamental :

$$f1 := \sqrt{\frac{(c_1)^2}{(I_{ef})^2 \cdot 2}} \quad f1 = 0.997$$

Harmoniques du courant dans un enroulement de la charge

n	c_n
1	13.496
3	6.183
5	0.604

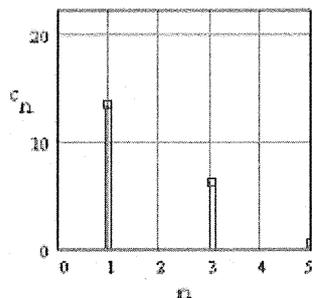


Figure 5 c

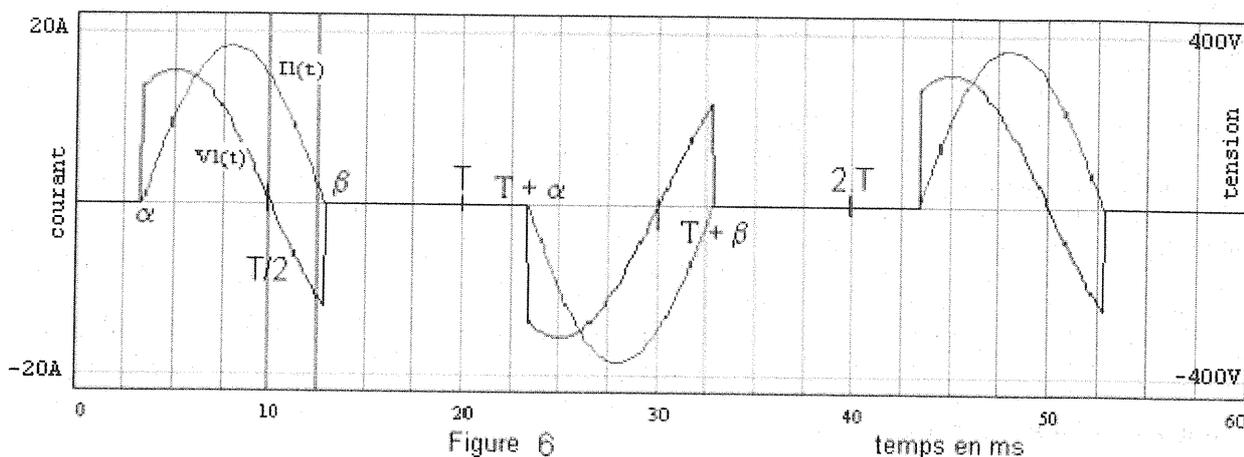
La période est doublée (fréquence 25 Hz)

Valeur relative du fondamental : $f_1 = 0,908$

4/ Simulation avec retard à l'amorçage

Pour un couple résistant constant, l'expérience a montré que la valeur efficace du courant dans chaque phase dépasse la valeur qu'elle a dans un fonctionnement à 50Hz. On a donc été amené à retarder l'amorçage des thyristors pour diminuer le courant en maintenant le couple. Dans ces conditions, le courant dans une phase et la tension à ses bornes prennent les formes suivantes.

Courant et tension aux bornes de la phase 1, valeurs calculées avec les données précédentes :



Le courant dans la phase 1 prend naissance à l'instant α , et s'interrompt à l'instant β . La conduction étant prolongée à cause de l'inductance, les mêmes thyristors restent amorcés, et la tension ne s'annule qu'après le passage par zéro du courant.

Pour obtenir un courant réseau sinusoïdal

Si on choisit un angle de retard à l'amorçage correspondant au déphasage φ des charges R-L des deux phases, supposées identiques, à 50Hz, le courant réseau résultant produit par le biphaser, est parfaitement sinusoïdal et a la même valeur que celui d'une charge R-L à 50 Hz, sous la tension du réseau. Le courant réseau est commuté d'une phase à l'autre au moment de l'annulation du courant. Les courants des phases sont composés de demi-alternances de sinusoïdes et de demi-périodes sans courant.

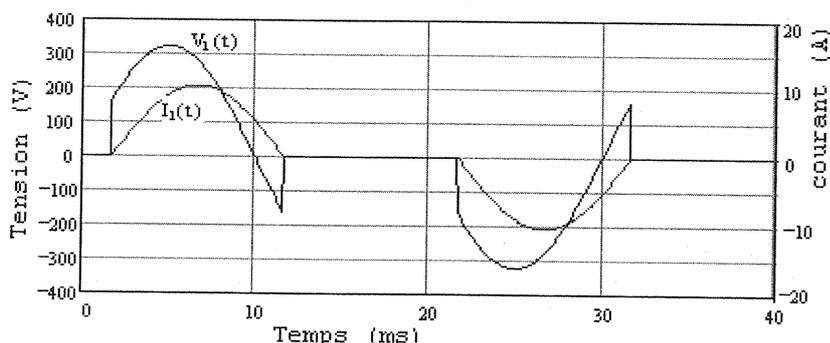


Figure 6 b

La puissance prise au réseau est répartie par moitié entre les deux phases. Ces puissances étant proportionnelles au carré des courants, dans chaque phase, les courants et tension efficaces sont égales aux valeurs à 50 Hz divisées par 2. On pourrait penser maintenir U/f constant, en choisissant un angle de retard à l'amorçage supérieur à φ , mais on est loin d'un régime sinusoïdal, et l'on verra plus loin que cela ne suffit pas pour obtenir un fonctionnement correct du moteur.

5/- Essais du moteur à 50 Hz

Le moteur asynchrone monophasé à condensateur utilisé porte la plaque suivante :

On a trouvé pour les résistances des deux phases $R_1 = 8 \text{ Ohm}$ et $R_2 = 18 \text{ Ohm}$ (phase auxiliaire).

On a d'abord étudié le moteur en fonctionnement normal à 50 Hz, en relevant les oscillogrammes des courants de chaque phase, de la tension du réseau, ainsi que les valeurs efficaces de ces grandeurs.

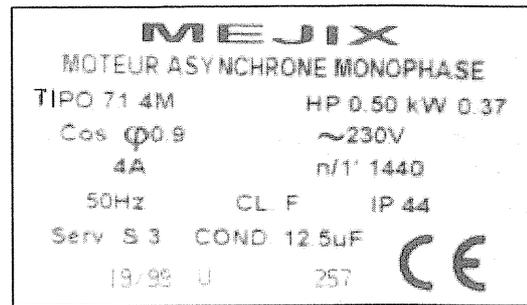
Les puissances actives et réactives ont été mesurées avec un wattmètre IES 8000.

Les différentes valeurs (U, I, P, Q, $\text{Cos}\phi$), sont lues sur le wattmètre à des instants différents ; comme des fluctuations se produisent, on constate des écarts entre les facteurs de puissances relevés et les valeurs calculées. La phase auxiliaire n'ayant pas la même impédance que la phase principale, on trouve des différences importantes entre les valeurs des deux phases.

Courants et tensions ont été captés par l'intermédiaire de sondes à effet Hall. Les oscillogrammes ont été relevés manuellement sur un oscilloscope analogique.

Faute de moyens pour cette première étude, nous avons innové pour la charge du moteur ; il a été installé pour entraîner d'une bétonnière remplie de sable dont l'ouverture était fermée.

On a fait varier la charge en inclinant plus ou moins la partie mobile. Il a cependant été observé des fluctuations de mesure importantes, provoquées par ce type de charge, ce qui a conduit parfois à des mesures peu cohérentes.



Fonctionnement du moteur à vide

Sous une tension : $U_r = 225 \text{ V}$

Le moteur absorbe : $I_r = 1,79 \text{ A}$

Puissance : $P = 233 \text{ W}$

Puissance réactive : $Q = 319 \text{ VAR}$

$\text{Cos}\phi = 0,5$

Phase principale :

7 a

Tension $V_1 = 226 \text{ V}$

Courant $I_1 = 2,47 \text{ A}$

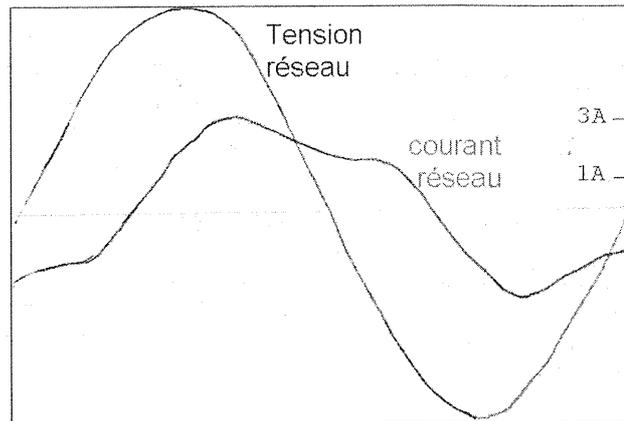
$P_1 = -35 \text{ W}$ (?), facteur de puissance : 0,05

Phase auxiliaire avec condensateur :

$V_2 = 226 \text{ V}$, $I_2 = 1,62 \text{ A}$

$P_2 = 279 \text{ W}$, facteur de puissance : 0,78

Figure



Moteur en charge

$U_r = 226 \text{ V}$

$P = 420 \text{ W}$, $I_r = 2,22 \text{ A}$

$\text{Cos}\phi = 0,75$

Phase principale :

$V_1 = 227 \text{ V}$, $I_1 = 2,27 \text{ A}$

$P_1 = 160 \text{ W}$

Phase auxiliaire :

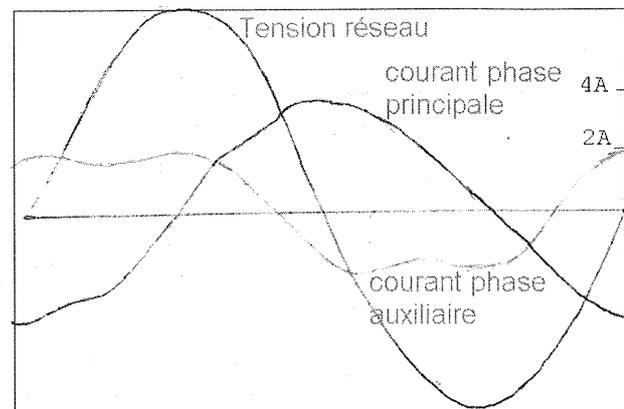
$V_2 = 290 \text{ V}$, $I_2 = 1,5 \text{ A}$

$P_2 = 259 \text{ W}$

Tension aux bornes du condensateur :

$U_c = 371 \text{ V}$

Figure 7 b



6/ Expérimentation du moteur avec le biphaséur

Le condensateur de la phase auxiliaire a été retiré. Pour compenser le déséquilibre entre les phases de ce moteur pseudo diphasé, pour le fonctionnement en charge, on a commandé les thyristors des deux phases avec des angles de retard à l'amorçage différents.

Fonctionnement à vide

Tension réseau
 $U_r = 225 \text{ V}$, 50 Hz

Courant réseau
 $I_r = 2 \text{ A}$

Puissance
 $P = 200 \text{ W}$

Phase principale

Tension : $V_1 = 128 \text{ V}$
 Fréquence 25 Hz
 Courant : $I_1 = 1,54 \text{ A}$
 Durée de conduction : 4,8 ms
 Période des signaux : 40ms

Phase auxiliaire :

Tension $V_2 = 128 \text{ V}$
 Fréquence 25 Hz
 Courant $I_2 = 1,4 \text{ A}$
 Durée de conduction 6,8 ms

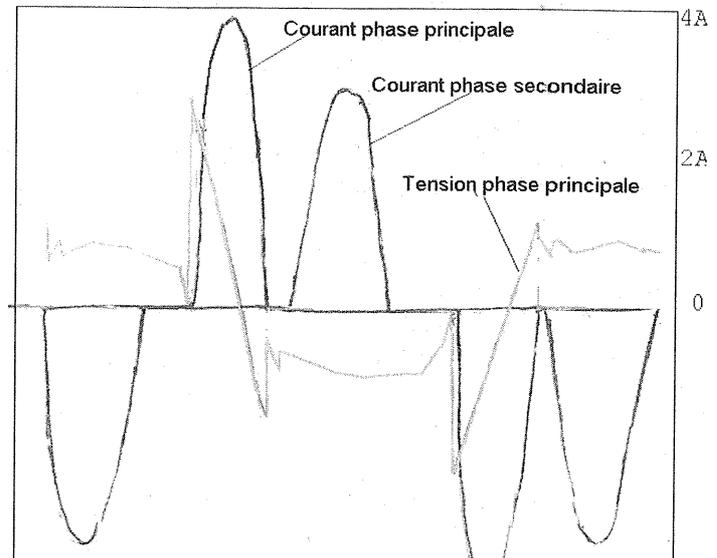


Figure 8

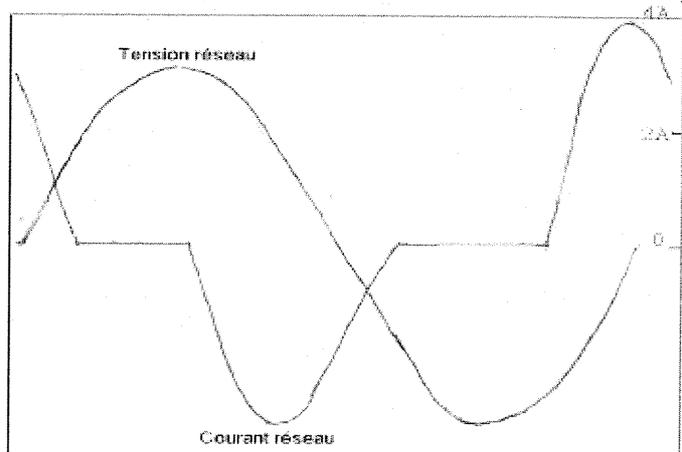


Figure 9

Moteur en charge (figure 10)

Période du signal représenté : 20ms

Valeurs mesurées

Tension réseau : $U_r = 226 \text{ V}$
 Valeur efficace du courant : $I_r = 2,3 \text{ A}$
 Puissance : $P = 400 \text{ W}$ (moyenne)
 Facteur de puissance 0,75
 Le courant est inversé sur l'oscillogramme.

Phase principale :

$V_1 = 226 \text{ V}$; $I_1 = 2,27 \text{ A}$
 $P_1 = 180 \text{ W}$ (moyenne)

Phase auxiliaire :

$V_2 = 290 \text{ V}$; $I_2 = 1,5 \text{ A}$; $P_2 = 220 \text{ W}$

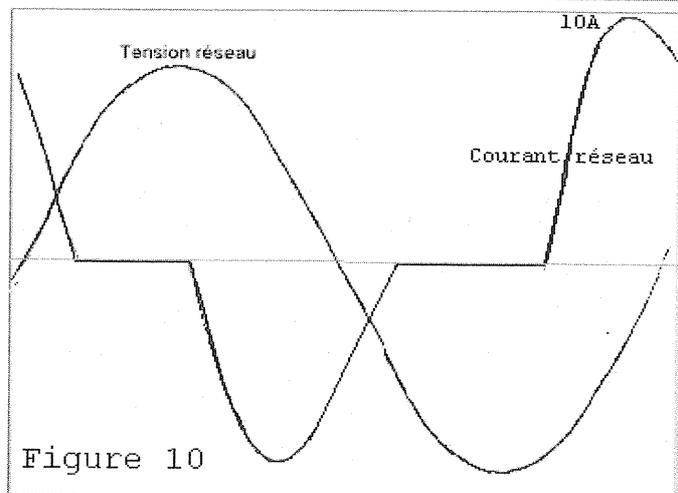


Figure 10

Premières conclusions

On a vérifié la nécessité d'introduire un angle de retard à l'amorçage pour limiter les courants.

Le courant réseau n'est pas tout à fait symétrique : il comporte une composante continue due au fait que les alternances positives proviennent du courant dans la phase principale, et les alternances négatives du courant dans la phase auxiliaire.

On peut réduire cette composante en ajustant les angles de retard à l'amorçage des deux phases, au détriment de l'équilibre des ampères-tours.

On a constaté au cours du fonctionnement des vibrations anormales du moteur, signe d'un couple pulsé. On peut les attribuer au fait que les courants ne sont pas présents simultanément dans les deux phases. La somme vectorielle des ampères-tours des deux phases n'est pas constante au cours d'une période, comme c'est le cas dans un moteur biphasé alimenté par deux phases équilibrées, en quadrature. Lorsque l'on applique le courant dans une phase la fém du moteur est nulle, d'où des pointes de courant et de couple.

Ampères-tours résultants

Afin d'évaluer l'impact de la forme des courants sur les fluctuations du couple, on a calculé l'intensité résultante, et on a tracé ses variations en fonction du temps.

$$I_{res}(t) = \sqrt{I_1(t)^2 + I_2(t)^2}$$

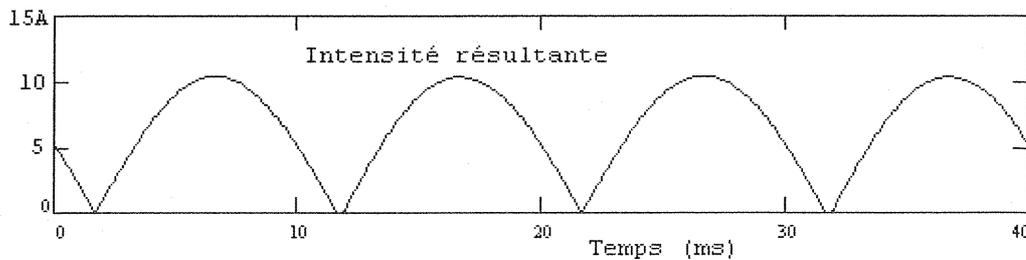


Figure 11

La courbe de la figure 11 a été tracée dans le cas où l'angle de retard est égal au déphasage de la charge ; pour un angle plus grand, les calottes de sinusoides seraient disjointes.

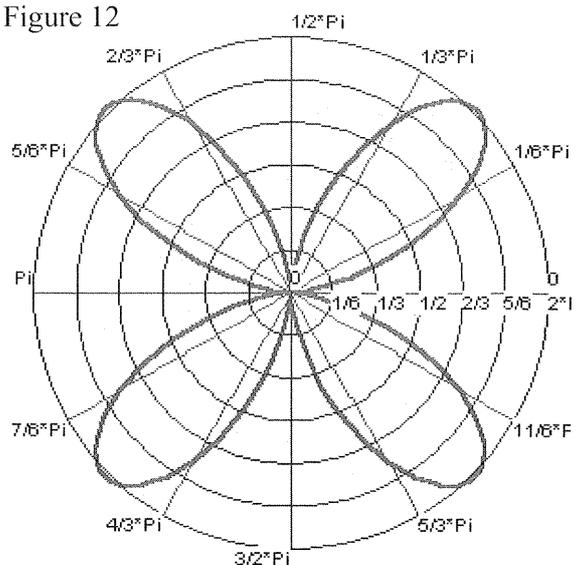
Dans le diagramme ci-contre, on a représenté en coordonnées polaires la résultante radiale des ampères-tours des deux phases, au cours d'une rotation du champ tournant c'est à dire 40 ms. Les amplitudes sont celles de la figure 11. Les courants n'étant pas présents simultanément dans les deux phases, les pointes ne sont pas tempérées par la f.e.m induite par le deuxième enroulement.

Les fluctuations des ampères-tours résultants produisent un flux pulsé.

Il s'ensuit des vibrations inhabituelles pour le moteur.

Ces vibrations, acceptables dans un processus de démarrage pendant lequel le biphasé limite la pointe de courant, sont un inconvénient dans un fonctionnement permanent.

Figure 12



7/- Biphaseur avec filtre inductance et capacité

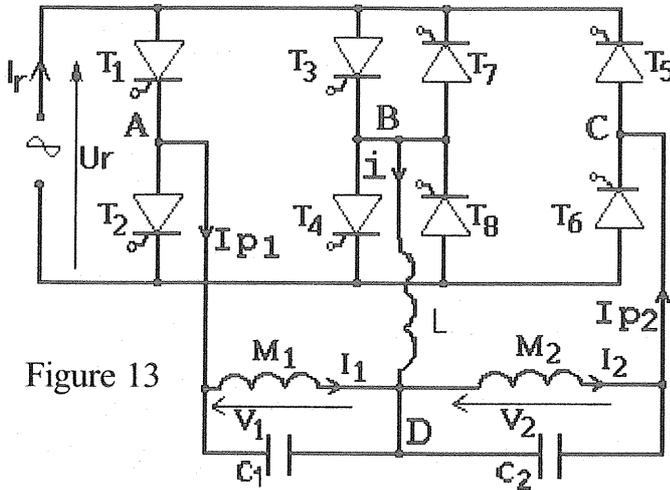


Figure 13

Pour éviter ces vibrations, on a filtré le courant et la tension dans chacune des phases.

Pour cela, un condensateur est placé en parallèle avec chaque phase, et une inductance L en série avec l'ensemble.

On a assimilé chaque phase à un circuit R-L série.

La phase principale est décalée d'un angle de retard à l'amorçage pour garder aux courants des valeurs proches de leur valeurs nominales.

Simulation

Relations entre tensions et courants délivrés par le pont de thyristors :

$$U_A - U_B = U_{AB} = v_1 - L \cdot di / dt$$

$$U_B - U_C = U_{BC} = v_2 + L \cdot di / dt$$

$$i = Ip_2 - Ip_1$$

L'angle de retard α est supposé tel qu'au moment où le courant dans le deuxième pont, décalé de 10ms, prend naissance, le courant du premier est éteint. Cela sera vérifié par les résultats calculés et expérimentaux. De la sorte, le courant Ip_1 se confond, au signe près, avec le courant $i(t)$ quand le premier pont conduit ; de même le courant Ip_2 se confond avec le courant $i(t)$ quand le deuxième conduit. Cela permet de n'utiliser qu'une inductance de lissage L pour les deux phases, placée selon la figure 13. Les courants dans les phases du moteur sont prolongés grâce aux condensateurs.

Dans ces conditions, les courants dans les deux phases s'écrivent :

$$i_1 = -i - C \cdot dv_1 / dt \quad \text{car } Ip_2 = 0 \text{ quand } Ip_1 \text{ est non nul, et réciproquement :}$$

$$i_2 = i - C \cdot dv_2 / dt$$

On peut étudier séparément ce qui se passe dans chaque phase.

Pour la phase N° 1 on dispose donc des équations suivantes :

$$U_{AB}(t) = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \text{si } 0 < t < 20 \text{ ms et } i(t) > 0$$

$$U_{AB}(t) = v_1 - L \cdot di / dt$$

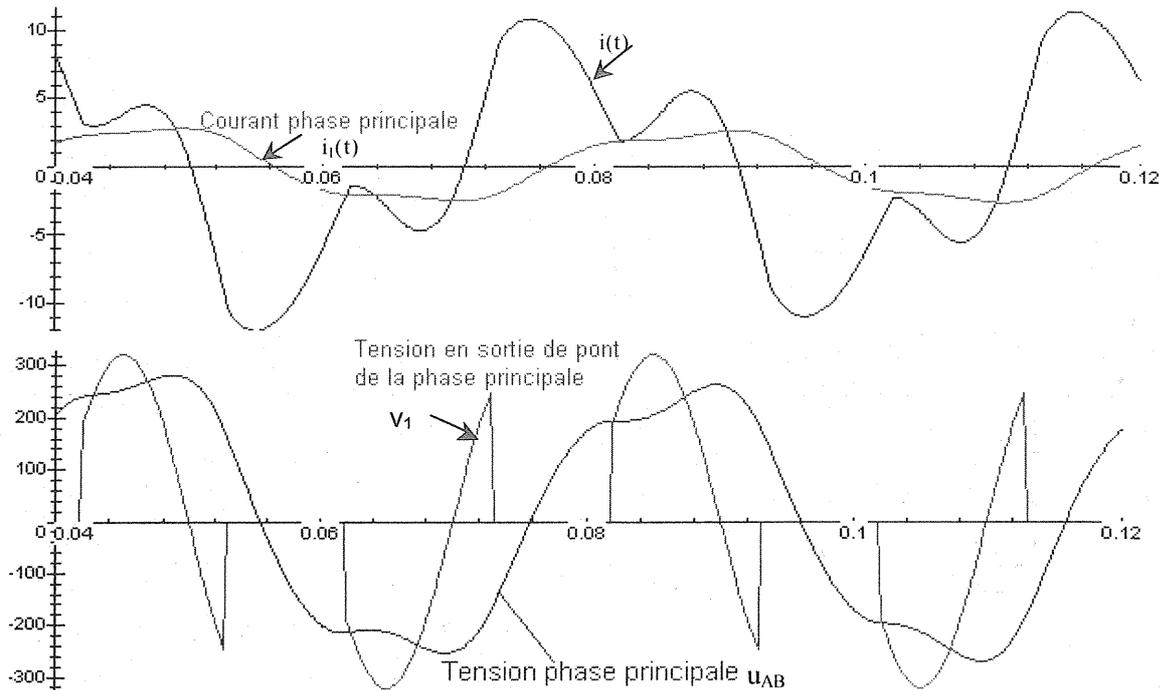
$$i + i_1 = -C \cdot dv_1 / dt$$

La solution de ces équations réalisée avec MAPLE permet de tracer les formes des courants $i(t)$ et $i_1(t)$, et des tensions $U_{AB}(t)$ et $v_1(t)$.

Valeurs choisies pour la phase principale $L_1 = 0.08 \text{ H}$; $R_1 = 100\Omega$.

Et pour le circuit de filtrage $L = L_1$; $R = 2\Omega$; $C_1 = 200 \mu\text{F}$

Sont représentés les courants $i(t)$ et $i_1(t)$.



8/- Expérimentation du biphaser avec filtre

Diverses capacités de condensateurs ont été expérimentées. Les valeurs choisies sont inférieures à celles correspondant à la résonance du circuit LC formé avec les inductances équivalentes aux deux phases. $C_1 = 300\mu F$, $C_2 = 200\mu F$, $L = 0,1 H$ environ. La résistance de la bobine est de $0,8 \Omega$.

La phase principale est décalée d'un angle de retard à l'amorçage plus faible que la phase auxiliaire. Les durées de conceptions des deux ponts étaient respectivement de 14ms et 11ms. Fréquence 25 Hz. Courant : $I_r = 6,1 A$. Puissance totale : $P = 355 W$. Tension phase principale : $V_1 = 137 V$. Tension phase secondaire : $V_2 = 89 V$. La période est de 25 Hz.

Le résultat de la forme calculée plus haut pour le courant, est proche des allures des courants relevés à l'oscilloscope. La forme des courants dans chaque phase se rapproche des formes des courants dans les phases du moteur avec capacité alimenté en 50Hz.

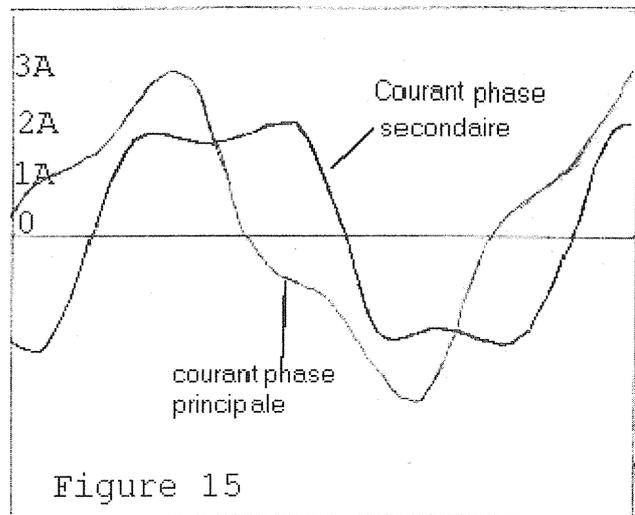


Figure 15

Les rapports U/f sont les suivants :

Phase	f= 50 Hz	f= 25 Hz
Principale	4,54	5,48
Auxiliaire	4,52	3,56

On peut penser que l'on pourra rapprocher entre elles les valeurs trouvées pour le fonctionnement à 25Hz, en agissant sur les capacités des condensateurs, les valeurs de l'inductance et des angles de retards à l'amorçage. Pour ces essais, on s'est efforcé d'obtenir un couple identique au couple de l'essai en charge du moteur seul.

9/- Conclusions :

Nous sommes parvenus à trouver un fonctionnement qui nous a semblé satisfaisant en régime permanent à la moitié de la fréquence nominale, avec un couple important, au prix de l'adjonction d'un filtre assez coûteux, ce qui limite l'intérêt du procédé.

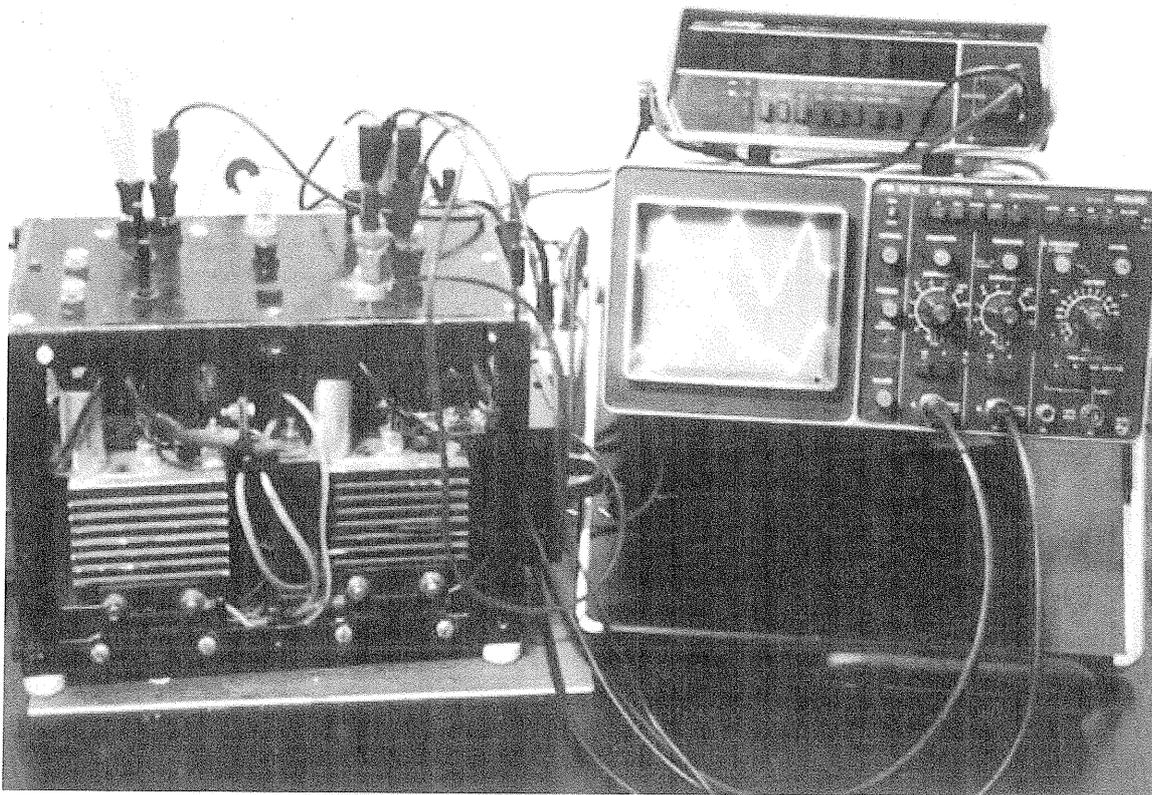
Une modélisation moins simpliste du moteur, permettrait certainement de trouver en simulation des formes de courants plus proches des résultats expérimentaux.

Le dispositif expérimental utilisé était assez rudimentaire. Il paraît nécessaire de refaire ces mesures avec un dispositif de charge plus stable et un système d'acquisition de données approprié, avant de tirer des conclusions définitives.

Il se peut que le premier montage présente de l'intérêt, par exemple en régime transitoire, pour le démarrage ou le freinage. A ce sujet, nous avons trouvé un dispositif analogue d'alimentation d'un moteur triphasé à des fractions impaires de la fréquence réseau, à partir d'une tension monophasée. L'application proposée était l'entraînement de porte coulissante par vérin électrique, le freinage en douceur était obtenu par un fonctionnement en génératrice à $f/3$. (brevet européen Ep 0 562 673 A2)

10/-Dispositif expérimental

On visualise sur l'écran le courant réseau, et le courant dans la phase principale à 25 Hz.



L'EVOLUTION DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE EN TRACTION FERROVIAIRE

Christian LECLERC

Ingénieur d'études honoraire à la Direction du matériel et de la traction de la SNCF

2ème partie (suite du n°26) : L'utilisation des diodes sur les matériels de traction

B.2.2 - Les automotrices et locomotives à redresseurs non contrôlés à diodes seules

A partir de la fin des années 1950, sont apparus quelques matériels expérimentaux équipés de redresseurs à diodes. Ils étaient étudiés, pour la plupart, par "Le Matériel Electrique SW" à Champagne sur Seine, qui fabriquait les premières diodes de traction au silicium (12B, 12C), comme vu précédemment, à la suite des ignitrons mono-anodiques dont cette Société avait la spécialité.

Très rapidement, par la suite et même simultanément, les redresseurs à diodes ont équipé de nombreuses séries de locomotives et d'automotrices de banlieue.

La série des locomotives "Nord-Est" BB 12000, largement commencée avec des redresseurs à ignitrons, s'est terminée avec des machines équipées de diodes dès leur construction, ces composants ayant, entre temps, fait leurs preuves sur les engins expérimentaux et prototypes. Il en a été de même avec les BB 16500.

- 1957 : l'automotrice Z 9055

Comme déjà évoqué plus haut à de nombreuses reprises, cette automotrice de 560 kW au régime unihoraire a reçu un équipement redresseur expérimental au silicium dès 1957.

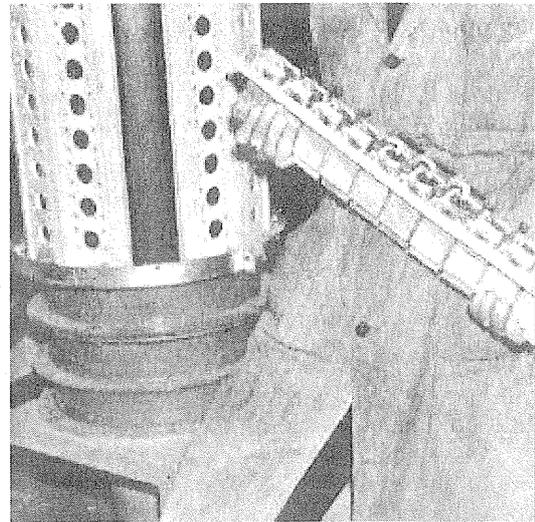
Cet équipement a, tout d'abord, pris la forme de 2 ensembles de 192 cellules chacun ; il s'agissait de diodes d'origine américaine, vissées sur leur radiateur et regroupées par 12 sur des plaques facilement amovibles et permettant des raccordements de mesures sur les cellules elles-mêmes ; les plaques étaient empilées dans des tiroirs horizontalement ou verticalement. La Société SW a ainsi pu mesurer, en environnement électrique "traction" bien réel, les contraintes en tension et en courant appliquées aux diodes montées en associations série/parallèles et affiner ainsi la marge de sécurité, électrique et thermique nécessaire à un redresseur "optimisé".

C'est ainsi que, vers 1959, ce type de montage a été remplacé par un seul bloc de 144 cellules en forme de colonne verticale à 12 facettes (*figure 33*), chaque facette étant constituée de 12 radiateurs, équipés de leur diode, juxtaposés et rendus solidaires selon un sous-ensemble modulaire facilement démontable. La ventilation était intégrée dans le bloc qui constituait un ensemble, capable d'une puissance maximum de 1000 kW, compact et peu encombrant (cylindre de

450 mm de \varnothing et de 1100 mm de hauteur). Cette disposition en colonne est devenue, par la suite, le type de montage, propre à la Société SW, qui sera rencontré dans ses variantes successives sur l'automotrice Z 9057, les nombreuses locomotives, BB 12000 "silicium", les 2 locomotives tri-courant BB 30001, 30002 et d'autres locomotives ultérieures de conception SW pour leur partie électrique.

Sur le diagramme d'installation de la *figure 34*, on peut juger de la différence d'encombrement entre le bloc redresseur à diodes et l'équipement à ignitrons de 5' qui avait été maintenu.

Quant au schéma, représenté à la *figure 35*, il est celui d'un engin typiquement expérimental, obtenu par la transformation d'un matériel ancien dont certains équipements avaient été conservés dans leur conception et fonction d'origine, tel le rhéostat de démarrage et, bien sûr, les moteurs de traction.



Vue d'un sous-ensemble de diodes SW du redresseur de la Z 9055 dans sa version de 1959

Ce sous-ensemble est en cours de montage dans le bloc redresseur de forme cylindrique qui comportait 144 cellules au total. Le groupe moto-ventilateur constitue le socle de base de l'équipement.

Figure 33 (Cliché extrait de la "Revue SW" n° 27)

Le transformateur, installé lors de l'adaptation du continu 750 V à l'alternatif monophasé haute tension et initialement prévu pour 20 kV à la caténaire, a été transformé par adjonction d'un autotransformateur lorsque la tension d'alimentation des lignes de Savoie a été portée de 20 à 25 kV. Par ailleurs, 2 selfs

additionnelles, non représentées au schéma, ont été insérées dans l'alimentation alternative des redresseurs afin de palier l'insuffisance de réactance du transformateur qui limite les courants de défauts à une valeur admissible par les diodes durant le délai de fonctionnement des protections (temps de réponse des relais de détection et commande d'ouverture du disjoncteur 25 kV).

Le réglage de tension des moteurs de traction est donc obtenu par le rhéostat de démarrage d'origine. Cette disposition, propre aux matériels à courant continu, était très rare en monophasé puisque pratiquement tous les matériels utilisaient un "graduateur" incorporé au transformateur principal.

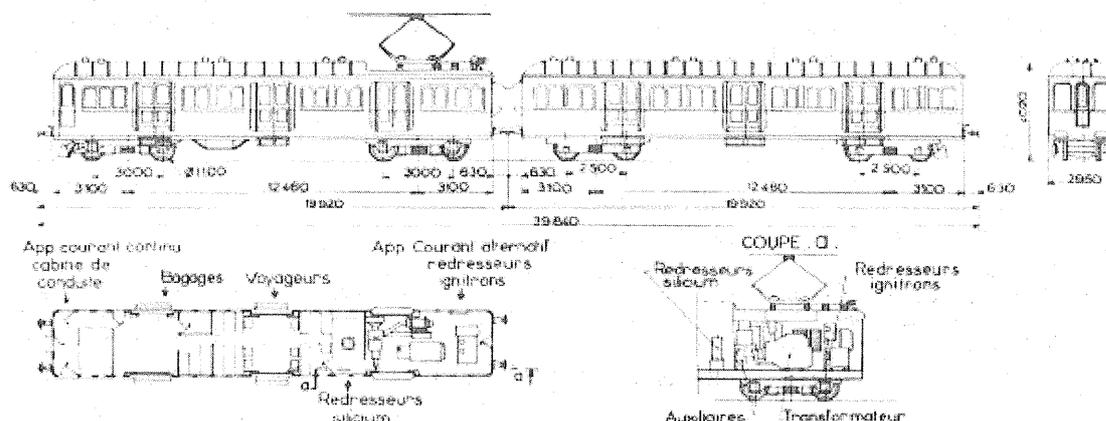


Diagramme de l'automotrice expérimentale Z 9055 dans sa configuration de 1959

Cet engin a eu vocation de banc d'essais d'équipements redresseurs monophasés ; il avait conservé ses équipements d'origine à courant continu 750 V, son rhéostat de démarrage en particulier, tandis que les organes purement monophasés et leurs auxiliaires étaient installés dans la caisse. Le redresseur au silicium, fabriqué par SW, est venu rejoindre l'équipement à ignitrons des premiers essais d'engins monophasés 25 kV - 50 Hz à redresseurs de Savoie.

Figure 34 (Diagramme extrait de la "Revue SW" n° 27 - 2ème édition de septembre 1960)

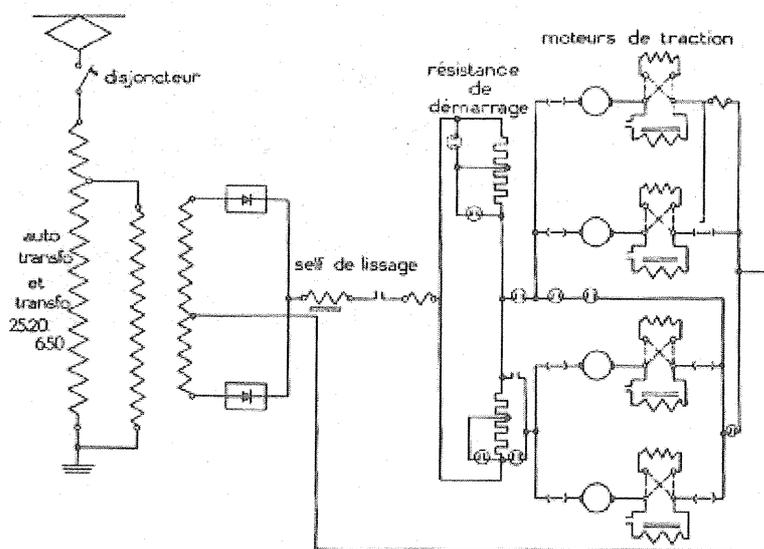


Schéma de l'automotrice Z 9055

Cette ancienne automotrice à 750 V de la banlieue parisienne avait une puissance de 560 kW ; elle avait conservé ses 4 moteurs de traction à courant continu d'origine.

Figure 35

(Schéma extrait de la "Revue SW" n° 27)

- 1958 : l'automotrice Z 9057

Commandée par la SNCF alors que le nouveau redresseur SW de la Z 9055 n'était pas encore installé, cette autre automotrice expérimentale a été l'un des prototypes des rames prévues pour les lignes SNCF de la banlieue parisienne électrifiées en 25 kV - 50 Hz ; ce seront les Z 6100, de 1965 et 6300, de 1967 des régions de Paris Nord et de

Paris-St Lazare. La Z 9057 a été re-numérotée Z 6007 par la suite. Cette automotrice prototype, dont le diagramme simplifié est représenté à la figure 36, est composée d'une motrice et de 2 remorques à caisses en acier inoxydable. Un seul des bogies de la motrice était moteur, son moteur unique a une puissance de l'ordre de 750 kW.

Le schéma électrique de traction était très simple, le transformateur principal, de 940 kVA, était équipé d'un gradateur basse tension qui assure la variation de la tension appliquée au redresseur donc au moteur.

Ce redresseur était un pont de Graetz à 4 bras de diodes au silicium (la figure 79 représente le schéma de traction de l'automotrice et la photographie de son redresseur, typiquement SW).

Le nombre de diodes, prévu à l'origine par SW, était de 128 comme le montre le schéma ci-

dessous ; mais un document interne à la SNCF, datant de 1961, donne des indications légèrement différentes (144 diodes SW 12B120 de 1200 V, 200 A moyens en 4 bras, chacun étant composé de 6 files parallèles de 6 cellules en série chacune) ce qui n'est pas étonnant compte tenu du caractère expérimental de l'équipement redresseur.

Par la suite, les automotrices des séries Z 6100 et 6300 issues de cette Z9057 expérimentale, auront un redresseur à ventilation naturelle installé en toiture.



Diagramme complet de la Z 9057

Cette rame de banlieue prototype de 750 kW était composée d'une motrice et de 2 remorques, le seul bogie moteur (à moteur de traction auto-ventilé unique) était situé sous le compartiment, surmonté du pantographe, où sont installés le transformateur équipé d'un gradateur basse tension, le bloc redresseur et les divers appareillages ; la self de lissage était située sous caisse, elle était à ventilation naturelle. La longueur totale de la rame était de 74,5 m et sa masse en charge de 155 tonnes.

Figure 36 (Diagramme extrait de la "Revue SW" n° 27)

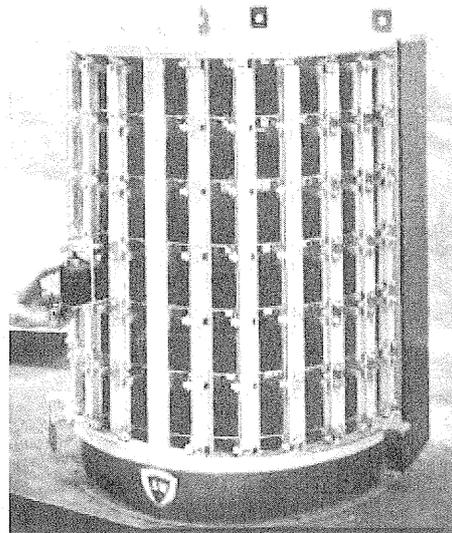
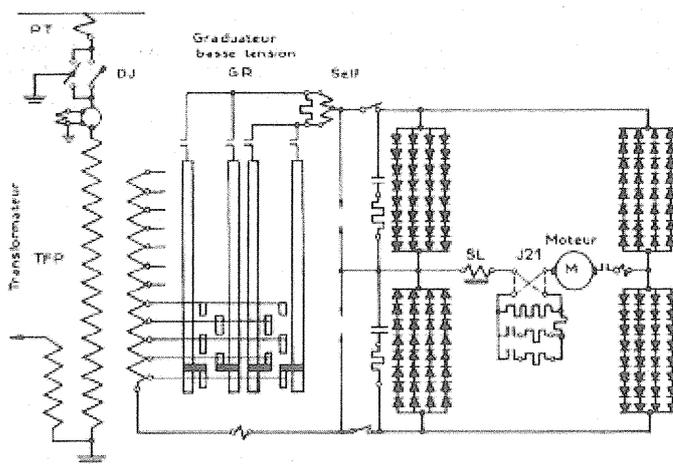


Schéma de principe des circuits de traction de la Z 9057 prévus à l'origine par SW

Le redresseur, en simple pont de Graetz, était constitué de 128 diodes mais un document SNCF de 1961 fait état de 144 diodes (4 bras de 6 x 6 diodes chacun). La photographie de droite représente le bloc redresseur en forme de demi-cylindre qui était une évolution du petit redresseur installé sur la Z 9055 décrite plus haut. La self de lissage SL, en série avec le moteur, était de 4 mH ; les inducteurs sont branchés aux bornes de l'inverseur J21, 2 résistances dites de "shuntage" mises en service par des contacteurs permettent l'augmentation de vitesse par réduction du champ lorsque la tension d'alimentation du redresseur était à son maximum (graduateur au dernier cran).

On remarquera la représentation assez détaillée du graduateur basse tension (les prises sont au secondaire) avec ses 4 rangées de plots, les contacteurs de transition et la self à point milieu, intégrée au transformateur qui fonctionne en diviseur de tension lorsque le graduateur était sur les demi-crans (ou "inter-crans").

Figure 37 (Schéma et cliché extraits de la "Revue SW" n° 27)

- 1959 : la locomotive BB 20103

La BB 20103 a été, très certainement, le premier engin puissant à semi-conducteurs de la SNCF puisque, initialement équipée d'excitrons à refroidissement à air (comme sa soeur jumelle, la BB 20104), elle a reçu des redresseurs à diodes SW

en 1959. Quant à la BB 20104, elle a été équipée de diodes ALSTHOM du type AS10N en 1961.

Cette locomotive (figures 39 et 40), de caisse très proche des BB 16000, était un engin bi-fréquence (25 kV, 50 Hz - 15 kV, 16 2/3 Hz) de 3590 kW (en puissance continue sous 25 kV) à 2

moteurs de traction ; le réglage de tension étant assuré par un système à graduateur haute tension.

Le redresseur était un montage en pont avec point milieu (figure 38), les 2 moteurs étaient reliés en série avec point milieu connecté à un point milieu du secondaire du transformateur (schéma évoqué en B.2.1 et figure 30 de la 1ère partie).

Les cellules étaient les premières diodes "SW" de type 12B80 puis 12B100 (800 à 1000 V, 200 A) qui, au nombre de 896 à l'origine, étaient réparties sur 4 blocs cylindriques (de 550 kg chacun) puis,

par la suite, le redresseur a été ramené à seulement 2 blocs totalisant 512 cellules (figure 40 à droite) ; chaque bras était alors constitué de 16 files de 8 diodes en parallèle.

- 1961 : les locomotives BB 12134 à 12148

Il s'agit des dernières machines de la série des locomotives à ignitrons déjà décrites en première partie (voir A.3.1.2, figure 11 et figures annexes sur site 3EI relatif au n°25).

Schéma de principe simplifié de la BB 20103

Le redresseur en pont de Graetz avait 512 cellules. On remarquera qu'il y avait un bloc RC de protection pour 2 diodes en //, le circuit RC de protection dynamique était de $0,25 \mu\text{F} - 16 \text{ U}$, tandis que la R // d'équilibrage statique était de 20 k Ω .

Les composants des circuits de protection globale contre les surtensions avaient comme valeurs :

- C1 : 4 μF , C2 : 6 μF

- R1 et R2 étaient des éléments résistifs variant avec la tension (varistances) selon une relation de la forme $I = AU^k$, liant le courant à la tension appliquée où A est un coefficient constant (allant de 10^{-16} à 10^{-6} environ, selon les modèles et matériaux) et k un exposant de valeur 3 à 5 selon la résistivité du matériau.

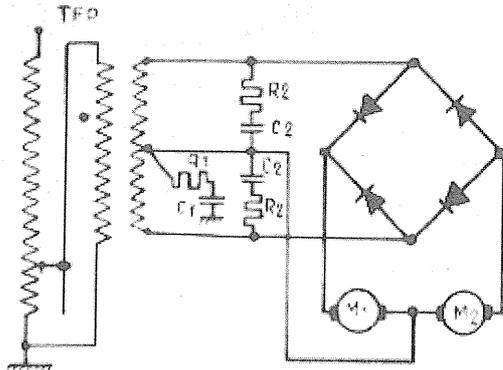


Figure 38 (Schéma SNCF - DETE)

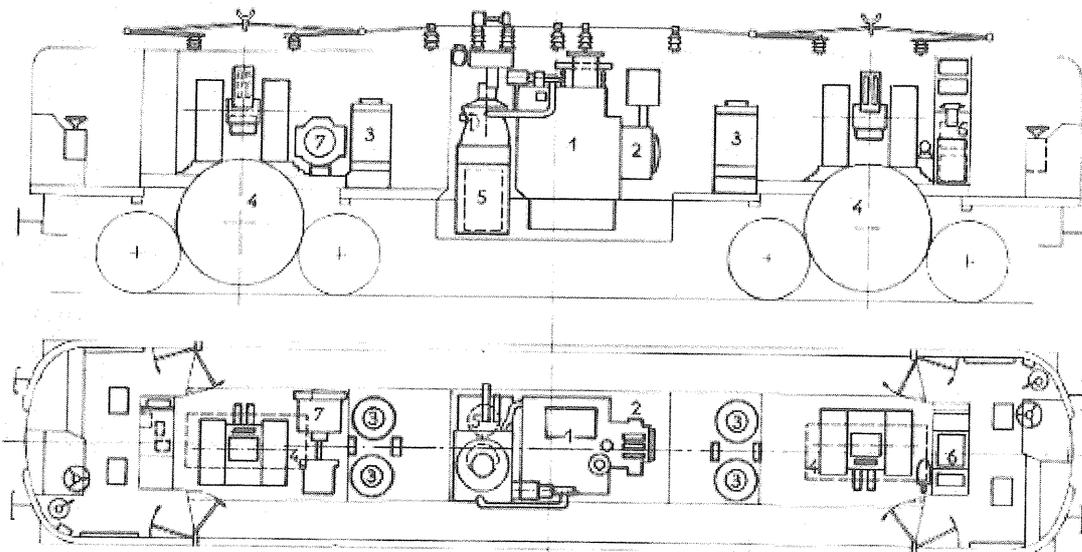


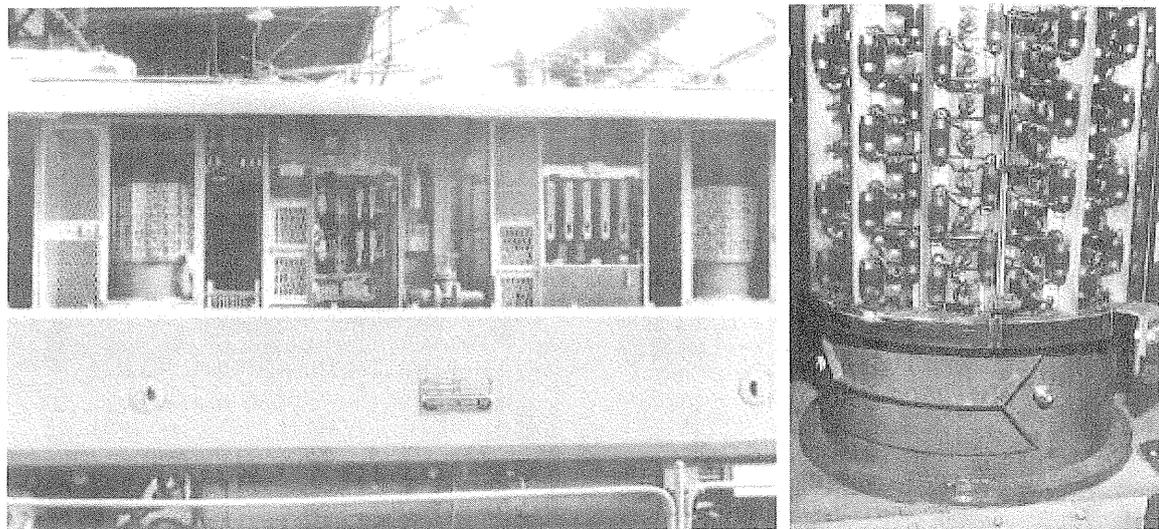
Diagramme de disposition interne des organes de la locomotive BB 20103 envisagée par la société SW

Les repères correspondent aux organes suivants : 1 - transformateur, 2 - graduateur, 3 - blocs redresseurs au silicium, 4 - moteurs de traction, 5 - selfs de lissage, 6 - alimentation des auxiliaires (groupe tournant "Arno" ou semi-conducteurs), 7 - moto-compresseur.

Figure 39 (Diagramme extrait de la "Revue SW" n° 27)

Equipée d'origine de redresseurs à diodes, ces locomotives monophasées de 2470 kW (régime continu), sorties à partir de 1961, ont 4 moteurs de traction à courant ondulé répartis en 2 groupes de 2 moteurs couplés en parallèle, chaque groupe étant alimenté par un ensemble redresseur indépendant.

Le transformateur principal, assez complexe, possédait un graduateur haute tension constituant un autotransformateur 25 kV suivi d'un transformateur à rapport fixe, cet ensemble assurait le réglage de la tension alternative appliquée aux redresseurs pour le démarrage et les variations de vitesse de la locomotive. L'enroulement secondaire



Vues de la BB 20103 faisant apparaître les blocs redresseurs au silicium, installés de part et d'autre du transformateur (dont on aperçoit une vanne du circuit d'huile de refroidissement) comme indiqué sur le diagramme représenté à la figure 41. La vue de droite montre les détails de l'un des blocs redresseurs de forme cylindrique.

Figure 40 (Photographies d'origine SW)

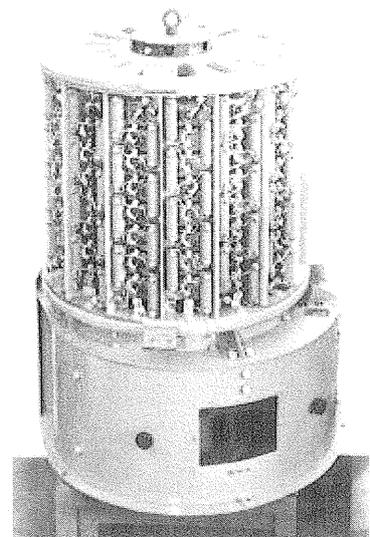
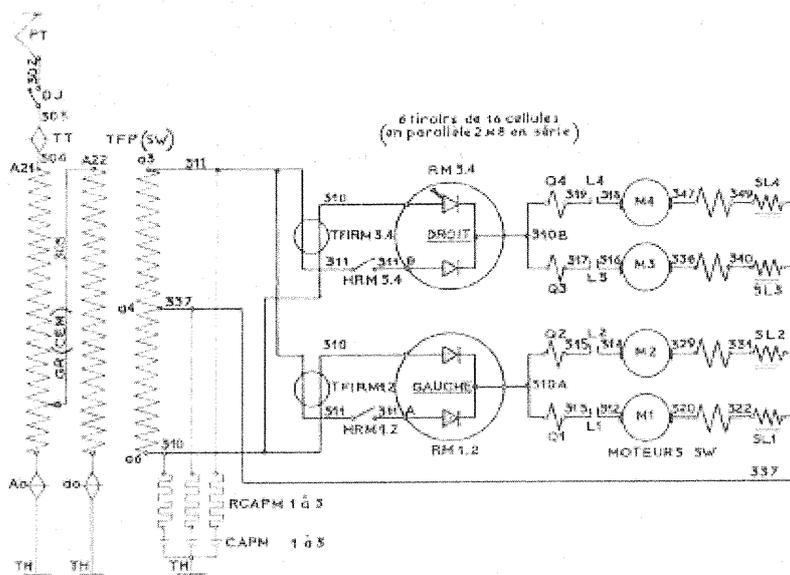


Schéma de principe des locomotives BB 12134 à 12148, équipées d'origine de redresseurs "silicium"

Les circuits de protection en courant des redresseurs sont constitués de transformateurs d'intensité différentiels (repérés TFIRM) qui commandent l'ouverture du disjoncteur en cas de déséquilibre. A droite, photographie de l'un des 2 redresseurs équipé d'un groupe moto-ventilateur logé dans son socle (voir la figure 44 représentant le dispositif de ventilation de ce type de redresseur).

Figure 41 (Schéma et photographie d'origine SW, constructeur des équipements électriques)

à point milieu délivrait 2 x 1065 V aux 2 redresseurs à schéma "push-pull" connectés en parallèle. Sur le schéma représenté à la figure 41, on distingue les 2 blocs redresseurs de type "push-pull" (repérés RM 1.2 et RM 3.4), constitués chacun par 2 bras de diodes. Chaque bras était, en fait, physiquement réalisé par des couplages série-parallèles d'un grand nombre de cellules en boîtiers vissés du type 12B120 (200 A - 1200 V) de "SW".

Un bras était constitué de 6 sous-ensembles couplés en parallèle, chaque sous ensemble comportant 8 groupes de 2 diodes (vissées de part

et d'autre d'un même refroidisseur à ailettes donc couplées en parallèle) branchés en série. On aboutit ainsi à un total de 192 diodes par bloc, soit 384 diodes pour la locomotive (la photographie de l'un des 2 blocs est représentée à droite de la figure 41).

En ce qui concerne la protection individuelle des cellules, elle était en fait assurée au niveau de chaque groupe de 2 diodes par un bloc RRC moulé commun.

Afin d'équilibrer les contraintes en tension inverse des cellules montées en série, toutes les diodes devront être rigoureusement de la même

classe de tension et avoir des Qrr voisins. De même, l'équilibrage en courant entre chacun des sous-ensembles connectés en parallèle d'un même bras, impose que la somme des chutes de tension directes (VF) des cellules en série le composant, soit pratiquement la même pour tous. Pour faciliter l'assemblage lors de la construction et de la

maintenance des bras de diodes, chaque cellule comporte l'indication de sa "classe" de tension VF codifiée par une marque colorée apposée sur son boîtier lors de sa fabrication.

Le tableau ci-dessous, récapitule la composition des redresseurs à diodes des BB 12134 à 12148 :

année	référence	fabricant	tension	courant	boîtier	nb.en série par bras	nb.en // par bras	nombre total par locomotive
1961	12B120	"SW"	1200	120	vissé	8	12	384

- 1961 : les BB 30001 et 30002

Ces 2 machines prototypes (numérotées initialement 26001 et 26002) ont été les premières locomotives "tri-courant" de la SNCF (25 kV 50 Hz - 1500, 3000 V =). A ce titre, elles méritent de figurer dans cet "historique".

Étudiées, pour leur partie électrique, par SW, en même temps que les BB 12000 décrites ci-dessus, elles avaient emprunté aux BB 9400 de 1958, à courant continu 1500 V, leur partie mécanique (caisse, bogies) ainsi que leurs 2 moteurs de traction.

D'une puissance de 2135 kW elles juxtaposaient un équipement à courant continu (1500 - 3000 V) à rhéostat de démarrage très classique et un équipement monophasé à 2 redresseurs (du type "push-pull" à 144 diodes 12B120 chacun), très voisins d'aspect de ceux des BB 12000 (figure 41). Le transformateur était démuné du graduateur habituel car le réglage de vitesse des moteurs utilisait le rhéostat imposé pour le fonctionnement sous courant continu. La figure 42 est un croquis montrant clairement le principe de conception des redresseurs SW, de forme cylindrique (ou demi-cylindrique du type Z9057), de l'époque.

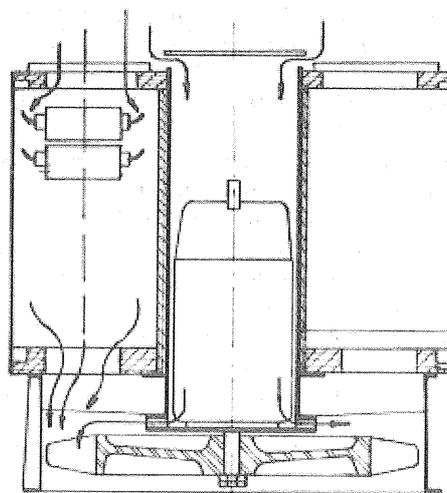
Le dispositif de ventilation et ses flux d'air, y sont spécialement mis en évidence ; l'air de refroidissement des diodes circule de haut en bas dans la "couronne" extérieure, tandis que le moteur du ventilateur était refroidi par un flux passant dans le tube central.

- 1964 : les locomotives BB 25100, 25200

Elles sont la version bi-courant (25 kV 50 Hz - 1500 V =) des BB 16000 purement monophasées à ignitrons, mais les redresseurs à diodes SW étant largement appliqués depuis 1961, cette importante série de 121 locomotives (toutes sous-séries confondues) de 4130 kW à 4 moteurs à courant ondulé ont, d'emblée, été équipées "silicium" sous la forme SW maintenant bien connue.

Le schéma de la partie monophasée, représenté à la figure 43, montre une grande analogie avec celui de la BB 20103, prototype, de la figure 40 (un seul moteur est ici remplacé par 2 en parallèle). Les 2 redresseurs SW, de forme demi-cylindrique, totalisaient 224 diodes 12C120 (1200 V - 200 A),

chacun avait une masse de 600 kg (y compris le groupe de ventilation).



Ventilation du bloc redresseur SW des BB 30001, 30002

Figure 42 (Dessin extrait d'une note technique SW)

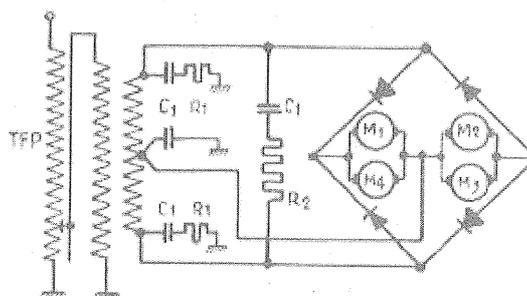


Schéma monophasé simplifié des BB 25100

Figure 43 (Schéma SNCF - DETE)

Les locomotives de fin de série, construites en 1973, ont été équipées de diodes R7012840 de 2800 V - 400 A, fabriquées par CDSW (usine du Mans) qui avait pris la succession de SW dans la fabrication des semi-conducteurs.

- 1964 : les BB 16500 de fin de série sorties au "silicium" d'origine

Comme pour les dernières BB 12000, des redresseurs à diodes ont été montés d'origine sur les 40 dernières BB 16500 ALSTHOM de 2580 kW.

Elles vont être décrites un peu plus loin, avec la plus grande partie de cette famille de 294 machines qui, ayant été équipées d'origine en ignitrons et excitrons ont (comme les BB 12000 et BB 16000 logées à la même enseigne) reçu des redresseurs "silicium" en remplacement. Elles ne sont citées ici que pour les situer chronologiquement.

- 1964 : les locomotives CC 40100

D'une longueur exceptionnelle de 22,03 m et pesant 106 t, alors que les BB 16000 mesuraient 16,2 m et pesaient 84 t (pour une puissance du même ordre), ces 4 locomotives ALSTHOM quadri-courant de 4480 kW à 2 moteurs de traction doubles (induits en "tandem") fonctionnaient sous les 4 courants "européens", à savoir : alternatif monophasé 25 kV, 50 Hz et 15 kV 162/3 Hz - continu 1500 et 3000 V.

Elles étaient prévues pour rouler à une vitesse maximum de 160 ou 240 km/h, un dispositif de réducteur à 2 rapports était installé sur les bogies.

La longueur de leur caisse a été imposée par la complexité de l'équipement électrique dont la pièce maîtresse était constituée par un rhéostat de démarrage à contacteurs commandés par un arbre à cames ; d'autres arbres à cames annexes assurant les commutations nombreuses et complexes des circuits principaux ainsi que les couplages séries-parallèles des 4 induits et le "shuntage" des moteurs de traction.

On peut, en simplifiant, décrire cette machine comme étant principalement une locomotive à courant continu capable de supporter la tension d'alimentation de 3000 V (isolement des organes, appareillage et moteurs, prévu en conséquence) et d'autoriser les intensités élevées absorbées en pleine puissance sous 1500 V. La possibilité de fonctionner sous tension alternative monophasée lui sera conférée par l'adjonction d'une "sous-station embarquée" constituée d'un transformateur principal bi-fréquence et d'un simple redresseur à diodes en pont de Graetz.

Ces dispositions sont schématisées à la figure 44 qui montre les moteurs selon leur couplage "parallèle, le couplage "série" était, bien sûr, utilisé au démarrage.

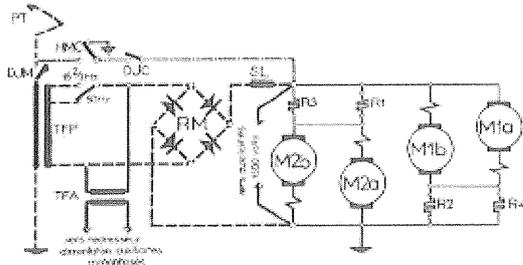


Schéma "poly-courant" simplifié des CC 40101 à 40104

Figure 44 (Schéma ALSTHOM)

Sur le schéma de la figure 44, on peut distinguer les 2 principales configurations de fonctionnement, monophasé (traits interrompus) et continu (traits plus fins).

En ce qui concerne le redresseur, il se présentait sous la forme d'un bloc cubique unique (de dimensions : 1,15x1,15x1,46 m et pesant 820 kg), un groupe de ventilation y était incorporé. Les 288 diodes qui le composaient étaient des cellules ALSTHOM AS20N (ou AS24N) de 2000 à 2400 V-250 A en boîtiers vissés à tresse.

Locomotives de prestige de la SNCF à l'époque de leur construction, ces machines ont été affectées à la traction des trains "TEE" Paris-Bruxelles et ont donc circulé principalement sous 25 kV, 50 Hz et 3000 V =, elles ont peu été utilisées en 16 2/3 Hz et en 1500 V =. Maintenant retirées du parc, ces "grandes" machines complexes, mais fragiles, méritaient d'être citées malgré leur très petit nombre d'exemplaires (les Chemins de Fer Belges en avaient acquis, ultérieurement, quelques unités, pour participer à la traction des trains "TEE").

- 1965 : la BB 16012

Cette locomotive de 4130 kW à 4 moteurs de traction avait été extraite de la série des BB 16000 à ignitrons pour recevoir un redresseur à diodes SW de forme "armoire", sans ventilation incorporée mais utilisant la ventilation des moteurs de traction, rompant ainsi avec les équipements cylindriques des matériels SW précédents.

Un seul "gros" redresseur de type "push-pull" (représenté à la figure 45), donc constitué de seulement 2 bras de diodes, alimentait les 4 moteurs de traction connectés en parallèle ; chaque bras comportait 140 diodes SW 12C120 selon 20 files en // de chacune 7 diodes en série (soit 280 cellules réparties dans 2 armoires mesurant 1,4x1,25x0,4 m et pesant 450 kg chacune).

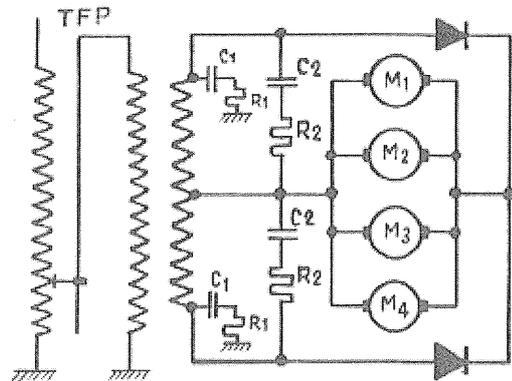


Schéma simplifié de la BB 16012, prototype "silicium"

Figure 45 (Schéma SNCF - DETE)

- 1967 : les locomotives BB 17000 et 25500

Il s'agit d'une importante série de 279 locomotives ALSTHOM (105 BB 17000 + 174 BB 25500) de 2940 kW (régime continu), à seulement 2 moteurs de traction (bogies mono-moteur), construites par ALSTHOM vers 1967. Les BB 17000 sont purement monophasées 25 kV-50 Hz, les BB 25500 sont bicourant puisque pouvant également circuler sous caténaire 1500 V = (les BB 8500 en sont la version purement 1500 V =).

Les BB 17000 sont issues directement des BB 16500 mais elles avaient, bien sûr, reçu des améliorations ; notamment, comme nous allons le voir, en ce qui concerne le schéma électrique où chacun des 2 ponts redresseurs est alimenté par son propre enroulement secondaire, ce qui remonte plus en amont l'indépendance des moteurs.

En effet, comme le montre le schéma de principe de la figure 46, la partie monophasée est constituée d'un autotransformateur à graduateur haute tension, nécessaire au réglage de la tension appliquée aux redresseurs puis aux moteurs. Le transformateur à rapport fixe, qui suit le graduateur, a donc 2 enroulements secondaires indépendants, alimentant chacun un redresseur à diodes et un moteur de traction.

Les montages redresseurs sont en "pont de Graetz" simples et constitués de 4 bras de diodes identiques dont le nombre de cellules couplées en séries-parallèles est passé de 28 à 6 au fil des années de sortie des nombreuses sous-séries de locomotives (de 1964 à 1975). En ce qui concerne la réalisation, le constructeur a aussi choisi l'installation des cellules en panneaux montés dans 2 armoires. Aucune ventilation spécifique n'a été prévue puisque, comme pour la BB 16012, les armoires sont installées devant l'aspiration des ventilateurs des moteurs de traction.

La figure 47 représente l'un des 2 blocs redresseurs en armoire, ses dimensions sont de 1,16x1,16x 0,37 m et sa masse de 285 kg.

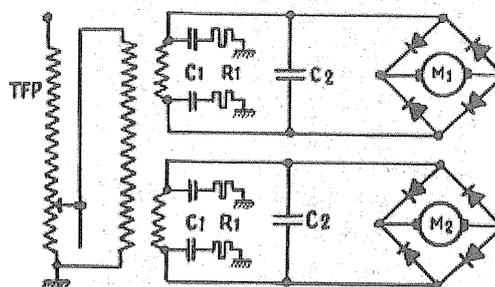


Schéma de principe simplifié des BB 17000

Ces locomotives de 2660 kW ont 2 moteurs de traction et des redresseurs à diodes en ponts de Graetz. Le transformateur principal TFP est équipé d'un régulateur de tension au primaire. Les circuits RC de protection globale des redresseurs, contre les surtensions, ont été représentés : C1 4 iF, C2 6,25 iF et R1 du type "carbosial 0590".

Figure 46 (Schéma SNCF - DETE)

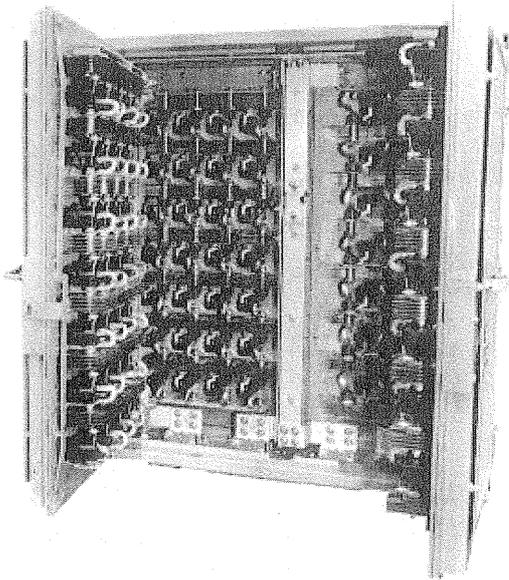
Différentes cellules ALSTHOM (diodes de la famille AS..) ou SW (diodes 12C120), en boîtiers vissés puis pressés (pour la dernière sous-série), ont été successivement utilisées au fil des sorties des sous-séries de locomotives comme l'indique le premier des 2 tableaux suivants. Le 2ème montre que l'on a considérablement réduit le nombre de cellules du fait de l'augmentation de leurs performances unitaires mais aussi en "optimisant" les coefficients de dimensionnement en tension et en courant. En effet, si le coefficient en courant est resté à peu près le même au fil des évolutions, de l'ordre de 1,4 (et même de 1,14 pour les diodes 12C120), il est passé à 2 pour les diodes en boîtier pressé AS24Y de la fin de série en 1975.

années	locomotives	cellules	tension	I moyen	nb.en série par file	nb.de files en //	nb. total par locomotive
1964	BB 25501 à 25508 et 25513 à 25534	AS10	1000	250	7	4	224
1964	BB 25509 à 25512	12C120	1200	200	7	4	224
1965	BB 25535 à 25544 et 2551 à 25555	AS12	1200	250	6	4	192
1965	BB 17001 à 17052	AS14N	1400	250	5	4	160
1965	BB 25545 à 25550	AS14N	1400	250	5	4	160
1967	BB 17053 à 17105 et 25556 à 25587	AS18N	1800	250	4	4	128
1975	BB 25588 à 25664	AS24N	2400	250	3	4	96
1975	BB 25665 à 25694	AS24Y	2400	700	3	2	48

Récapitulatif des différentes cellules composant les redresseurs des locomotives BB 17000 et 25500

année	1964	1964	1965	1965	1967	1975	1975
diode	12C120	AS10	AS12	AS14N	AS18N	AS24N	AS24Y
boîtier	vissé	vissé	vissé	vissé	vissé	vissé	pressé
nb. total	224	224	192	160	128	96	48
coef. U	3	2,5	2,56	2,5	2,57	2,57	2,57
coef. I	1,14	1,42	1,42	1,42	1,42	1,42	2

Evolution des cellules des redresseurs des locomotives BB 17000 et 25500



Vue d'un redresseur en armoire de BB 17000

(les panneaux de fermeture sont vus "ouverts")

Les diodes vissées sur leurs refroidisseurs "tapissent" le fond de l'armoire et les 2 panneaux de fermeture ; ceux-ci sont fermés, en face avant, par un grillage de protection afin de permettre la circulation de l'air de ventilation.

Figure 47 (Photographie d'origine ALSTHOM)

- 1971 : les locomotives BB 16500 passent au "silicium"

En fait, comme vu plus haut, les 40 dernières locomotives ont été équipées d'origine de redresseurs à diodes en 1964. 20 d'entre elles (16775 à 16794) avaient reçu 2 blocs demi-cylindriques SW comportant 100 diodes 12C120 chacun (soit 200 diodes pour la locomotive) et 20 autres avaient été équipées par ALSTHOM d'un redresseur de forme pratiquement cubique (de dimensions : 1,15x1,15x1,6 m et pesant 770 kg), à groupe de ventilation forcée placé à l'intérieur du bloc ; les 240 diodes utilisées étaient des AS10 de 1000 V-250 A ; ce bloc était assez semblable à celui des CC 40100 de 1964 qui, plus puissant, utilisait 288 diodes AS de même calibre en courant mais de tension plus élevée.

Sur cette "1ère génération" de BB 16500 "silicium", les 2 moteurs sont connectés en parallèle en sortie d'un unique redresseur "push-pull" à 2 bras de diodes, comme le montre le schéma de la figure 48.

Lorsque les tubes ignitrons sont devenus "obsolètes", c'est à dire lorsque leur fabricant, la société SW (devenue JEUMONT-SCHNEIDER), n'en a plus assuré ni la fabrication ni la réparation, les ateliers SNCF de maintenance du Matériel ont dû envisager leur remplacement par des diodes au silicium. En effet, si une cellule au silicium est irrémédiablement détruite, en cas de surcharge

dépassant ses possibilités ou de surtension dépassant la valeur VRRM, il n'en était pas toujours de même des tubes à vapeur de mercure qui étaient souvent réparables (ou "régénérables") en usine de fabrication.

C'est donc entre 1970 et 1973 que les BB 16500 à ignitrons et excitrons ont rejoint les rangs des, déjà nombreux, matériels à diodes.

La société CDSW a construit un équipement de substitution constitué d'un seul redresseur en pont à point milieu, de forme assez cubique (de dimensions : 1,25x1,25x1,5 m) équipé d'un groupe de ventilation forcée et composé de 36 diodes de 2800 V-350 ou 400 A (W970ZR en 1971 et R7012840 en 1972).

La figure 49 représente le schéma simplifié des BB 16500 "silicium" de "2ème génération" qui, comme sur le schéma d'origine à ignitrons (ou excitrons), attribue un redresseur "push-pull" à chacun des 2 moteurs alors que celui dit de "1ère génération" était constitué d'un seul redresseur pour les 2 moteurs en parallèle, ce qui était moins favorable en cas d'avarie à un bras de diodes. Par ailleurs, on notera la division par 6, environ, du nombre de diodes entre les 2 générations de redresseurs "silicium" des BB 16500.

- 1974 : les locomotives BB 12000 à ignitrons sont équipées de diodes

Pour la même raison d'obsolescence des ignitrons que les BB 16500, ci-dessus, c'est vers 1974-1976 que des redresseurs au silicium à diodes, d'assez forts calibres en courant, sont apparus sur les premières BB 12000 de 2470 kW.

Ils ont été équipés de diodes de 2800, 3000 V et de 300 ou 400 A moyens, en boîtiers vissés, de diverses fabrications, mais aussi de diodes en boîtiers pressés de 700 A moyens.

Le schéma des redresseurs à ignitrons (il y avait 1 redresseur à 2 ignitrons par moteur) a été modifié par regroupement des moteurs de traction, maintenant connectés 2 par 2 en sorties des 2 redresseurs "push-pull" à 2 bras de diodes, comme représenté par le schéma de la figure 50. La forme cylindrique typique des redresseurs SW n'a pas été reconduite pour les redresseurs de remplacement ; ceux-ci ont pris la forme parallélépipédique déjà adoptée pour la BB 16012 de 1965 décrite plus haut (mais avec adjonction d'un groupe de ventilation spécifique) et de taille plus réduite ; les 2 armoires mesuraient chacune 0,86x0,86x1,13 m (pour 240 kg de masse totale des 2 blocs, y compris le groupe de ventilation).

Le tableau ci-après montre les évolutions ; à titre de comparaison, la 1ère ligne (en grisé) concerne les BB 12000, décrites plus haut, équipées de diodes dès leur origine.

années	référence	fabricant	tension	courant	boîtier	nb.en série par bras	nb.en // par bras	nombre total par locomotive
1961	12B120	"SW"	1200	120	vissé	8	12	384
1974	R7012840	CDSW	2800	400	vissé	3	5	60
1974	AS30Y	ALSTHOM	3000	700	pressé	3	3	36
1976*	TA3030	SILEC	3000	300	vissé	3	7	84

Avant de terminer cette présentation de la transformation des BB 12000 à ignitrons, on peut, à titre d'information, évoquer l'évolution du rendement des redresseurs de ces locomotives (pour une puissance de 2500 kW) lors de cette opération :

locomotives à ignitrons :

- pertes totales (y compris la climatisation des ignitrons) : 90 kW
- rendement : 96,5 %

locomotives à diodes :

- pertes en direct dans les cellules : 30 kW
- pertes en inverse : 0,1 kW
- pertes dans les circuits "RRC" de protection : 0,2 kW
- rendement : 98,6

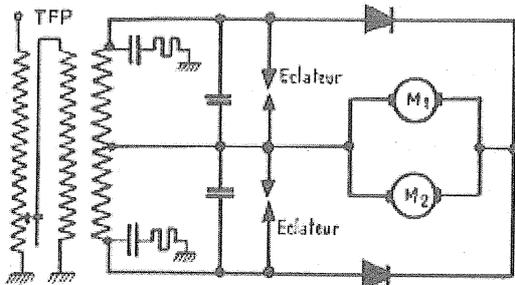


Schéma simplifié des BB 16500 "silicium" d'origine

Figure 48 (Schéma SNCF - DETE)

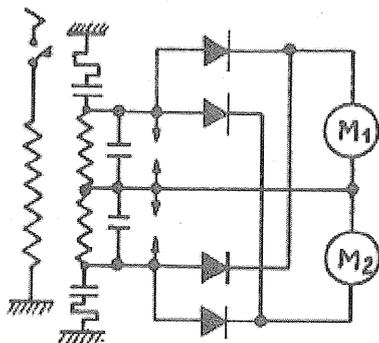


Schéma simplifié des BB 16500 modifiées "silicium"

Figure 49 (Schéma SNCF - DETE)

- 1974 : les locomotives BB 16000 ou la fin des redresseurs à ignitrons à la SNCF

Ces puissantes locomotives monophasées de 4130 kW (figure 51), construites en 1958 et dont SW a réalisé la partie électrique (transformateur à graduateur et redresseurs à ignitrons), JEUMONT les moteurs de traction et SFAC (Le Creusot) la caisse et les bogies, ont été affectées en priorité, à leur époque, à la traction des trains rapides de

voyageurs. C'est avec elles que nous terminerons cette deuxième partie consacrée aux applications des redresseurs non contrôlés à diodes seules.

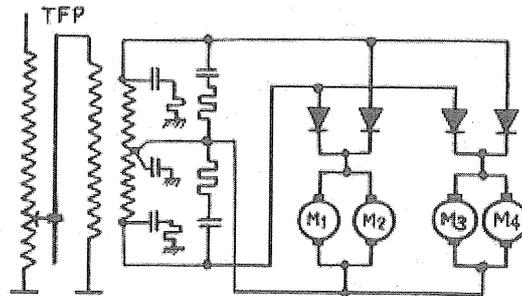


Schéma simplifié des BB 12000 modifiées "silicium"

Figure 50 (Schéma SNCF - DETE)

Seule la BB 16012, qui a été décrite plus haut, avait été modifiée "silicium" en 1965 par SW pour tester un redresseur unique de forte puissance monté en armoire ventilée extérieurement, il avait 280 diodes.



Locomotive BB 16000 de 4130 kW pour trains rapides

Figure 51 (Photographie SNCF - DETE)

Pour remplacer les derniers redresseurs à vapeur de mercure encore en service sur les 61 locomotives BB 16000 restantes, la SNCF a donc fait réaliser, par divers constructeurs, des redresseurs de remplacement constitués par 2 blocs parallélépipédiques très proches de ceux des BB 12000 précédentes, puisqu'ils en avaient les dimensions et la masse (0,86x0,86x1,13 m et 240 kg).

CDSW a même fourni exactement le même équipement totalisant 60 diodes R7012840 mais, devant délivrer 4130 kW au lieu des 2470 kW des BB 12000, il utilisait les semi-conducteurs avec un peu moins de "sécurité" dans les dimensionnements en tension (1,95 au lieu de 2,78) et en courant (1,05 au lieu de 1,17). La Société ALSTHOM (CGEE) a

fourni des blocs, extérieurement identiques, mais comportant seulement 36 diodes AS30Y de 3000 V-700 A en boîtiers pressé double face (voir la *figure 26*, 1ère partie dans 3EI n°26).

Le schéma de la *figure 52*, représentant les 2 redresseurs "push-pull des BB 16000 "silicium" (hormis la BB 16012 dont le schéma du redresseur unique est vu à la *figure 45*), est identique à celui des BB 12000 "silicium" de la *figure 50*, seule la puissance des locomotives diffère.

Pour clore cette "énumération" des matériels à diodes seules, un peu fastidieuse il est vrai, et dans un but exhaustif, on aurait pu y ajouter les 13 locomotives BB 20201 à 20213 de 2940 kW bi-fréquence (25 kV, 50 Hz - 15 kV, 16 2/3 Hz) construites en 1969 par ALSTHOM et équipées de 48 diodes AS24 de 2400 V-600 A ; ces machines appartiennent à la "lignée" des locomotives ALSTHOM à bogies mono-moteur : BB 16500, 17000, 8500 et 25500.

Il aurait aussi fallu décrire les séries d'automotrices monophasées de 615 kW, Z6100 (en partie) et Z 6300, de la banlieue parisienne, construites en 1970 (qui ont eu comme prototype la Z 9057 de 1958).

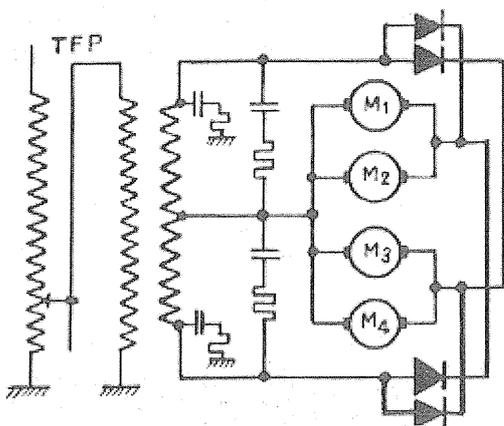


Schéma simplifié des BB 16000 modifiées "silicium"

Figure 52 (Schéma SNCF - DETE)

Ces dernières seront toutefois décrites ultérieurement au travers de leur version à redresseur contrôlé à thyristors Z 6150 à 6185.

La traction diesel aurait aussi pu être évoquée au travers des locomotives "diesel-électriques" constituant la majeure partie du parc des locomotives thermiques de la SNCF. Partant des groupes générateurs [moteur diesel - génératrice à courant continu], l'évolution s'est faite, grâce aux semi-conducteurs de puissance, là aussi, vers le couple [moteur diesel - alternateur triphasé - redresseurs à diodes] ; les moteurs de traction étant à courant continu (ou ondulé) donc à collecteur, dans l'attente des solutions "asynchrones" où plus aucun collecteur ne sera nécessaire.

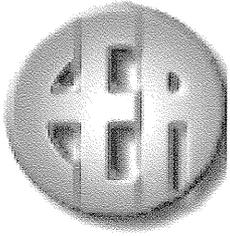
Mais les thyristors sont déjà à "pied d'oeuvre" et ils feront l'objet du "prochain épisode"....

Bibliographie :

Elle est, partiellement, celle utilisée en première partie (voir 3 EI n° 25). Mais, dans cette seconde partie, moins "pré-historique", ce sont surtout :

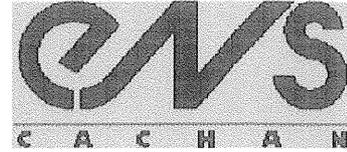
- des documents de travail internes à la Direction du Matériel de la SNCF, telles les "fiches redresseurs" établies par la DETE*, complétés par de nombreuses photographies fournies par les constructeurs (SW et ALSTHOM en particulier).
- des fiches de caractéristiques de semi-conducteurs diffusées par leurs fabricants.
- la 2ème édition (septembre 1960) de la "Revue SW" n° 27, de laquelle ont été extraits de nombreux diagrammes, schémas, photographies et indications techniques.
- des notices illustrées, de présentation de certains matériels, éditées, à l'occasion de leur sortie, par les constructeurs (ALSTHOM en particulier).
- le livre "l'année ferroviaire 1967" (éditions PLON), qui contient, en particulier, des tableaux récapitulatifs des caractéristiques des matériels moteurs de la SNCF en service à cette époque.

* DETE : Division des Etudes de Traction Electrique de la Direction du Matériel de la SNCF (dénomination antérieure à 1975)



Energie Portable :
autonomie et intégration dans
l'environnement humain.

ENS de Cachan
21 et 22 mars 2002



*Journées Électrotechnique 2002 du club EEA
à l'attention des enseignants, enseignants-chercheurs, industriels... intéressés
par la problématique énergétique des applications portables.*

Cette conférence pluridisciplinaire, qui réunira des intervenants de différents secteurs, a pour objectif de faire découvrir, à un large public, une nouvelle thématique du traitement de l'énergie électrique pour les systèmes portables (téléphonie mobile, appareils médicaux, ...), notamment en considérant le potentiel énergétique de l'environnement humain (mouvements, chaleur, rayonnement...) afin d'accroître l'autonomie de ces appareils, voire de supprimer les piles et/ou la recharge par le réseau.

Programme provisoire

- Ressources énergétiques du corps humain, *Franck MULTON (Rennes)*
- Microgénérateurs électrochimiques, *Alain LEVASSEUR (Bordeaux)*
- Piles à combustible, possibilités de miniaturisation, *CEA*
- Supercondensateurs
- Génération thermoélectrique, *John STOCKOLM (Marvel Thermoelectrics)*
- La génération électrique appliquée à la montre, *Michel FROELICHER (Besançon)*
- Problématique et solutions en téléphonie mobile
- Application médicale, exemple : vérin électrique implanté dans un fémur et transmission d'énergie sans contact, *Alain COTY (LPMI)*
- Cœur artificiel
- Cellules photovoltaïques spéciales
- Transmission d'énergie à distance, *François COSTA (Cachan)*
- Electronique de puissance TBT, haut rendement, *François FOREST (Montpellier)*
- Gestion intelligente de l'énergie, aspects logiciels
- Exposition humaine aux champs électromagnétiques, *Noël BURAI (Lyon)*

Comité d'organisation :

Hisham ABOU KANDIL
Sylvain ALLANO
Francisco ALVES
Jean-Pierre BARBOT
Hamid BEN AHMED

Mondher BESBES
François COSTA
Mohamed GABSI
Pierre-Yves JOUBERT
Pascal LARZABAL

Bernard MULTON
Bruno LE PIOUFLE
Jean-Paul LOUIS
Emmanuel SARRAUTE

*Une fois le programme bouclé, les informations (détails, inscriptions...) seront disponibles :
sur le site web de l'ENS de Cachan : www.ens-cachan.fr,
service formation continue : fcd@fed.ens-cachan.fr Tel : 01 47 40 22 66
Informations scientifiques : multon@bretagne.ens-cachan.fr*

Automatique des systèmes continus

Éléments de cours et exercices résolus

L'essentiel de l'automatique en une trentaine d'exercices pratiques.
C. Sueur, P. Vanheeghe, P. Borne.
Broché, 192 p. €36

Les logiciels de gestion hautement intégrés

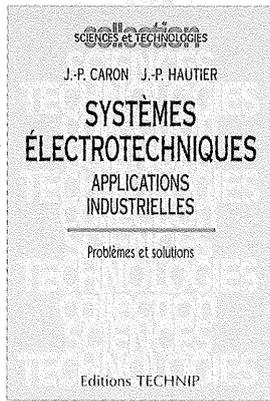
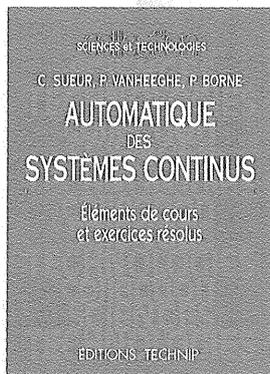
Préparation par l'ingénierie de métier

Précise les contraintes des logiciels de gestion, développe la notion d'ingénierie de métier et facilite le dialogue entre les installateurs et les opérateurs dans l'entreprise. J.-M. Tysebaert. Broché, 224 p. €36

Systèmes électrotechniques

Applications industrielles Problèmes et solutions

Douze problèmes relevant d'applications industrielles ou d'études avancées concernant le transport, la distribution et le conditionnement de l'énergie électrique. Un ouvrage clair et abondamment illustré.
J.-P. Caron, J.-P. Hautier. Broché, 288 p. €33



Modélisation et commande de la machine asynchrone

Clair et rigoureux, l'ouvrage prend en compte les évolutions considérables de l'électrotechnique et permet d'appréhender les fondements du contrôle vectoriel.
J.-P. Caron, J.-P. Hautier.
Relié, 304 p. €51

Réalisation, réduction et commande des systèmes linéaires

Le premier ouvrage synthétique dans ce domaine, illustré par de nombreux exercices.
A. Rachid, D. Mehdi.
Relié, 240 p. €44

Le langage Java™ Programmer par l'exemple

Une approche résolument pédagogique, pratique et progressive pour découvrir ou redécouvrir le langage Java.
Recommandé par Sun Microsystems, le développeur du langage.
T. Leduc, D. Leduc.
Broché, 288 p. €28

t Editions **TECHNIP**

27, rue Ginoux, 75737 Paris Cedex 15 • Tél. 01 45 78 33 80
Fax 01 45 75 37 11 • E-mail : info@editionstechnip.com
www.editionstechnip.com

3E.I
Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique
Industrielle

c'est



- Une revue trimestrielle
- Un site web pour partager
l'Enseignement du Génie
Electrotechnique :
<http://www.lesite3EI.com>

Thèmes prévus pour l'année 2001 - 2002

- ☛ **Métrologie : Mesure et estimation - n° 27 (décembre 2001)**
- ☛ **Convertisseurs propres - n° 28 (mars 2002)**
- ☛ **Convertisseurs embarqués - n° 29 (juin 2002)**
- ☛ **Pratiques pédagogiques et réalités industrielles n° 30 (septembre 2002)**