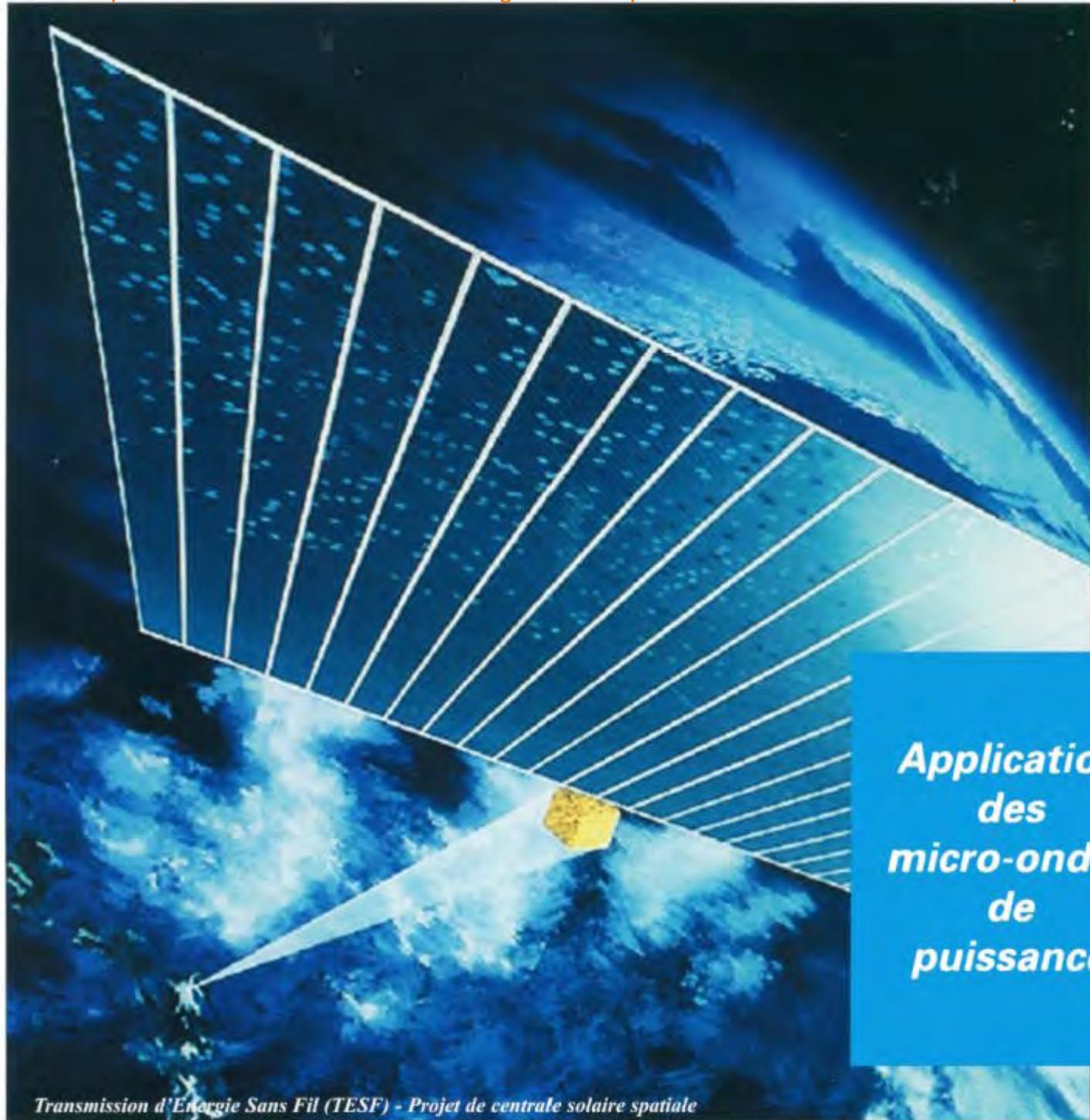


9^e année

La Revue **SEE**



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



**Application
des
micro-ondes
de
puissance**

Transmission d'Énergie Sans Fil (TESF) - Projet de centrale solaire spatiale

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° 32 - Mars 2003

Objectifs :

Les entreprises, les organisations et les individus qui participent à "Prospective 2100", estiment qu'il ne reste que quelques années avant que les décideurs soient amenés à des investissements massifs répondant à la crise sociale. Ils veulent utiliser ce temps pour imaginer, valider, améliorer les programmes du futur afin qu'ils répondent aux vrais besoins de l'homme et de la nature. "Prospective 2100" se propose de constituer pour chacun de ces programmes, un dossier d'information, de réflexions et de propositions à destination des décideurs.

Domaines d'intervention :

14 thèmes prospectifs pouvant donner lieu à la réalisation de programmes mondiaux ont été retenus par "Prospective 2100" : cités marines, structuration des villes, communication mondiale, éducation et culture, météologie du quotidien, espace, énergie, jardin planétaire, humanisme industriel, solidarité et santé, fiscalité incitative, système judiciaire mondial, système économique et monétaire, utopies.

Où intervient "Prospective 2100" ?

Dans le monde entier.

Comment agit "Prospective 2100" ?

"Prospective 2100" est animée par ses membres qui agissent à titre bénévole, au sein de Clubs, Ateliers et Délégations régionales ou étrangères.



PROSPECTIVE 2100

Président :

Thierry GAUDIN

Président

du Conseil Scientifique International :

Hubert CURIEN

Secrétaire Général :

Lucien DESCHAMPS

CLUBS 2100

| | |
|------------------------------------------|-------------------------------------------------|
| <i>CLUB 01 Cités Marines,</i> | <i>CLUB 08 Jardin Planétaire,</i> |
| <i>CLUB 02 Structuration des villes,</i> | <i>CLUB 09 Humanisme Industriel,</i> |
| <i>CLUB 03 Communication Mondiale,</i> | <i>CLUB 10 Solidarité et Santé,</i> |
| <i>CLUB 04 Education et Culture,</i> | <i>CLUB 11 Fiscalité incitative,</i> |
| <i>CLUB 05 Météologie du Quotidien,</i> | <i>CLUB 12 Système Judiciaire Mondial,</i> |
| <i>CLUB 06 Espace,</i> | <i>CLUB 13 Système Economique et Monétaire,</i> |
| <i>CLUB 07 Energie,</i> | <i>CLUB 14 Utopies.</i> |

Renseignements & Inscriptions

PROSPECTIVE 2100

1, place Aristide BRIAND, 92 195 MEUDON CEDEX

tel: 01 45 07 51 05 fax: 01 45 07 53 58

Email : deschamps@2100.org

Internet :

<http://www.2100.org>

Quelques actions concrètes :

-Communication organisée au sein d'un réseau de centaines d'experts du monde entier.

-Dossiers d'informations pour les décideurs, publications d'actes et de documents, site 2100.org.

- Animations de forums et réunions d'experts : World Space Program, Oceans Cities legal aspect, World energy transmission system (Wets' 03 Prospective du Capitalisme, ...

-Organisations de symposia : Cités Marines, Jardin Planétaire, Prospective de la Montagne, Prospective des Savanes (Brésil en 2004), Planetcom, ...

-Cycles de conférences du soir les "conférences 2100" et les "Rencontres sur l'Utopie" (6 à 10 conférences par an).

-Animation de la chaîne de télévision sur internet : 2100TV (jusqu'en juillet 2002, 90 émissions réalisées et diffusées sur canalweb.net).



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

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>Édition SEE, 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 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 Claude OBERLIN Oviglio SALA Jean-François SERJENT</p> <p>Site WEB (lesite3EI.com) Responsable : Philippe LE BRUN</p> <p>Jean-Pierre TAREL Jean-Philippe ILARY</p> <p>Abonnement annuel (4 numéros) Année scolaire 2002/2003, tarifs TTC :</p> <p><u>Individuel :</u> France et CEE.....30 € Pays hors CEE.....40 €</p> <p><u>Collectivités</u> France et CEE.....45 € Pays hors CEE.....60 €</p> <p>Réalisation et impression (1100 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 : mars 2003 Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p> | <p style="text-align: right;">Sommaire du n°32</p> <p>Thème : application des micro-ondes de puissance</p> <p>p. 1 Sommaire. p. 2 Éditorial, bulletin d'abonnement p. 3 Informations et Publications.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Thème</p> <p>p. 7 .Les applications innovantes des micro-ondes dans l'industrie. Claude OBERLIN, EDF-DER, Département Applications de l'électricité dans l'industrie.</p> <p>p.16 Mesure des impédances complexes en techniques micro-ondes industrielles de puissance utilisant un circuit intégré " BLUETOOTH ". Georges ROUSSY, Bernard DICHTTEL et Haykel CHAABANE Laboratoire de spectroscopie et des techniques micro-ondes Université Henri Poincaré, NANCY.</p> <p>p.21 Transmission de l'énergie sans fil: état de l'art et perspectives d'applications. Lucien DESCHAMPS, Conseiller Scientifique EDF R&D Secrétaire Général Prospective 2100</p> <hr/> <p style="text-align: center;">Recherche et développement ; applications industrielles</p> <p>p.29 Vers un convertisseur intégré. J.M. BOGGETTO, G. VERNEAU, Y. AVENAS, P. GOUBIER Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble 38 402 Saint Martin d'Hères.</p> <p>p.40 Intégration de nouvelles technologies de l'Internet pour la supervision et la commande d'un système automatisé de production. Stéphane BARRÉ, Abdeslam MAMOUNE, Laboratoire Universitaire des Systèmes Industriels et Géophysiques de l'IUT, 29 284 BREST.</p> <p>p.44 Les moteurs linéaires. Charles-Henri VIGOUROUX, Lycée Carnot – 42300 Roanne</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Applications pédagogiques</p> <p>p.54 Étude d'une chaîne complète de l'énergie mécanique à l'énergie électrique. Sylvie TURRI, Dominique MILLER, ENS-Cachan, antenne de Bretagne.</p> <p>p.61 Caractérisation des matériaux magnétiques, conception et utilisation d'un logiciel. Dominique JACOB, IUT-GEII de POITIERS</p> <p>p.72 Réglage d'un mouvement par plan d'expériences. Jean FILIPPINI, 88 000 EPINAL</p> <hr/> <p style="text-align: center;">Histoire des sciences et des techniques</p> <p>p.79 L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire : L'ère des thyristors, leurs applications en traction sous courant continu 1500 V Christian LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Publications 3EI</p> <p>p.88 Vente des publications 3EI</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).

L'Équipe rédactionnelle accueille de nouveaux membres.

Nous avons le plaisir d'accueillir au sein de notre Équipe, deux nouveaux partenaires.

Claude OBERLIN, Ancien Ingénieur Senior EDF Division Recherche et Développement, Président du Club 14 de la SEE « Applications Industrielles de l'Électricité ». Dès son entrée dans l'Équipe rédactionnelle, Monsieur OBERLIN a participé activement à la réalisation du thème « micro-ondes de puissance » de ce numéro 32.

Jean-François SERGENT de l'Université des Sciences et Techniques de Lille continuera à poursuivre cette collaboration avec les divers centres d'enseignement et de recherche de la partie nord de la France, collaboration très fructueuse dans l'histoire de La Revue 3EI depuis ses débuts.

L'Équipe rédactionnelle espère que d'autres partenaires viendront la rejoindre afin de l'aider dans la réalisation de cette revue par la définition des thèmes, la rédaction d'articles et la recherche d'auteurs.

Continuez à proposer des articles

L'appel que nous lancions en septembre pour solliciter les lecteurs à écrire des articles, soit concernant les thèmes futurs, soit sur d'autres sujets, a été entendu et suivi d'effet ; les articles ou promesses d'articles, ne sont pas encore assez nombreux à nous être envoyés spontanément mais le résultat en encourageant, il faut continuer.

Expédier les propositions d'articles à l'adresse courriel :

revue3ei.art@voilà.fr

ou par courrier postal à

La Revue 3EI-SEE, 17, rue Hamelin, 75 783 PARIS CEDEX 16

La cinquième édition des Journées'3EI

a eu lieu les 20 et 21 mars, dans les locaux du centre scientifique et technologique (CST) de Saint-Denis de l'Institut Universitaire de Formation des Maîtres (IUFM) de l'Académie de Créteil.

Ces deux journées d'études traitant des thèmes de l'induction et de l'éclairage ont rassemblé plus de 160 participants, pour la plupart professeurs dans les sections de techniciens supérieurs, de baccalauréats, d'IUT, d'universités, d'écoles d'ingénieurs et aussi quelques industriels.

L'Équipe d'organisation, animée par Francisco ALVES (SATIE-Cachan, IUFM-Créteil) a organisé les séances de travail en conférences plénières (matinées) et sessions ateliers et « posters » (les après-midi) ; ces dernières favorisant les échanges entre participants d'une part et participants-intervenants d'autre part. Les thèmes abordés et les qualités des exposés ont manifestement satisfait les participants, appréciant beaucoup ces échanges entre enseignants, universitaires et industriels que propose et suscite ce type de manifestation.

Un regret cependant, nombre de professeurs n'ont pu se déplacer pour participer à ces journées ; un seul remède, l'acquisition dans quelques temps, du CD, qui est en train d'être réalisé, rassemblant l'ensemble des textes associés aux conférences et présentations en ateliers ainsi que lors des sessions posters ; ce CD, comme tous les documents associés aux manifestations, sera diffusé par la SEE ; les conditions de vente seront publiées dans la Revue 3EI et sur le site de la SEE.

Abonnement à la Revue 3EI, année 2002-2003 :

Numéros : 31 (décembre 2002), 32 (mars), 33 (juin) et 34 (septembre 2003).

| <u>Abonnement individuel :</u> | <u>Abonnement collectif souscrit par bon de commande (bibliothèque, CDI, laboratoire, entreprise, etc.)</u> |
|---------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| France et Pays de la CEE : 30 €, TTC | France et Pays de la CEE : 45 €, TTC |
| Pays hors CEE : 40 €, TTC | Pays hors CEE : 60 €, TTC |

Une seule adresse :

La Revue 3EI-SEE,

17, rue Hamelin, 75 783 PARIS Cedex 16

Société des Amis d'AMPERE

La Société des Amis d'Ampère a besoin de votre soutien !

La société des Amis d'André - Marie Ampère a été fondée le 12 juin 1930 à l'initiative de Paul Janet de l'Académie des Sciences, alors directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité. Reconnue d'utilité publique par décret du 4 avril 1936, son siège social est fixé à Poleymieux au Mont d'Or (Rhône). Elle a pour objet de perpétuer la mémoire d'André - Marie Ampère par tous les moyens qu'elle jugera convenables, notamment par conférences, publications, réunions de documents et appareils, création de musée, établissement de centre de recherches, fondation de bourses et prix.

Parmi les membres fondateurs on peut citer Emile Picard, André Blondel, le Général Ferrié et Paul Janet ; Louis Lumière en fut le premier président (1930-1941).

La propriété de la famille Ampère à Poleymieux, comprenant une maison de maître et une ferme attenante, fut acquise par le père du savant en 1771 ; André - Marie y passa son enfance et son adolescence. Son métier de professeur l'éloigna du domaine et il finit par le vendre en 1819 pour s'installer finalement à Paris, rue des Fossés Saint-Victor où il aménagea son laboratoire.

En 1928, sur les conseils de Paul Janet, deux généreux donateurs américains Hernand et Sosthène Behn, achetèrent le domaine et en firent don à la Société Française des Electriciens qui le confia deux ans plus tard à la Société des Amis d'Ampère, nouvellement créée. Ce fut le point de départ de l'aménagement du domaine en musée, inauguré le 1er juillet 1931. Une partie est réservée au souvenir de la famille Ampère : mobilier, statues, gravures, tableaux, manuscrits, documents, livres anciens, etc....; les autres salles sont consacrées à l'Electricité : montages expérimentaux tels qu'Ampère les avait conçus, appareils et machines électrostatiques, piles et accumulateurs, les premières machines électriques (Pixii, Clarke, Siemens, Wilde, Gramme, Jamin, Edison, etc....), les appareils de mesure, les télégraphes et téléphones, les lampes d'éclairage, etc....

Pourquoi un appel à soutenir la Société des Amis d'Ampère ?

Jusqu'en 2000, une subvention annuelle d'EDF de 300 kF permettait de faire face à toutes les dépenses que ne pouvaient couvrir les cotisations et les droits d'entrée au musée ; sa brutale suppression laisse augurer de grandes difficultés à l'établissement de l'équilibre des comptes, actuellement il est encore atteint mais en "piochant" dans les réserves qui vont s'épuiser rapidement.

Afin d'accroître ses revenus, la Société recherche des partenaires de "poids" : institutions régionales et nationales, entreprises d'une part et de nouveaux sociétaires d'autre part. Elle demande donc à ses membres de convaincre un ami, un collègue à adhérer à la Société des Amis d'Ampère.

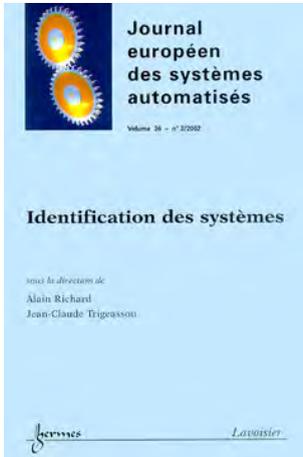
La cotisation annuelle est modeste (30 €) et comme la Société est reconnue d'utilité publique elle ne coûte en fait que 15 € (100F) ; elle donne droit à une entrée gratuite au musée et au bulletin de la Société comportant divers articles sur Ampère ou d'autres physiciens ayant oeuvré dans le domaine de l'Electricité.

Pour devenir sociétaire, c'est facile!

Vous faites parvenir votre cotisation (30€) par chèque à l'ordre de STE AMIS d'AMPERE à l'adresse suivante : 50 rue Montgolfier 69006 Lyon, sans oublier d'indiquer vos noms, prénoms, adresse, fonction et de signifier l'intérêt que vous portez au devoir de mémoire à l'égard d'A.M. Ampère dont vous prononcez le nom plusieurs fois par jour devant vos étudiants.

Pour connaître les horaires de visite de la Maison Ampère à Poleymieux au Mont d'Or, il convient de téléphoner au 04 78 91 90 77

Jean Pierre CARON



IDENTIFICATION DES SYSTEMES

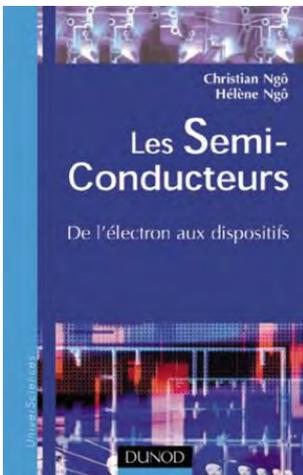
Numéro spécial du journal européen des systèmes automatisés vol 36- n°3/2002

RICHARD A. TRIGEASSOU J.C (sous la direction de)

Editions HERMES, Sciences Publications 168p-16x24, 55 €.

Ce numéro spécial, constitué de 10 articles, est le fruit d'un groupe de travail thématique, créé en 1996 et intégré au GdR automatique du CNRS depuis 1999, dédié à la modélisation et à l'identification des systèmes. L'identification consiste à rechercher un modèle d'un système à partir de données expérimentales et de connaissances disponibles a priori, à recueillir des données expérimentales, puis à estimer la structure, les paramètres et les incertitudes d'un modèle, enfin, à valider celui-ci. Ce champ thématique à caractère pluridisciplinaire trouve ses applications dans des domaines très variés allant des processus de fabrication aux systèmes de transport, en passant par les processus environnementaux .

Sommaire Editorial. Commande et identification interactives: LTR dual et moindres carrés d'innovation. Comment éviter les optimiseurs locaux parasites en estimation paramétrique non linéaire. Problèmes du type moindres carrés par l'approche factorisée. Propagation de contraintes sur les intervalles pour l'estimation ensembliste. Convergence des algorithmes à erreur de sortie hors ligne et récursifs. Régions d'incertitude pour l'identification en boucle fermée par les méthodes des sous-espaces. Identification en aéronautique. Identification en boucle fermée d'un modèle LFT. Identification en boucle fermée par modèle inverse des paramètres physiques de systèmes mécatroniques. Erreurs d'estimation des paramètres de la machine asynchrone. Comparaison de modèles en régime sinusoïdal.



LES SEMI-CONDUCTEURS

De l'électron aux dispositifs

Christian Ngô, Directeur Scientifique au CEA,

Hélène Ngô, Enseignant-Chercheur à l'Université d'Orsay-Paris XI.

Universciences, Editions DUNOD, 230 p., 22 € TTC.

Depuis l'invention du transistor en 1948, l'électronique a envahi la vie courante : maison, travail, transports... Beaucoup d'objets de la vie quotidienne contiennent des millions de transistors. Mais comment tous ces dispositifs fonctionnent-ils ?

Pour répondre à cette question, cet ouvrage donne les bases théoriques et les concepts fondamentaux de la physique des semi-conducteurs avant d'appliquer le fonctionnement de dispositifs électroniques simples (jonctions, transistors...). L'électronique de demain est également abordée, notamment à travers l'évolution vers des dimensions plus petites : la nanotechnologie.

Cet ouvrage s'adresse à tout scientifique, étudiant, ingénieur ou chercheur, qui souhaite rapidement acquérir des notions sur la physique des semi-conducteurs et ses applications.



RESEAUX

**Ed TITTEL, Professeur d'informatique au Community Collège (USA);
Traduit de l'américain par Camille MOULIN.**

**Schaum's, Ediscience
Editions DUNOD, 269 p, 22.90 € TTC.**

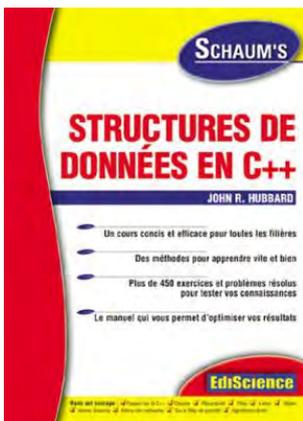
La compréhension des réseaux d'aujourd'hui fait appel à un vaste ensemble de connaissances, touchant à des domaines variés et toujours plus nombreux. Cet ouvrage explique la terminologie et les notions de base de l'univers des réseaux, puis détaille leurs différentes composantes, les protocoles mis en oeuvre et les applications principales.

Sommaire :

- communiquer des données
- réseaux de communication
- technologies réseau
- accès multiple
- communication
- nommage et adressage
- routage
- services et applications
- sécurité

Public :

- étudiants des premiers cycles universitaires et techniques
- élèves des classes préparatoires
- professionnels en formation continue
- amateur d'informatique



STRUCTURES DE DONNEES EN C++

**John R. HUBBARD Professeur de Mathématiques et d'Informatique, à
l'université de Richmond (USA).**

Traduit de l'américain par Virginie MARECHAL.

**Schaum's, Ediscience
Editions DUNOD, 405 p, 36,90 € TTC.**

Cet ouvrage d'auto-apprentissage correspond à un deuxième niveau dans l'étude du langage C++. Les exemples et les explications détaillées vont vous permettre de développer et d'interpréter des structures plus complexes de programmation. Tout au long des chapitres vous trouverez plus de 450 exercices et problèmes résolus qui vous aideront à comprendre les structures de données en C++. De plus, le code source de tous les exemples de problèmes de cet ouvrage est téléchargeable sur le Net.

Sommaire :

- rappel sur le C++
- tableaux et tableaux
- classes
- récursivité
- piles
- files
- listes
- tables
- arbres
- arbres binaires
- arbres de recherche
- tas et files de priorité
- algorithmes et tri

Public :

- étudiants des premiers cycles universitaires et techniques
- élèves des classes préparatoires
- professionnels en formation continue
- amateurs d'informatique

| | |
|--|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| | <h2>XML</h2> <p>Ed TITTEL, Professeur d'informatique au Community Collège (USA); Traduit de l'américain par Patick FABRE. Schaum's, Ediscience Editions DUNOD, 181 p, 19.90 € TTC.</p> <p><i>XML est le nouveau standard d'échange d'Internet et des réseaux intranet/extranet. Ce « langage » s'est imposé comme standard au cours des dernières années.</i></p> <p><i>Cet ouvrage explique la terminologie, les concepts et les techniques de balisage d'XML. Il fournit également les notions de base sur les feuilles de style CSS, les DTD et la syntaxe d'XML.</i></p> <p>Sommaire :</p> <ul style="list-style-type: none">• DTM• Schémas• Feuilles de style CSS• DOM et SAX• XPath• XSL et XSLT• XLink, XPointer et XBase• Sécurité XML <p>Public</p> <ul style="list-style-type: none">• étudiants des premiers cycles universitaires et techniques• élèves de classes préparatoires• professionnels en formation continue• amateur d'informatique |
|--|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

CETSIS 2003



Colloque
sur l'Enseignement
des Technologies
et des Sciences
de l'Information
et des Systèmes

TOULOUSE

13 et 14 novembre 2003

Centre de Congrès Pierre Baudis

Lire les informations en page III de couverture

LES APPLICATIONS INNOVANTES DES MICRO-ONDES DANS L'INDUSTRIE

Claude OBERLIN

Ancien Ingénieur Senior EDF Division Recherche et Développement
Route de SENS - ECUELLE 77 818 Moret sur Loing cedex

Résumé : Ce texte présente le principe du chauffage par micro-ondes, les technologies de mise en oeuvre et les multiples applications industrielles dans l'industrie en distinguant les applications conventionnelles des évolutions récentes en phase d'industrialisation ou en développement.)

1 - INTRODUCTION

Les rayonnements électromagnétiques à très haute fréquence (supérieure à 10 MHz) sont utilisés couramment dans les télécommunications comme support pour transporter l'information : télévision, radar, téléphonie, informatique.

Peu après la seconde guerre mondiale, des produits isolants ou très mauvais conducteurs d'électricité ont été chauffés par les rayonnements électromagnétiques : l'énergie électro-magnétique est dissipée, au sein du produit, en fonction de la distribution du champ électrique qui règne dans la masse du produit. Cette propriété a été mise à profit dans de nombreuses applications industrielles à l'aide de deux types de rayonnements électromagnétiques (pour des fréquences comprises entre 10 et 3000 MHz) :

- les rayonnements hautes fréquences (HF) dont les fréquences usuelles se situent entre 10 et 30 MHz. Les longueurs d'onde varient respectivement de 30 à 10 m ;
- les rayonnements micro-ondes (MO) dont les fréquences sont situées entre 800 et 3000 MHz. Les longueurs d'onde sont plus courtes : 0,4 à 0,1 m.

Bien que les chauffages par haute fréquence et micro-onde soient fondés sur le même principe, l'application sur un produit à chauffer est différente.

En haute fréquence, les longueurs d'onde sont supérieures aux dimensions des équipements : les lois de l'électricité à basse fréquence sont encore applicables. Les générateurs sont des oscillateurs, tension et courant sont transportés par des conducteurs isolés de la terre, et des électrodes distribuent l'énergie aux produits à chauffer.

En revanche, en micro-onde, la longueur d'onde étant bien inférieure aux dimensions des équipements de l'installation, toute la technologie utilisée va reposer sur la propagation des ondes électromagnétiques et ses propriétés. L'article qui suit présente le principe du chauffage par micro-ondes, les technologies de mise en oeuvre et les multiples applications des micro-ondes dans l'industrie en distinguant les applications conventionnelles des évolutions récentes en phase d'industrialisation ou en développement.

2 - LE CHAUFFAGE PAR MICRO-ONDES

2.1 - Principe

Un diélectrique, c'est-à-dire un matériau présentant la propriété d'être un isolant électrique, se polarise s'il est placé dans un champ électrique. Le champ électrique appliqué, de pulsation ω , impose aux ions des oscillations de translation et met les molécules polaires en rotation. Les forces qui assurent la cohésion de la matière s'opposent à l'action de ce champ électrique, entraînant ainsi un échauffement par hystérésis diélectrique.

Un élément de matière, de volume ΔV , dont la permittivité complexe est $\epsilon^* = \epsilon'_o (\epsilon'_r - j \epsilon''_r)$, placé dans un champ électromagnétique de valeur efficace E (V/m) et de fréquence f , reçoit ainsi une puissance électromagnétique ΔP (W) :

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \epsilon_o \epsilon''_r 2\pi f E^2$$

$$\text{avec } \epsilon_o = \frac{1}{36\pi} 10^9 \text{ F/m}$$

2.2 - Spécificités de l'utilisation du chauffage par micro-ondes

L'énergie électromagnétique est ainsi dissipée, dans la masse du produit, en fonction de la distribution du champ électrique qui règne dans le produit : c'est un chauffage à distance.

Le chauffage est sélectif, car il est fonction directement de la partie imaginaire de la permittivité de chaque produit considéré.

Le chauffage est hétérogène si on considère un mélange mal homogénéisé de plusieurs constituants possédant des permittivités différentes.

Il est très efficace, car on sait générer des distributions de champ très intenses et appliquer des densités de puissance élevées (10 kW par litre de produit). On sait également chauffer rapidement, le réglage des générateurs étant instantané.

Non polluant, dégageant généralement un gain de temps par rapport aux techniques classiques, le chauffage par micro-ondes s'utilise souvent en complémentarité de techniques traditionnelles telles que l'air chaud, les rayonnements infrarouges...

3 - TECHNIQUES ET MISE EN OEUVRE DES MICRO-ONDES

3.1 - Les bandes de fréquences allouées

L'utilisation désordonnée des très hautes fréquences peut perturber les usages non thermiques des ondes électromagnétiques : brouillage des radiocommunications (radiotéléphone, satellite, ...) et de la radiodétection (radar, balise d'approche des aéroports). C'est pourquoi l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) réserve des bandes de fréquences pour les usages industriels, scientifiques et médicaux (cités souvent comme applications ISM). Le tableau 1 donne les bandes de fréquences allouées pour les applications ISM.

Tableau 1
Bandes de fréquences ISM autorisées

| Bande de fréquence MHz | Fréquence centrale (FC) MHz | Largeur de bande (3) ± % |
|------------------------|-----------------------------|--------------------------|
| 433,05 - 434,79 | (1) 433,9 | 0,2 |
| 902 - 928 | (2) 915 | 1,4 |
| 2400 - 2500 | 2450 | 2 |
| 5725 - 5875 | (1) 5800 | 1,2 |

- (1) Bandes peu utilisées pour les applications ISM.
- (2) Cette bande est très utilisée aux Etats-Unis, mais elle est soumise à une autorisation en France.
- (3) Par rapport à la fréquence centrale.

3.2 - Généralités sur les installations micro-ondes

Les installations micro-ondes à 915 MHz et 2450 MHz sont utilisées principalement dans l'industrie. Elles comprennent un générateur, un applicateur et des circuits de liaison et de mesure.

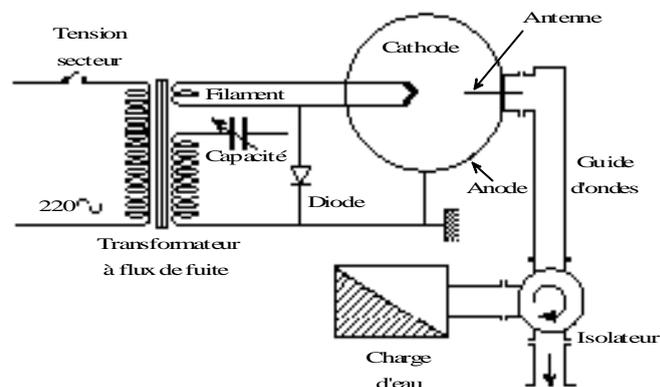


Figure 1 – Schéma de principe d'une installation de chauffage par micro-ondes

Pour ces bandes de fréquence, les générateurs industriels sont des magnétrons ; leur puissance nominale s'échelonne entre 1,5 kW et 70 kW. L'alimentation la plus simple d'un magnétron comprend un transformateur à flux de fuites, une diode et une capacité. Le filament du tube est chauffé par un enroulement supplémentaire isolé haute tension (figure 1).

3.3 - Les générateurs micro-ondes

Le magnétron est un tube à vide servant d'oscillateur constitué par deux électrodes, une cathode cylindrique centrale entourée par une anode circulaire percée de cavités oscillantes. Sous l'influence conjuguée des champs électrique et magnétique, les électrons émis par la cathode s'éloignent de la cathode (portée à un potentiel négatif élevé) en suivant un parcours incurvé en direction de l'anode.

Chaque ensemble fente-cavité de l'anode forme un circuit résonnant à une fréquence précise, les parois de la cavité représentant la partie selfique et la fente la partie capacitive. La fréquence de résonance est déterminée par les dimensions de la cavité et de la fente (figure 2).

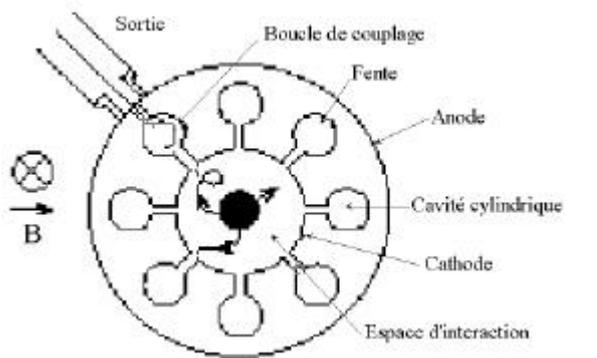


Figure 2 – Coupe schématique d'un magnétron

Le magnétron émet aussi les micro-ondes en impulsion à la fréquence du réseau 50 Hz et il est commode de régler la puissance émise en agissant sur la durée et l'amplitude des impulsions.

Les magnétrons ne supportent pas de recevoir une onde réfléchi intense. Ils doivent être protégés par un circuit d'adaptation, par un circuit spécial appelé isolateur qui dévie l'onde réfléchi (et la puissance non consommée dans l'applicateur) vers une charge à eau (figure 1).

3.4 - Les applicateurs industriels

Les applicateurs représentent le coeur "visible" d'une installation de chauffage par micro-ondes. La forme de celui-ci va dépendre de plusieurs conditions :

- le type du produit à traiter (nature, forme, volume, caractéristiques diélectriques, ...),
- le type de production, en batch ou en continu,
- l'association avec une autre forme d'énergie (air chaud, infrarouge, ...),
- sous vide ou en pression.

L'applicateur est donc adapté au produit à chauffer pour que le rendement entre l'énergie absorbée par la charge et celle consommée au réseau, soit le plus élevé possible.

On distingue deux grandes familles d'applicateurs :

- Les applicateurs en guide d'onde dits "monomodes" qui utilisent les propriétés des ondes progressives ou stationnaires. Le produit est placé dans un guide d'ondes rectangulaires standard ou de sections différentes. Les guides rectangulaires sont fendus dans le sens longitudinal au centre de la grande face pour faire défiler des produits plats et minces. La figure 3 donne le schéma d'un applicateur monomode à onde progressive.

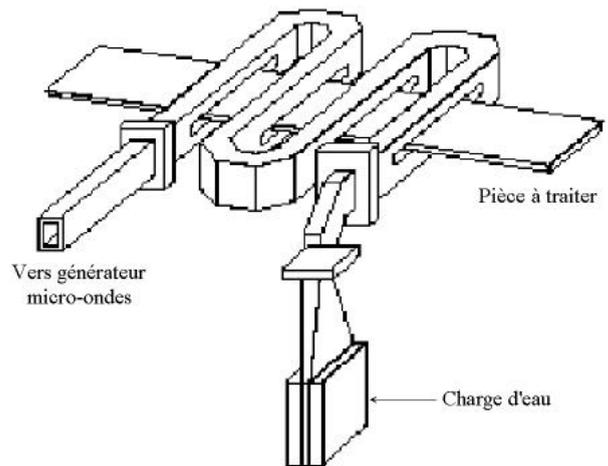


Figure 3 – Applicateur monomode à onde progressive (à méandres)

La puissance, dissipée par unité de longueur, se calcule d'après des formules connues des spécialistes. Pour uniformiser la puissance dissipée dans le sens travers, le guide comporte des méandres et/ou l'applicateur peut comporter plusieurs tronçons de guides alimentés par plusieurs générateurs.

- Les applicateurs en cavité dits "multimodes". Le four micro-ondes domestique est le plus connu des applicateurs multimodes. La distribution du champ électrique dans la cavité résulte de multiples réflexions sur les parois métalliques de la cavité et le produit à chauffer. Les dimensions de la cavité supérieures à la longueur d'onde dans l'espace entraînent la génération de plusieurs modes de propagation ou de résonance. Cette distribution interfère avec les produits contenus dans la cavité. Il s'ensuit des hétérogénéités de champ électrique et un chauffage du produit inhomogène. Pour y remédier, deux systèmes sont couramment utilisés :

- le plateau tournant qui permet de mettre le produit à chauffer en mouvement par rapport au champ électrique hétérogène ;
- le brasseur d'ondes constitué par des pales métalliques tournant à quelques tours par minute. Placé à la sortie de la transition en guide d'onde, il change la répartition du champ électrique dans la cavité.

Les deux systèmes peuvent être d'ailleurs combinés.

Les cavités industrielles sont utilisées pour les procédés discontinus. Pour les procédés continus, on utilise des tunnels qui sont en fait constitués de plusieurs cavités multimodes mises bout à bout. Des sas étanches aux fuites micro-ondes assurent l'introduction et la sortie des produits (figure 4).

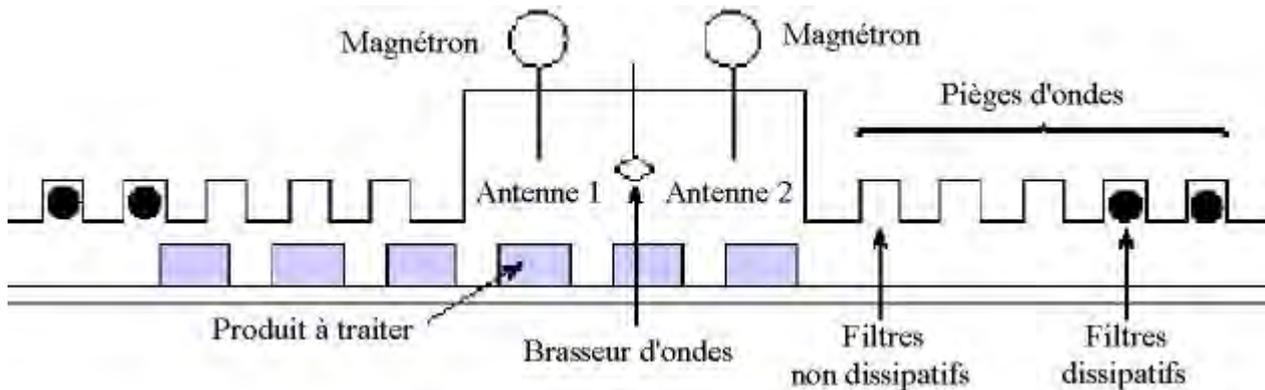


Figure 4 – Cavité multimode en tunnel pour les procédés continus

3.5 - Les systèmes d'adaptation

L'exploitation d'une installation micro-ondes implique très souvent des variations d'impédance de l'applicateur du fait que la permittivité du produit évolue au cours du traitement (évolution des caractéristiques diélectriques en fonction de la température, transformation structurale du produit, ...) ou parce que le traitement dans l'applicateur concerne des produits différents. Ces variations doivent être compensées par un circuit d'adaptation –appelé boîte d'adaptation- placé entre le générateur et l'applicateur. Ce dispositif est en fait un obstacle à l'onde réfléchie qui est "renvoyée" sur la charge. La figure 5 donne un exemple d'un système d'adaptation à vis plongeant plus ou moins dans un tronçon de guide d'onde. Les réglages d'adaptation peuvent être manuels ou automatiques. Ils sont effectués grâce à des systèmes de mesure des puissances incidente et réfléchie (bicoupleurs directs, ligne de mesure).

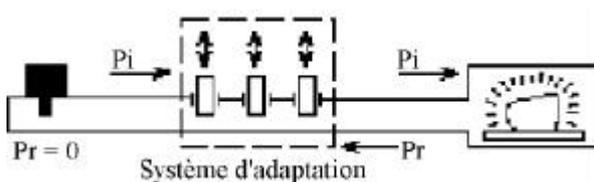


Figure 5 – Circuit micro-onde avec système d'adaptation

4 - LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES PROCÉDES MICRO-ONDES

En raison de son coût d'investissement élevé, le chauffage par micro-ondes est, comme le chauffage diélectrique haute fréquence, surtout utilisé pour trois types d'applications :

- les applications spécifiques difficiles à réaliser avec une autre technique,

- les applications mixtes chauffage hyperfréquence, autre procédé,
- les applications où les puissances mises en jeu sont faibles.

En dépit de ces limitations, les applications industrielles du chauffage par micro-ondes sont actuellement assez nombreuses. Parmi celles-ci, nous en avons listé un certain nombre qui illustrent bien les avantages courants que l'on reconnaît aux techniques micro-ondes.

4.1 - Exemples d'applications traditionnelles

4.1.1 - Décongélation de la viande par micro-ondes 915 MHz

Pour cette opération, il s'agit de répondre aux exigences particulières du marché de la décongélation de la viande. Les techniques classiques de décongélation (ou tempéage) en chambre froide, par vapeur ou eau chaude, posent aux industriels un certain nombre de difficultés : pertes de matière par exsudats du fait d'un séjour relativement long en chambre froide (48 heures à -4°C ou 24 heures à température positive), développement de bactéries et oxydation des viandes. A titre d'exemple, une installation équipée d'un générateur micro-ondes de 50 kW permet de décongeler avec son carrousel entre 1,5 à 1,8 tonne de viande jusqu'à environ -3°C . Pour l'utilisateur, cette technologie permet un gain sur la qualité des produits (respect des normes d'hygiène édictées par les services vétérinaires), un gain matière par une diminution des pertes poids-matière liée à la réduction des exsudats et un gain dans l'organisation de la production, car elle permet de travailler à flux tendu. (voir figure 11)

Cette technique, basée sur l'utilisation des micro-ondes de 915 MHz, répond donc parfaitement à cette application. Il faut néanmoins attirer l'attention sur deux problèmes qui peuvent subsister :

- une demande d'autorisation pour chaque utilisation au comité de coordination des télécommunications est obligatoire (la norme définit des limites de rayonnement électromagnétique mesuré à 30 mètres du bâtiment abritant l'appareil ISM = ces limites sont de l'ordre de 40 à 50 dB ($\mu\text{V/m}$) ;
- la décongélation totale des produits dans certains cas peut entraîner des phénomènes d'emballement thermique pour des températures légèrement supérieures à 0°C.

4.1.2 - Séchage de modèles en polystyrène pour la fonderie

La fabrication de pièces complexes en fonderie consiste à réaliser tout d'abord cette pièce en polystyrène expansé (modèle). Le modèle, recouvert d'un enduit réfractaire (quelques dixièmes de millimètres), est inséré dans un caisson de sable. Après tassement, la fonte est coulée : le polystyrène se sublime et laisse sa place à la fonte. L'enduit sert de barrière de protection pour éviter une contamination de la fonte par le sable et maintenir mécaniquement "l'édifice". Le procédé est appelé PMP : Procédé à Modèle Perdu.

Avant utilisation de ces modèles, une opération de séchage est nécessaire, l'enduit utilisé contenant 50 % d'eau qu'il faut soigneusement éliminer.

L'utilisation d'un four tunnel à chauffage mixte associant air chaud et micro-ondes 2450 MHz permet d'assurer le séchage dans de bonnes conditions. Les critères essentiels, que sont la montée en température et la vitesse d'extraction d'eau de l'enduit, peuvent être finement contrôlés par une répartition des générateurs micro-ondes en plusieurs zones permettant de disposer d'une variation importante de la puissance par une juxtaposition de batteries et de ventilateurs permettant de faire varier la vitesse de circulation de l'air et la température.

Les avantages que peut tirer l'industriel de cette technologie sont les suivants :

- qualité parfaite des pièces de fonderie,
- peu de rebuts des modèles utilisés (pas d'éclatement d'enduit ou de destruction du modèle en polystyrène),
- importants gains de productivité,
- gain d'encombrement de 3 à 4 par rapport à une étuve classique.

4.1.3 - Pré-vulcanisation de profilés en caoutchouc

Le chauffage par micro-ondes est surtout employé pour les opérations de préchauffage avant moulage sous pression et de chauffage des profilés extrudés jusqu'à la température de vulcanisation (durcissement du caoutchouc avec des additifs à base de soufre), cette température étant ensuite maintenue dans un four électrique à résistances.

Sur une ligne de vulcanisation de profilés de caoutchouc, plusieurs opérations se succèdent (figure 6) :

- la plastification a pour but de ramollir le caoutchouc par travail mécanique, la température atteinte varie entre 75 et 110°C,
- l'extrusion permet d'obtenir des profilés par passage du caoutchouc dans une filière,
- la vulcanisation proprement dite qui comporte deux phases :
 - # l'échauffement du matériau jusqu'à sa température de vulcanisation dans un four micro-ondes,
 - # le maintien à cette température dans un four à résistances jusqu'à la fin de la vulcanisation,
- le refroidissement, qui ramène la température vers 80°C, est suivi du conditionnement des produits.

L'intérêt du chauffage micro-ondes réside dans la montée très rapide en température du caoutchouc dans toute sa masse (pour les techniques traditionnelles, l'échauffement à coeur est très lent, le caoutchouc étant un mauvais conducteur de la chaleur) ; de plus, le passage très rapide de l'état plastique du profilé constitue une garantie d'une bonne stabilité dimensionnelle.

Les applicateurs micro-ondes utilisés sont généralement du type cavité résonante à 2450 MHz ou de type guide fendu replié. Une ligne de puissance de 5 kW micro-ondes et de 20 kW pour le four à résistances permet de traiter 100 kg/h de caoutchouc. Des lignes de 25 kW micro-ondes et de 45 kW pour le four à résistances sont construites couramment et traitent de l'ordre de 500 kg/h de profilés avec une consommation totale de 0,15 à 0,17 kWh/kg, ce qui correspond à une économie d'énergie notable par rapport aux systèmes plus conventionnels.

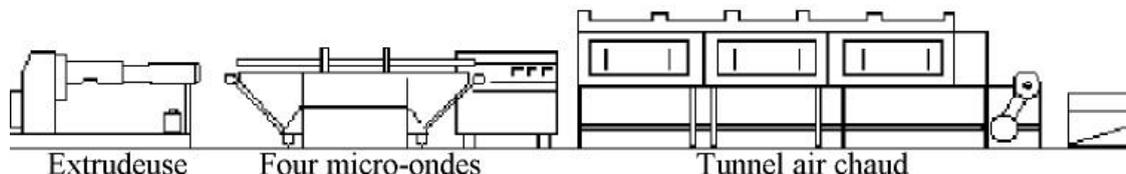


Figure 6 – Schéma d'une ligne d'extrusion de profilés en caoutchouc avec chauffage par micro-ondes

4.1.4 - Pasteurisation par micro-ondes 2450 MHz de produits pompables contenant des morceaux

La pasteurisation ou la stérilisation est un traitement thermique qui consiste à chauffer un produit et à le maintenir pendant un temps donné à une température fixée afin de détruire des micro-organismes végétatifs et les spores bactériennes.

Les produits pompables avec morceaux sont difficiles à chauffer par conduction, ce qui rend délicat l'utilisation de modes de chauffage externes.

Les micro-ondes permettent une homogénéité et une rapidité de chauffage remarquables de ces produits contenant des morceaux (par exemple, des morceaux de fraises utilisés dans des préparations).

L'équipement se présente généralement sous la forme d'un tunnel en acier inoxydable qui associe plusieurs modules en série. Chaque module est constitué :

- d'un générateur de micro-ondes à puissance fixe ou variable,
- d'un applicateur,
- d'une section d'adaptation destinée à optimiser le couplage entre les micro-ondes et le produit.

Les applications concernent tout naturellement la fabrication de produits intermédiaires de l'industrie agro-alimentaire.

Les avantages qui en découlent sont la qualité des produits traités (conservation des qualités organoleptiques et de la texture des morceaux), des gains de productivité (pertes de produit très faibles, absence d'inertie favorisant l'automatisation), la facilité de nettoyage, la simplicité de mise en oeuvre du matériel et la modularité de l'installation.

4.2 - Exemples d'applications industrielles récentes

4.2.1 - Sécheurs sous vide en continu

Des équipements micro-ondes ont été mis au point pour le séchage rapide (déshydratation), en continu et à basse température, de produits visqueux ou pâteux (généralement à forte concentration en matière sèche) ou de produits thermosensibles.

Ils fonctionnent sous vide. Les gains de temps constatés résultent d'un accroissement du transfert thermique au coeur du produit. La température de séchage (de 25 à 50°C), réglée indépendamment de la pression régnante dans l'enceinte (de 10 à 25 Torr), permet de créer des atmosphères saturantes ou séchantes, apportant par la-même une souplesse supplémentaire au procédé.

Cette technique est actuellement appliquée dans les industries agroalimentaires pour sécher des extraits de viande ou de jus de fruits (figure 7) et dans l'industrie pharmaceutique pour sécher des principes actifs d'origine végétale ou des produits de synthèse.

Certains produits conservent après déshydratation leurs structures d'origine et se réhydratent facilement (par exemple, pour les préparations de produits en morceaux "prêts à cuire").

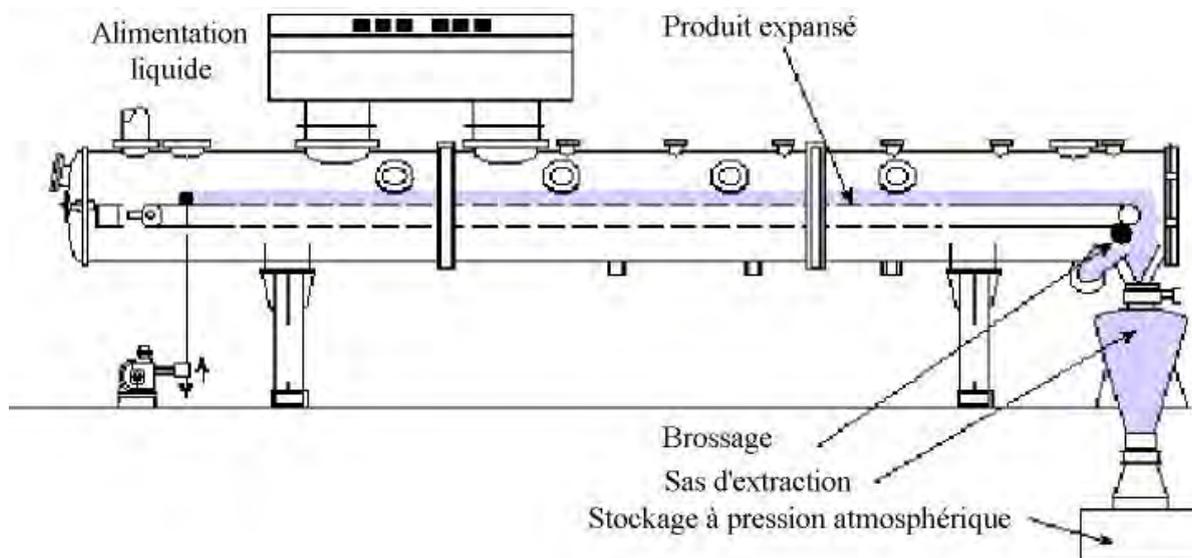


Figure 7 – Equipement micro-ondes de dessiccation sous vide de jus de fruit

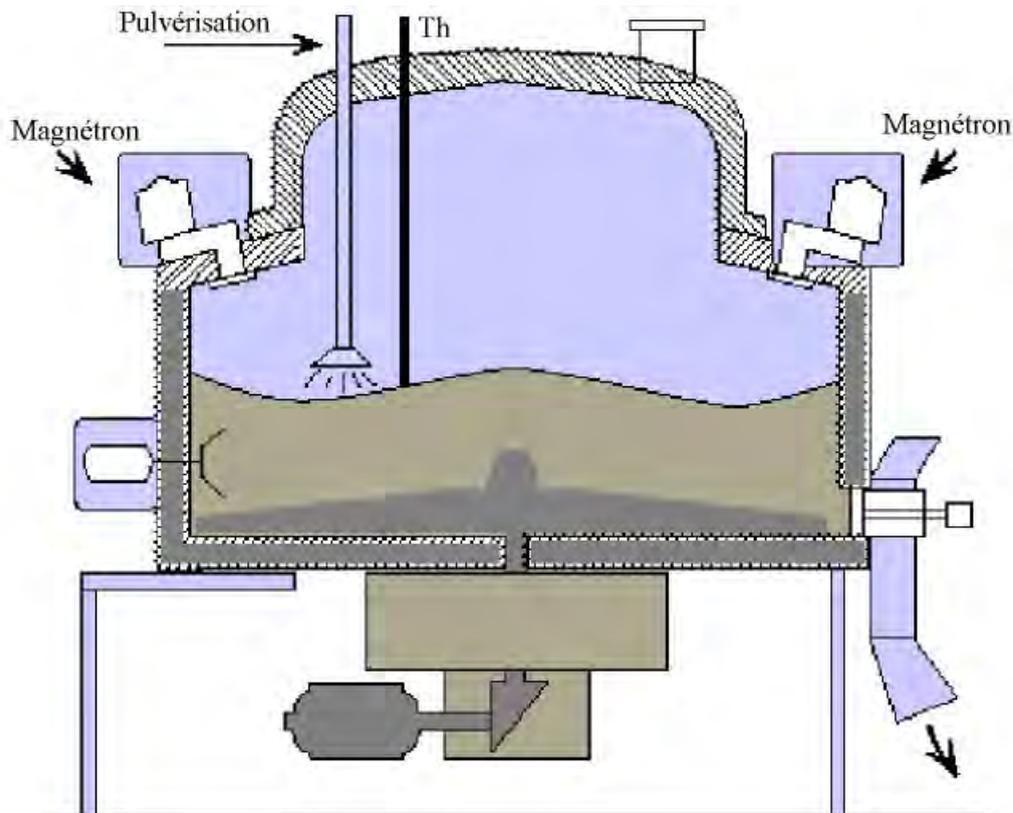


Figure 8 – Schéma d'un type de granulateur-sécheur sous vide assisté par micro-ondes

4.2.2 - Granulateurs-sécheurs assistés par micro-ondes dans l'industrie pharmaceutique

L'élaboration des produits pharmaceutiques nécessite le plus souvent trois grandes opérations : granulation, séchage et imprégnation du support, le tout étant réalisé dans une enceinte étanche. La granulation oblige à un séchage subséquent sous vide pour les produits thermosensibles (par exemple, les produits biologiquement actifs). A ce stade, le chauffage par micro-ondes prend tout son intérêt.

De nombreux constructeurs proposent des granulateurs-sécheurs assistés par micro-ondes (figure 8). Les micro-ondes procurent une vitesse de séchage accrue par rapport aux procédés conventionnels, produisent des particules de granulométrie homogène avec une porosité nettement supérieure à celles séchées par les procédés classiques (amélioration de la vitesse de dissolution).

4.2.3 - Décontamination des déchets hospitaliers par micro-ondes 2450 MHz

Jusqu'à ce jour, seule l'incinération des déchets hospitaliers est reconnue. Cette filière d'élimination devient de plus en plus coûteuse en raison des contraintes réglementaires très sévères ; ces déchets sont donc collectés et traités dans des centres spécialisés.

Créer des unités permettant de décontaminer les déchets hospitaliers sur leur site de production afin de les transformer en déchets banaux est une idée séduisante.

Les avantages bien connus du chauffage par micro-ondes (homogénéité de température dans le produit, reproductibilité du traitement, absence d'inertie) ont conduit à retenir cette technique pour le traitement des déchets.

Les déchets, préalablement regroupés en containers, sont broyés, puis acheminés vers l'ensemble du traitement. Une vis sans fin permet de véhiculer les déchets préalablement lavés par aspersion d'eau vers le caisson micro-ondes. Décontaminés, les déchets sont refroidis dans une seconde vis sans fin, puis mis en sacs containers, avant transport vers des usines d'incinération classiques (figure 9)

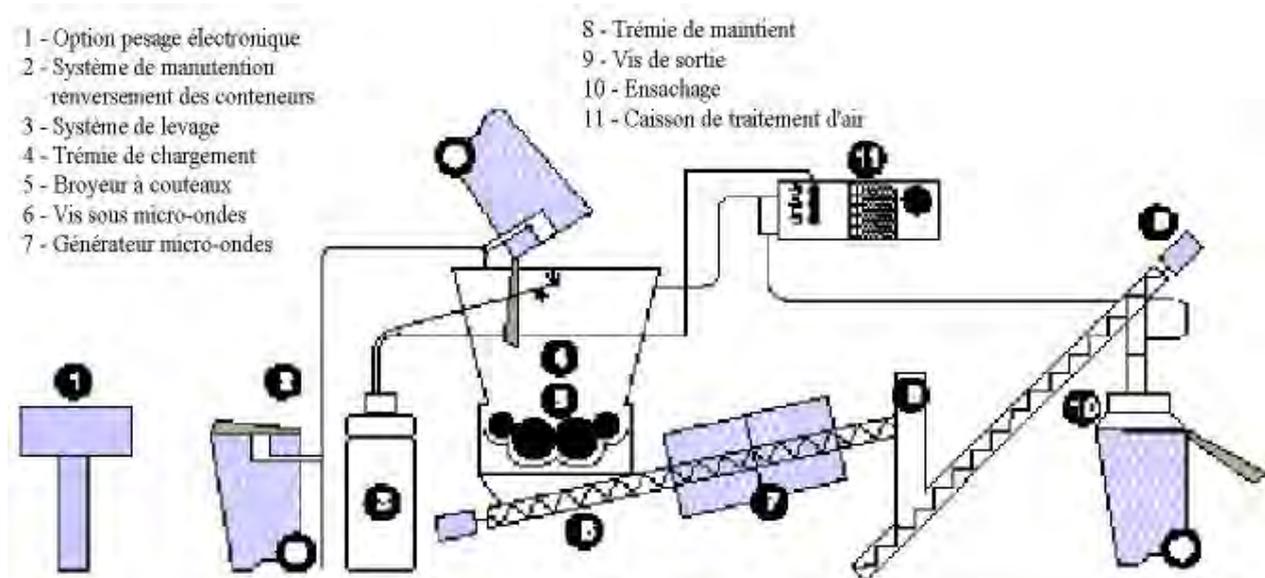


Figure 9 – Système de désinfection par micro-ondes (procédé Ecosteryl®)

Un tel procédé permet un traitement *in situ* avec un faible coût de traitement (peu dépendant des quantités à traiter) et une gestion de l'installation à distance par télésurveillance.

4.2.4 - Le jigger micro-ondes

Le jigger est une machine polyvalente destinée à l'ennoblissement de pièces de tissus qui se traduit par

différents traitements : le blanchiment, la teinture et le dépouillement.

La pièce de tissu est déroulée, puis réenroulée alternativement d'un rouleau sur un autre en passant dans un bain de traitement (figure 10).

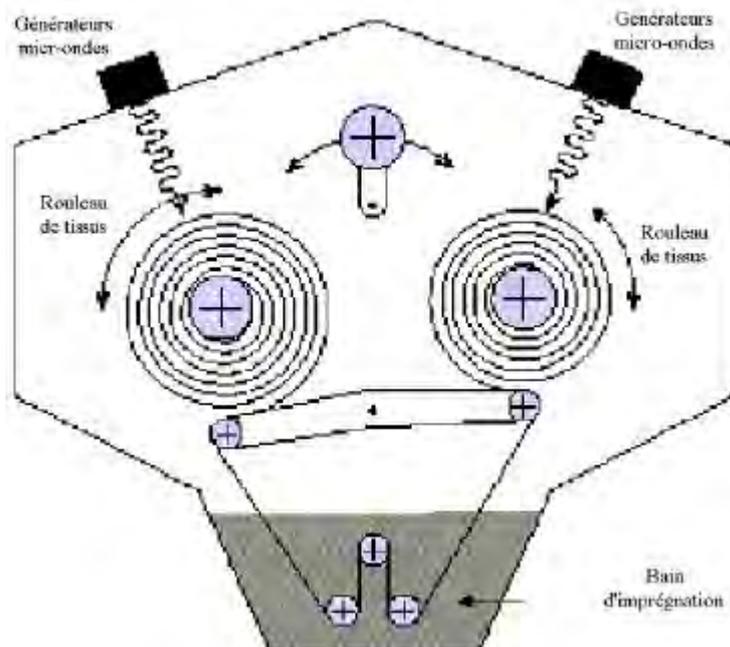


Figure 10 – Schéma de principe du jigger micro-ondes

La machine est caractérisée par des économies d'énergie (rapport de bain le plus court). Son emploi en teinture est limité du fait d'inhomogénéités de teinte sur les pièces traitées.

L'adjonction d'un chauffage micro-ondes au chauffage classique à la vapeur permet d'accélérer la cinétique de traitement et une amélioration de la qualité qui se traduit par un degré de blanc supérieur en blanchiment, une nuance finale plus intense en teinture, une élimination de colorant supérieure en dépouillement, et une résistance à l'usure du tissu améliorée.

4.3 - Exemples d'applications innovantes

En dehors des applications recensées précédemment, les laboratoires de recherche mettent au point de nouvelles utilisations des rayonnements électromagnétiques qui touchent des secteurs aussi divers que la chimie et les céramiques.

Parmi celles-ci, nous pouvons relever les applications suivantes :

- la vitrification des déchets nucléaires à risque à l'aide d'un four de fusion à creuset froid, à partir d'un tronçon de guide (915 MHz ou 2450 MHz), rectangulaire courbé. La coulée peut être continue (quelques dizaines de kilogrammes par heure) ou intermittente, suivant l'alimentation du four, la nature des cendres et des fondants, les conditions d'affinage et la structure vitreuse du produit final souhaitées.
Le principal avantage de ce four est que le produit final n'est pas pollué par l'usure du garnissage comme dans les fours conventionnels ;
- les catalyseurs d'isomérisation des hydrocarbures sont préparés en imprégnant un support d'alumine par une solution contenant du platine. Le catalyseur est séché dans un four, puis réduit sous hydrogène à 400°C.

- La sélectivité en isomère de ces catalyseurs n'excède jamais 50 % par ce procédé traditionnel. Par contre, si la phase de réduction du catalyseur est effectuée dans un four à micro-ondes, le catalyseur présente alors une sélectivité en isomère presque totale (90 %). Ce résultat ouvre des perspectives dans la technique de préparation ou de régénération des catalyseurs industriels ;
- la soudure des céramiques (zircone, alumine, mullite, carbure de silicium, ...) entre elles et des céramiques avec les métaux (joints alumine/acier ou zircone/inconel dont la composition passe continuellement du métal à la céramique) ouvre également de nombreuses perspectives pour les applications du chauffage micro-ondes ;
- un appareil de minéralisation par micro-ondes permet de raccourcir (de quelques heures à une dizaine de minutes) la dissolution des produits chimiques dans une solution d'acides ou dans une solution de référence avant leur analyse. Une gamme d'appareils a été mise au point permettant la préparation simultanée d'échantillons, avec ou sans reflux, avec contrôle automatique des cycles et de l'addition de réactifs, fonctionnant en continu.

5 - CONCLUSION

Vouloir citer toutes les applications des micro-ondes dans les procédés industriels mis en service ou en développement est une gageure. Nous avons donc préféré vous présenter quelques applications récentes et performantes pour lesquelles la spécificité des propriétés des micro-ondes est mise en avant. Le développement du chauffage micro-ondes, en raison de son coût d'investissement élevé, ne pourra se faire que si l'accent est mis sur une approche transdisciplinaire et multisectorielle, c'est-à-dire que chaque projet industriel est traité dans le cadre du génie des procédés industriels.



Figure 11 : Installation SAIREM de tempéragé de viande par micro-onde 915 MHz.

MESURE DES IMPEDANCES COMPLEXES EN TECHNIQUES MICRO-ONDES INDUSTRIELLES DE PUISSANCE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE BLUETOOTH

Georges ROUSSY, Bernard DICHTTEL et Haykel CHAABANE

LABORATOIRE DE SPECTROSCOPIE ET DES TECHNIQUES MICROONDES
UNIVERSITE HENRI POINCARÉ, NANCY I
B.P 239 F. 54 506 VANDOEUVRE LES NANCY
E-mail. Georges.Roussy@microondes.uhp-nancy.fr

Résumé : En utilisant un circuit intégré nouveau qui vient d'être développé pour les applications bluetooth, il est possible de simplifier la mesure des impédances, des coefficients de réflexion et des coefficients de transmission complexes, dans une installation micro-onde industrielle. Le circuit AD 8302 fabriqué par ANALOG DEVICES mesure le gain et la phase des signaux micro-ondes, d'amplitude variable et de fréquence jusqu'à 2,7 GHz. Ce circuit est moins sensible aux fluctuations de fréquence et d'amplitude des magnétrons industriels que les mixers et les détecteurs à cristal. La mesure du gain et de la phase peut ainsi être effectuée avec des générateurs dont la stabilité est médiocre.

On décrit le montage du circuit AD 8302 et la procédure de calibrage; les performances obtenues sont présentées.

AVANT-PROPOS

La mesure joue, dans le développement des Sciences et des Techniques un rôle essentiel, tant dans le processus d'accroissement des connaissances où elle contribue à valider - voire à invalider - une théorie, que dans la mise en oeuvre journalière de multiples instrumentations, dans le monde industriel et la vie quotidienne de chacun.

Le développement des applications industrielles micro-ondes et des hautes fréquences est intimement lié à celui de l'instrumentation qui les concerne. En micro-onde haute puissance, beaucoup de méthodes de mesure de la puissance, du champ électrique, du champ magnétique et des impédances dérivent des méthodes utilisées en basse puissance ou qui ont été mises au point pour développer les radars. Des progrès continus améliorent la qualité et la précision des capteurs. L'acquisition des informations par micro-ordinateur, qui a permis le traitement numérique des informations, en général; le calibrage des appareils de mesure, la correction, l'élimination des défauts, le filtrage des signaux etc. a été une source de progrès indéniable.

L'interprétation des résultats en terme de process, et / ou des conditions de fonctionnement des installations a conduit à améliorer sensiblement la qualité des produits, à réduire les rebuts, à maîtriser les dépenses d'énergie. Sans vouloir détailler ce propos, résumons : l'instrumentation est à l'origine des décisions qui peuvent être prises lorsqu'il s'agit de modifier une installation pour fabriquer un produit nouveau, ou en optimiser la production.

Un domaine de technologie peut aussi profiter des efforts effectués dans un domaine voisin. Depuis peu, les micro-ondes partagent la bande de fréquences

qui leur était jusqu'à présent réservée (appelée I.S.M. : 2450 MHz \pm 25 MHz), avec un système d'interconnexion sans fil (bluetooth), mis au point pour relier les ordinateurs à leurs périphériques. Des circuits intégrés micro-ondes nouveaux ont été développés pour cette application. L'article qui suit illustre un cas d'application de ces circuits pour effectuer une mesure des impédances des applicateurs industriels.

INTRODUCTION

De nombreuses méthodes de mesure des impédances et des coefficients de réflexion ont été étudiées et publiées. [Montgomery, 1948 ; Harvey, 1963, Numéro spécial IEEE MTT, 1989].

Les analyseurs de réseau modernes qui utilisent des méthodes de calibrage, également décrites dans la littérature, sont particulièrement précis pour des mesures à bas niveau (quelques milliwatts). Ces techniques élaborées ne peuvent pas cependant être appliquées au niveau des puissances élevées des installations industrielles (plusieurs kW), parce que les générateurs industriels qui sont couramment utilisés sont bruyants, pas stables en amplitude ni en fréquence et que les mesures sont, de ce fait, imprécises.

1) L'amplitude des signaux électriques et le niveau des puissances peuvent être obtenus avec une certaine précision si on utilise des détecteurs conventionnels ou des capteurs de puissance, après filtrage des signaux. Mais les phases des coefficients complexes de réflexion et des impédances sont plus difficiles à mesurer que les amplitudes. La phase est en effet en relation avec le temps de propagation ou la distance parcourue par les ondes. Il est difficile de la mesurer avec un générateur micro-onde dont la

fréquence n'est pas exactement connue ou lorsqu'elle n'est pas stable.

2) Les circuits "six ports", qui sont généralement conçus avec des coupleurs directionnels, et qui fonctionnent avec des détecteurs d'amplitude, ne peuvent pas être calibrés avec précision lorsque la fréquence du générateur qui les alimente n'est pas stable [Bosisio, 1982; Engen, 1977]. Le circuit six ports en guide d'onde, qui est réalisé avec quatre sondes, placées à $\lambda_g/8$ l'une de l'autre est de même un dispositif imprécis pour mesurer la phase avec un générateur dont la fréquence est variable.

3) L'utilisation des mixers ou des doubles mixers pose également des problèmes parce que le bruit qui est introduit par l'entrée "oscillateur local" est transmis à la sortie [Anaren, 1990, p57].

Le développement d'un circuit AD 8302 par Analog Devices, qui mesure directement le rapport des amplitudes de deux signaux, apporte une solution nouvelle en instrumentation micro-onde [Analog Devices, 2001; Cowles et al, 2001].

UTILISATION DU CIRCUIT AD 8302

Le circuit AD 8302 comprend deux amplificateurs logarithmiques appariés. Le rapport des amplitudes des deux signaux d'entrée s'obtient par soustraction des signaux amplifiés. Le circuit AD 8302 comporte aussi un détecteur de phase de type multiplicateur, qui est alimenté par les sorties des deux amplificateurs logarithmiques. La phase est ainsi disponible sous la forme d'un signal électrique.

Comme il est indiqué dans la notice du circuit AD 8302 publiée par Analog Devices, on peut réaliser un réflectomètre micro-onde avec un coupleur directif et un simple atténuateur dont l'atténuation est choisie en relation avec le coefficient de couplage du coupleur directionnel et en fonction de la sensibilité désirée. La figure 1a décrit un réflectomètre. Il fonctionne également avec des niveaux faibles et des niveaux de puissance élevés.

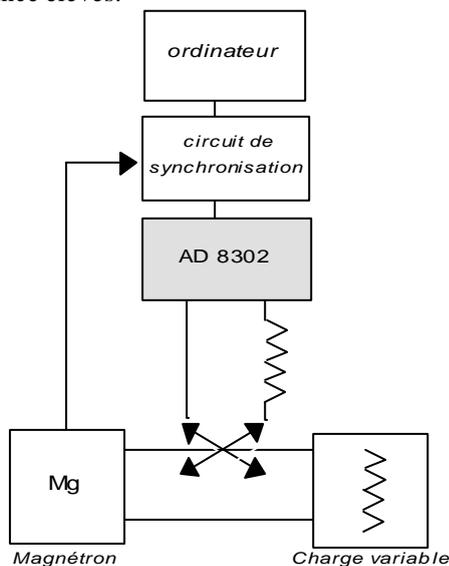


Figure 1a

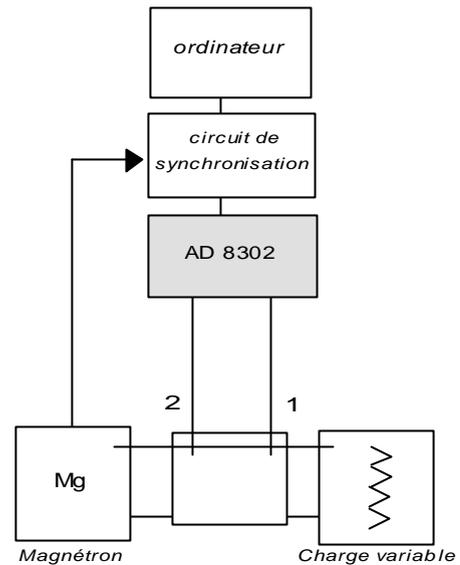


Figure 1b

Figures 1 : Schémas de principe de mesure des coefficients de réflexion et des impédances complexes.

(a) utilisant un coupleur directif

(b) utilisant un chariot mobile supportant deux sondes.

Avec un coupleur directionnel de 60 dB et un atténuateur de 60 dB, les signaux sont au centre du domaine de fonctionnement de l'AD 8302. Le signal appliqué à l'entrée A est proportionnel à l'onde incidente. Le signal appliqué à l'entrée B est proportionnel à l'onde réfléchie. Les signaux de sortie sont ainsi :

$$V_{\text{mag}} = a \text{Log} (V_A/V_B) + b \quad (1)$$

$$V_{\text{phs}} = \pm c \Phi_{AB} + d \quad (2)$$

Φ_{AB} étant la phase entre les signaux A et B

Les coefficients a, b, c, d sont des paramètres d'échelle qui définissent les fonctions de transfert dans lesquelles ils interviennent. Ils dépendent de la longueur des câbles, du coefficient de couplage du coupleur directionnel et de la valeur de l'atténuation; ils peuvent aussi être ajustés électroniquement en fonction du domaine de fonctionnement dynamique souhaité. Par construction, la mesure de la phase des signaux est limitée à 180° , entre -180° et 0° , par exemple. L'ambiguïté du signe de la phase a en pratique peu d'importance. Les paramètres d'échelle sont déterminés expérimentalement selon une procédure de calibration appropriée, du même genre que celle qui est utilisée pour les analyseurs vectoriels de réseau.

Une autre utilisation intéressante de l'AD 8302 est présentée figure 1b, pour la mesure des impédances. Les entrées A et B sont reliées à deux sondes de champ électrique, distantes de $\lambda_g/4$, et disposées dans un guide d'onde. Si nous définissons par E_i l'amplitude du champ électrique de l'onde incidente dans le plan de la sonde N°1 et par ρ le coefficient de réflexion complexe de la charge, également défini dans le plan de la sonde N°1, le champ électrique total, au niveau de la sonde N°1 est :

$$E_1 = E_i (1 + \rho) \quad (3)$$

L'amplitude du champ électrique total, vu par la sonde N°2 (placée à $\mathbf{l}_g / 4$ de la sonde N°1, vers le générateur), est :

$$E_2 = j E_1 (1 - \rho) \quad (4)$$

Il s'ensuit que le rapport complexe des deux champs électriques totaux est proportionnel à l'impédance complexe de la charge Z_1 , définie également dans le plan de la sonde N°1.

$$Z_1 = |Z_1| \exp j \arg Z_1 \text{ avec } -90^\circ < \arg Z_1 < 90^\circ \quad (5)$$

Dans ces conditions, l'argument de Z est compris entre -90° et 90° , parce que la partie réelle de Z est toujours positive.

$$\frac{E_1}{E_2} = j Z_1 \quad (6)$$

$$\log |Z_1| = f \text{ Vmag} + g \quad (7)$$

$$\arg |Z_1| = h \text{ Vphs} + l \quad (8)$$

A nouveau, f, g, h, l sont des paramètres d'échelle, sachant que la phase de sortie couvre le domaine -180° à 0°

En mesurant l'impédance avec le dispositif de la figure 1b, l'ambiguïté du signe de la phase, qui apparaît dans la mesure du coefficient complexe de réflexion, est éliminée.

On peut recommander de placer les deux sondes sur un chariot mobile pour ajuster mécaniquement la position du plan dans lequel l'impédance est mesurée et pour contrôler les niveaux des signaux appliqués au circuit AD 8302, simplement en réglant la pénétration des antennes dans le guide d'onde.

Il est également recommandé d'enregistrer les signaux de sortie de l'AD 8302 pendant des temps courts, en synchronisme avec l'émission du magnétron, lorsque le générateur industriel utilisé fonctionne en mode pulsé. Cette précaution est particulièrement utile quand le générateur est lui-même alimenté par un courant mal régulé.

Le circuit simple, que la figure 2 présente peut générer des impulsions périodiques dont la largeur τ_1 et dont le retard τ_2 sont variables. Ce signal peut être utilisé pour valider les informations enregistrées par l'ordinateur.

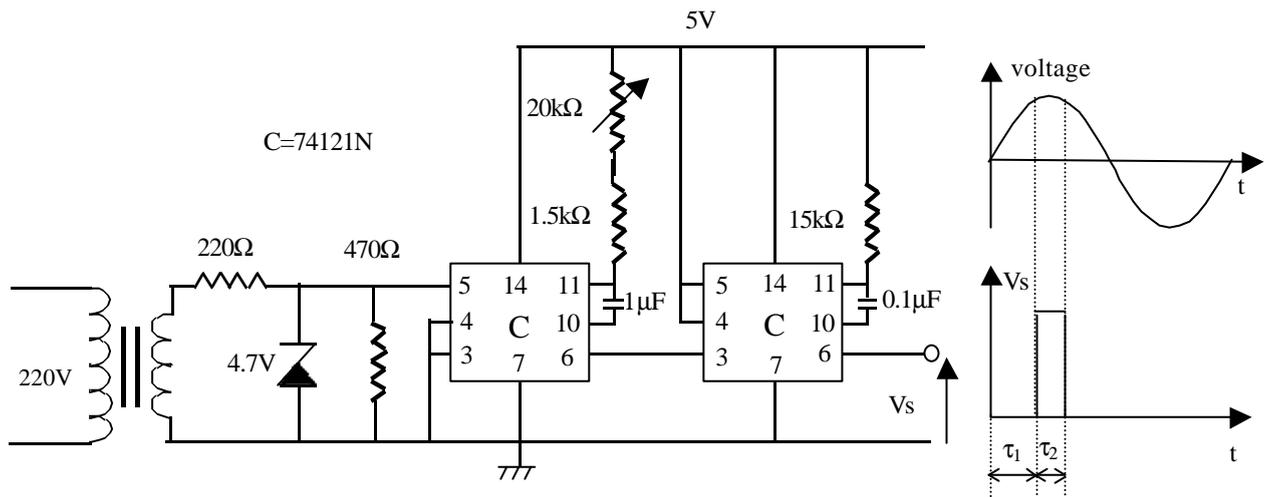


Figure 2 : Circuit de validation des informations enregistrées, en synchronisme avec l'émission du magnétron.

PROCEDURE DE CALIBRATION DU SYSTEME DE MESURE DES IMPEDANCES ET PERFORMANCES

Les performances du circuit de mesure du circuit AD 8302 peuvent être évaluées en comparant des résultats obtenus avec le circuit et un analyseur de réseau vectoriel, lorsque les deux dispositifs mesurent plusieurs et mêmes charges. Comme charges, nous utilisons une charge à eau classique, un court-circuit que l'on déplace dans un guide d'onde (dix positions sur une distance d'au moins $\mathbf{l}_g / 2$), et dix autres charges réalisées avec la charge à eau devant laquelle on déplace un obstacle métallique. Pour les 21 expériences, on calcule l'écart quadratique moyen Δ_m entre les modules des impédances mesurées, avec le

circuit AD 8302 et l'analyseur de réseau. On calcule également l'écart quadratique moyen entre les phases des impédances obtenues dans les deux cas.

$$\Delta_m = \frac{1}{21} \sum_{i=1}^{21} \frac{|Z_{lc}|^2 - |Z_{lm}|^2}{|Z_{lm}|^2} \quad (9)$$

$$\Delta_\phi = \frac{1}{21} \sum_{i=1}^{21} \frac{(\arg Z_{lc})^2 - (\arg Z_{lm})^2}{(\arg Z_{lm})^2} \quad (10)$$

En utilisant la relation (7), on peut optimiser les paramètres d'échelle g et f par moindre carré. Le résidu quadratique moyen Δ_m a une valeur faible. La

relation (7) est bien appropriée pour interpréter les résultats expérimentaux.

Mais si on utilise la relation (8) pour minimiser le résidu quadratique moyen de la phase Δ_ϕ , la valeur du résidu reste élevée. La relation (8) n'interprète pas bien les résultats expérimentaux. D'autres relations, telles que les relations (11), (12), (13) ont été utilisées pour améliorer le résidu Δ_ϕ .

$$\arg Z_1 = h(1 - \text{sh} \frac{V_{\text{phs}}}{1}) \quad (11)$$

$$\arg Z_1 = h(1 - \text{sh} \frac{V_{\text{phs}}}{1}) + m V_{\text{mag}} \quad (12)$$

$$\arg Z_1 = h(1 - \text{sh} \frac{V_{\text{phs}}}{1}) + m V^2_{\text{mag}} \quad (13)$$

La relation (12) qui suppose une dépendance entre les variables V_{mag} et V_{phs} , donne un résidu plus faible. La relation (12) interprète mieux les résultats expérimentaux que la relation (8).

Une procédure plus rigoureuse du point de vue statistique, qui consiste à écrire l'erreur quadratique entre les coefficients de réflexion complexes, comme la relation (14) l'indique et à minimiser le résidu en calculant par moindre carré tous les paramètres d'échelle en une seule fois, confirme que les relations (7) et (12) interprètent correctement les résultats expérimentaux.

$$\Delta_c = \frac{1}{21} \sum_{i=1}^{21} \frac{|\rho_{1c} - \rho_{1m}|^2}{|\rho_{1m}|^2} \quad (14)$$

Les deux approches ne donnent pas des lots de valeur des paramètres d'échelle significativement différents. Seules les valeurs des coefficients de corrélation diffèrent.

Les figures 3 et 4 illustrent les résultats obtenus, en mesurant les impédances des charges qui sont réalisées avec une charge adaptée, en avant de laquelle on déplace un obstacle métallique. La figure 3 présente les évolutions des signaux V_{mag} et V_{phs} recueillis.

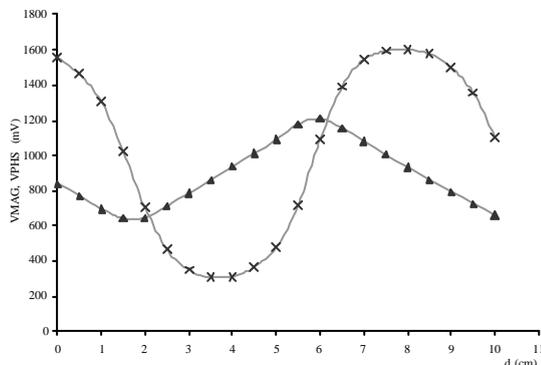


Figure 3 : Variations des tensions des sondes V_{mag} et V_{phs} type, pour des charges variables réalisées avec une charge adaptée de puissance à eau, devant laquelle on déplace un obstacle métallique.

La figure 4 (à la fin du document) est le diagramme de Smith. La précision de mesure des coefficients de réflexion des charges est acceptable. Les coefficients de réflexion sont mesurés à quelques pour cent près et les phases à quelques degrés près.

La précision de la mesure pourrait sans doute être encore améliorée si on accepte de modifier légèrement l'équation (12) ou les deux équations (7) et (12), en introduisant éventuellement un paramètre d'échelle supplémentaire. Une autre possibilité serait de corriger les résultats obtenus en utilisant à la suite, une procédure basée sur une équation homographique, du genre de celle que l'on utilise pour calibrer les analyseurs de réseau, comme cela a été décrit par G. Roussy et Tchiakaka; mais au prix d'un calibrage plus lourd.

CONCLUSION

En conclusion, l'utilisation du circuit intégré AD 8302 simplifie la mesure des impédances en micro-ondes industrielles de puissance. Le montage avec un chariot mobile supportant deux sondes sensibles au champ électrique, est particulièrement bien adapté. La procédure de calibrage peut reposer sur la mesure des impédances de plusieurs charges et sur l'interprétation des résultats par moindre carré, pour obtenir les paramètres d'échelle qui définissent les fonctions de transfert du circuit de mesure. Finalement, les impédances des charges des applicateurs peuvent être déterminées avec une précision de quelques pour cent sur le module et sur la phase, même si le générateur micro-onde industriel émet des ondes pulsées.

REFERENCES

- Anaren Microwave Inc, 1990, Microwave Components and Subsystems Catalog, Syracuse, New York, USA.
- Analog Devices Inc, 2001, 2.7 GHz RF/IF Gain and Phase Detector or AD 8302 Datasheet, Microwave Journal, March, p 180.
- Bosisio, R.G., and Li, S.H., 1982, Calibration of Multiport Reflectometers by Means of Four Open/Short Circuit, IEEE, Vol 30, p 1085, 1089.
- Cowles, J., and Gilbert, B., 2001, Accurate Gain and Phase Measurement at Radio Frequencies up to 2.5 GHz, Analog Dialogue, Vol 05, p 35.
- Dielectric Measurements, 1989, IEEE Microwave Theory Techn, vol 37, p 11,91.
- Engen, G. F., 1977, The Six Port Reflectometer: An Alternative Network Analyses, IEEE MTT, Vol 25, p 1075, 1080.
- Gintzon, E. L., 1957, Microwave Measurements, Mc Graw Hill, New York.
- Harvey, A. F., 1963, Microwave Engineering Acad. Press New York.
- Montgomery, C.G., 1948, Techniques of Microwave Measurements (Radiation

Laboratory Series. MTT), Mc Graw-Hill, New York.

- Roussy, G., 2001, Measurements Techniques for Microwave and RF Processing, 8th International Conference on Microwave and High Frequency Heating, Invited Paper, Bayreuth, September.

- Roussy, G., and Tchiakaka, P., 2001, Permittivity Real Control of the Physical or Chemical Processes Induced During Microwave Irradiation, 36th International Microwave Power Symposium, San Francisco.

- Roussy, G., and Pearce, J., 1995, Foundations and Industrial Applications of

Microwave and Radio Frequency Fields, John Wiley and Sons.

- Roussy, G., Ghanem, H., Thiebaut, J.M., and Dichtel, B., 1990, Six Port Waveguide Used for Simultaneously Measuring Permittivity and Permeability of Solid Materials in Microwave Region, *Jal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, Vol 25, p 67, 75.

- Thiebaut, J.M., and Roussy, G., 1991, Extension of the Six Port Circuit Theory for Using Practical Directional Coupler in Measuring RF Impedance and RF Power, *Meas. Sci. Technol.*, Vol 2, p 836.

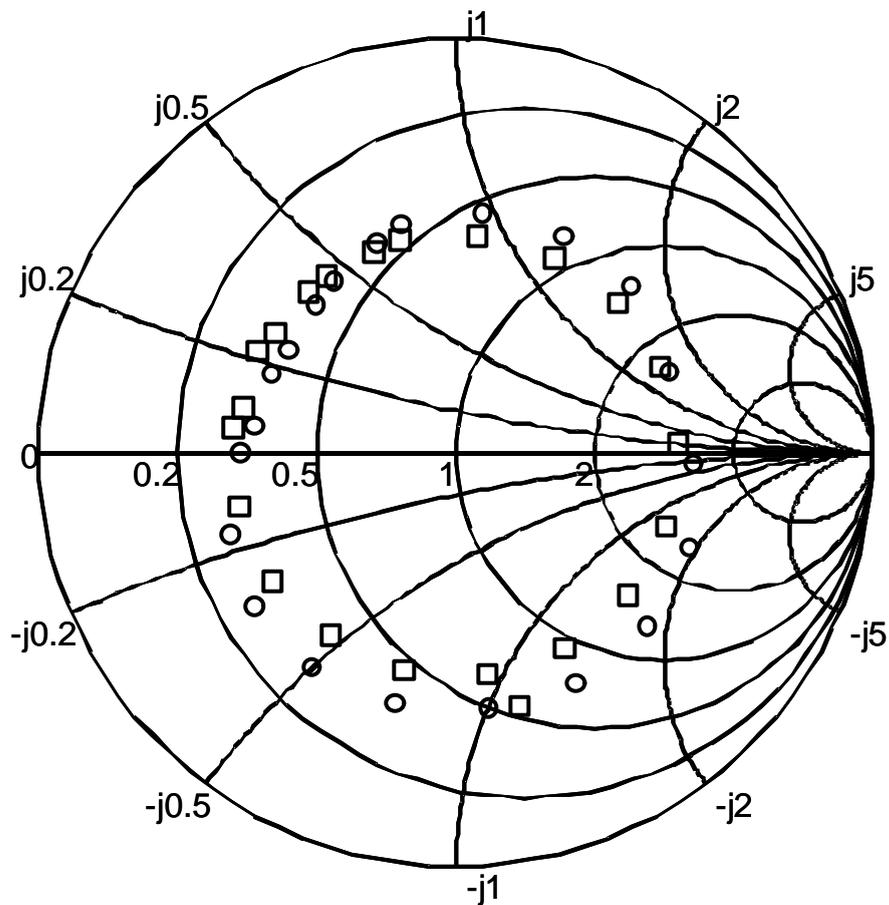


Figure 4 : Diagramme de Smith des impédances des charges de la figure 3, mesurées par le circuit AD 8302 (o), et l'analyseur de réseau (□)

TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL : État de l'art et perspectives d'applications.

Lucien DESCHAMPS

Conseiller Scientifique EDF R&D

Secrétaire Général Prospective 2100

1. Rappel historique

Le concept de transmission de l'énergie électrique dans l'espace libre sans guide matériel n'est pas nouveau ; il fut étudié dès la fin du 19^{ème} siècle par Heinrich HERTZ qui réalisa en 1888 des expérimentations de transmission d'énergie pulsée à 0,5 GHz [1] puis par Nikola TESLA [2] qui imagina la perspective de distribution d'énergie sans fil.

La première véritable transmission d'énergie sans fil « TESH » avec recherche d'un certain rendement fut effectuée aux États-Unis par le « SPENCER LABORATORY » de la Société Raytheon à Burlington en 1963 [3]. Les caractéristiques de cette première liaison étaient : 400 W transmis à 7m40 à la fréquence de 2,45 GHz avec un rendement de transmission courant continu émission / courant continu réception de 13%.

Depuis cette première démonstration deux faits marquants historiques méritent d'être soulignés [4] [5].

1. Alimentation en énergie d'un hélicoptère miniature par un faisceau micro-ondes : 270 W – 2,45 GHz masse de l'hélicoptère : 2,3 kg, altitude du vol : 15 m. Cette expérimentation, largement médiatisée par le « SPENCER LABORATORY » en 1964 avait le double objectif de montrer à la fois la faisabilité et une perspective d'application [6].(figure 1)

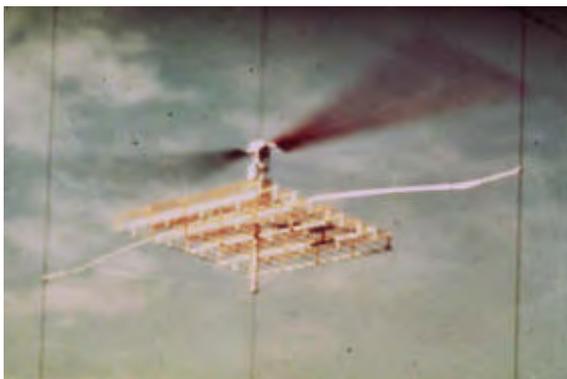


Figure 1

2. Expérimentation en 1975 par le JET PROPULSION LABORATORY (JPL) (USA) d'une liaison 2,388 GHz de 1,55 km de longueur sur le site de Goldstone dans le désert de Mojave délivrant au niveau de la réception une puissance courant continu (CC) de 34 kW.(figure 2) Le record, toujours

d'actualité, de rendement de transmission en bande S – ISM (2,4 – 2,5 GHz – Domaine Industriel, Scientifique et Médical) obtenu avec les technologies mises en oeuvre dans le cadre de l'expérimentation du JPL est de 54 % (courant continu émission / courant continu réception). Ce résultat fut obtenu en 1975 pour une puissance CC réception de 495,6 W, une distance entre les antennes de 1,7m et une fréquence de 2,4469 GHz [7] [8]. Le rendement micro-ondes / CC de 72% du magnétron utilisé à l'époque constituait le point faible de la chaîne de conversion. Les technologies développées aujourd'hui, par exemple les nouveaux magnétrons développés en Russie avec un rendement de 83%, pourraient permettre un rendement global de 64%.

Un tel niveau de rendement ouvre des perspectives d'application intéressantes qu'il convient d'évaluer.



Figure 2

2. Les techniques de transmission d'énergie sans fil.

Une liaison de transmission d'énergie sans fil (TESF) comprend :

Côté émission, un générateur d'ondes électromagnétiques généralement alimenté en courant continu (CC). Ce convertisseur peut être soit un tube (magnétron,...) soit un dispositif semi-conducteur (transistor à effet de champ,...) soit encore un laser dans le cas d'une transmission laser. Après conversion, l'énergie est rayonnée par une antenne.

Côté réception, une antenne de type rectenna (*rectifier antenna*), constituée par exemple, de doublets demi-onde et de diodes Shottky, collecte le

faisceau et délivre du CC. Dans une autre configuration, une antenne alimente des tubes convertisseurs « ondes électromagnétiques / CC ». Dans le cas d'une transmission laser, l'énergie serait collectée par cellule photovoltaïque.

Le rendement global d'une transmission comprend trois composantes fondamentales :

2.1 Le rendement de conversion courant continu/ondes électromagnétiques (convertisseur et antenne d'émission).

La production de micro-ondes est faite actuellement de façon courante pour diverses applications au nombre desquelles on citera : les communications spatiales, les utilisations du radar et différentes applications industrielles, médicales ou scientifiques. La génération peut se faire par utilisation de tubes : tubes à ondes progressives (TOP), klystrons, gyrotrons, magnétrons (rendement atteignant 83 % à 2,45 GHz), ... ou par des dispositifs à semi-conducteurs : transistors à effet de champ (rendement atteignant aujourd'hui 40 %), ...

Le coût de la conversion par tubes est de l'ordre de 1 €/W pour les applications autres que pour les fours et moins de 0,02 €/W, en raison de l'importance du marché, pour les applications aux fours à micro-ondes.

Le coût de la conversion par dispositifs à transistors à effet de champ est passé de 30 €/W en 1995 à 17 €/W en 1999 pour des unités de 60 W continu en bande C - ISM (5,725 – 5,875 GHz) [9].

Pour ce qui concerne la production de faisceaux laser : lasers chimiques, lasers à électrons libres ou lasers semi-conducteurs les rendements de conversion sont encore très inférieurs (< 40 %) aux valeurs obtenues avec les techniques micro-ondes. Une technique apparaît toutefois aujourd'hui prometteuse : les lasers pompés par le soleil qui permettent d'éviter l'étape de conversion énergie solaire / courant continu (rendement énergie solaire incident / énergie laser produite 20% [10]). Le coût de la conversion laser varie suivant les techniques de 20 à 50 €/W.

2.2 Le rendement de transmission entre l'émetteur et le récepteur mettant en jeu en particulier la diffraction et l'atténuation dans l'atmosphère et l'humidité éventuelles

Le rendement de transmission entre les antennes d'émission et de réception tient compte de règles de diffraction qui mettent

en jeu : l'étendue des antennes d'émission et de réception, la fréquence et la distance entre les antennes. Ainsi, un rendement de transmission de 84% peut être obtenu si ces paramètres satisfont la relation :

$$D_E D_R = 2,44\lambda L$$

- D_E : diamètre de l'antenne d'émission en m
- D_R : diamètre de l'antenne de réception en m
- L : distance entre les antennes en m
- λ : longueur d'onde en m

Le tableau suivant permet de situer quelques ordres de grandeur sur les perspectives de transmission à distance de la TESF en fonction de la fréquence pour des antennes de 30 m de diamètre.

| <i>Cas d'une transmission avec 84% de rendement et $D_E = D_R = 30m$</i> | | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|----------------|------------------------------------|
| <i>F GHz</i> | <i>l (cm)</i> | <i>Distance entre antennes = L</i> |
| 2,45 | 12,24 | 3 km |
| 5,8 | 5,17 | 7 km |
| 24 | 1,25 | 30 km |
| 35 | 0,86 | 43 km |
| <i>Laser</i> | <i>1000 nm</i> | <i>368 000 km</i> |

Le même rendement de transmission de 84 % peut être obtenu à 2,45 GHz entre l'orbite géostationnaire et le sol avec une antenne d'émission en orbite de diamètre $D_E = 1000$ m et une antenne de réception au sol de diamètre $D_R = 10\ 000$ m.

L'atténuation des micro-ondes dans l'atmosphère et l'humidité est pratiquement négligeable jusqu'à 3 GHz. Au delà de cette fréquence l'atténuation croît avec la fréquence.

Parmi les critères de choix de la fréquence et de dimensionnement des systèmes spatiaux il convient également de souligner les contraintes de masse et de température qui nécessite des compromis puisque l'augmentation de température conduit à une réduction de la durée de vie du système.

En ce qui concerne les faisceaux lasers, la transmission à travers l'atmosphère s'effectue avec un assez mauvais rendement en raison de différentes bandes d'absorption liées à la vapeur d'eau, au CO², à l'O³ et à différentes autres composantes atmosphériques. Il existe toutefois des fenêtres d'absorption minimale, par exemple entre 840 nm et 890 nm [11].

Ces quelques exemples soulignent les perspectives mais aussi les limitations des micro-ondes (fréquence de 1 à quelques centaines de GHz) et des lasers (longueur d'onde de l'ordre de 1000 nm)

2.3 Le rendement de conversion ondes électromagnétiques / courant continu (antenne et convertisseur de réception)

La reconversion de l'énergie d'un faisceau de micro-ondes en énergie électrique est un problème qui a reçu sa solution depuis plusieurs années déjà. L'utilisation de doublets demi-ondes associés à des détecteurs SHOTTKY constitue une technique (figure 3) qui a fait ses preuves dès 1977 avec un rendement atteint de 91,4% à 2,45 GHz [12] tandis qu'en 1997, un rendement de 82% était obtenu à 5,8 GHz [13]. Le coût de conversion reste, en l'absence de grands développements, de l'ordre de 25 €/ W à 2,45 GHz pour des unités de quelques dizaines de W au maximum.



Figure 3

Une solution alternative pour la conversion des ondes électromagnétiques en courant continu est l'utilisation de tubes : magnétrons, klystrons ou CWC (cyclotron wave converters) développés en Russie [14]. C'est ce dernier dispositif qui présente le meilleur rendement : 83% pour des puissances unitaires de l'ordre de 10 kW. Le meilleur rendement obtenu avec des magnétrons inverses n'est que de 41%.

En ce qui concerne la reconversion de faisceaux lasers en électricité la voie qui paraît la plus prometteuse est celle de la reconversion photovoltaïque. Un rendement de 59 % a été obtenu avec des cellules à base d'Arséniure de Gallium: Al Ga As - 1,7 W – 826 nm [15].

2.4 Micro-ondes ou lasers

En ce qui concerne les micro-ondes, les techniques d'émission et de réception sont aujourd'hui assez bien maîtrisées. A titre d'exemple, on peut souligner les magnétrons utilisés dans les fours à micro-ondes ou ceux qui sont utilisés pour le chauffage industriel, capables de fournir jusqu'à 6kW de puissance à une fréquence de 2,45 GHz et avec une efficacité supérieure à 70% et pouvant dépasser aujourd'hui 80%. Pour la réception, des

antennes détectrices permettent dès à présent des rendements de conversion supérieurs à 90 %. L'ensemble de ces éléments montre que si les dimensions des antennes d'émission et de réception sont optimisées, le rendement global d'une transmission micro-ondes devrait pouvoir dépasser 60 %.

Les performances des tubes et des semi-conducteurs devront toutefois encore évoluer afin d'en améliorer la fiabilité et la durée de vie en particulier pour l'environnement spatial.

L'avantage d'une transmission à longueur d'onde très courte telle qu'envisageable dans le cas de la transmission laser a été mentionné précédemment. La technique laser se développe aujourd'hui rapidement et de façon très favorable mais n'en demeure pas moins confrontée à une série de difficultés pratiques concernant le développement de sources, le pointage des faisceaux et la reconversion de l'énergie émise en électricité.

Si aujourd'hui les rendements de transmission par faisceau laser ne dépassent pas 2,5% à 3%, des études montrent dès à présent qu'un rendement global de l'ordre de 20 % devrait pouvoir être atteint à plus ou moins long terme : conversion par laser à électrons libres 40 %, transmission 90 % et reconversion par cellules adaptées 60 %.

3. Panorama de perspectives d'applications

L'absence de liaison matérielle entre un générateur d'énergie et le récepteur utilisateur peut présenter un grand intérêt pour diverses applications : sol-sol, sol-air, sol-espace-sol, espace-espace et espace-sol. Ces applications peuvent également être classées par distances de transmission : courtes distances (< 1km) moyennes distances (jusqu'à quelques centaines de km) et grandes distances (plusieurs milliers de km). Les niveaux de puissance envisagés et les fréquences dépendent beaucoup des applications.

3.1 Liaisons point-à-point sol-sol (figure 4)

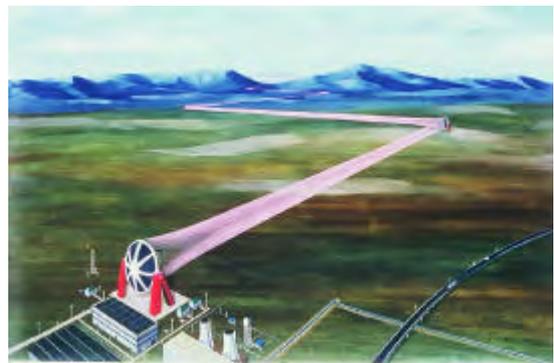


Figure 4

- recherche de séparation matérielle entre un générateur et un récepteur
- sites inaccessibles
- environnements hostiles
- autres contraintes spécifiques interdisant les câbles

3.2 Alimentation énergétique de mobiles

- véhicules pour sites irradiés ou autres environnements hostiles
- alimentation en énergie d'avions ou de lanceurs
- véhicules lunaires ou martiens

3.3 Alimentation de plates-formes stratosphériques ou de ballons

- télécommunications (figure 5)
- téléphonie (par exemple relais pour téléphonie sans fil)
- surveillance (incendies,...) cartographie, recherche, ...
- relais d'énergie entre sol et plates-formes ou centrales spatiales.

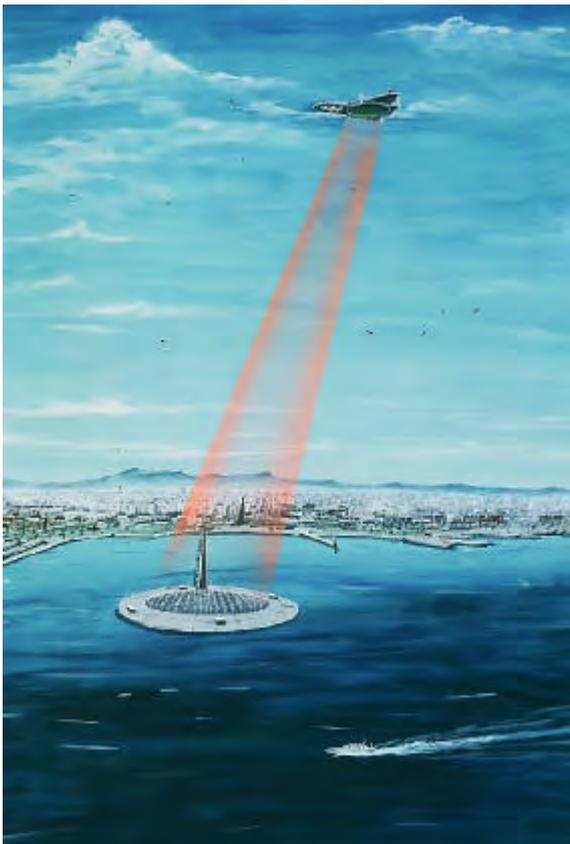


Figure 5

3.4 Liaisons espace-espace

- alimentation en énergie de plates-formes ou véhicules spatiaux à partir de centrales orbitales d'énergie
- réseau d'énergie spatial

- alimentation en énergie d'un véhicule spatial pour sa propulsion
- liaison d'énergie entre une base martienne et une centrale d'énergie orbitale

3.5 Liaisons sol-espace

- alimentation de satellites de télécommunications pendant les périodes d'ombre (laser)
- renforcement du flux d'énergie incident sur des satellites en orbite géostationnaire (GEO)
- recharge des batteries de satellites GEO
- propulsion laser pour transferts d'orbites vers l'orbite géostationnaire ou des orbites lunaires
- régénération de la couche d'ozone [16].
- alimentation de bases lunaires

3.6 Liaisons sol-espace-sol

- transmissions à très grandes distances ou intercontinentales d'énergie via relais spatiaux

3.7 Liaisons espace-sol

- illumination de villes proches des pôles [17]
- centrales solaires spatiales
- alimentation en énergie à partir d'une centrale spatiale de lanceurs depuis leur décollage du sol terrestre
- centrales d'énergie lunaires

La mise en oeuvre de liaisons TESH pourrait entraîner des perturbations nouvelles sur les systèmes de communication d'autres applications du domaine ISM. Les harmoniques mises en oeuvre à l'émission et à la réception devront en particulier être ramenées, par filtrage, à un niveau acceptable [18]. Ces effets sont actuellement à l'étude [19].

Certaines applications terrestres nécessiteront également la prise en compte de contraintes d'environnement liées en particulier à l'interaction possible des micro-ondes avec des êtres vivants (niveau d'énergie limite adopté dans le cadre du projet « centrale solaire spatiale » DOE NASA : 23 mW/cm² à 2,45 GHz).

Les fréquences envisagées pour les liaisons TESH sont aujourd'hui choisies dans les bandes ISM telles par exemple :

- 2,45 GHz (liaisons à moyennes et grandes distances) L'absence de pertes lors de la traversée de l'atmosphère et l'insensibilité à l'humidité font de cette fréquence un bon choix pour les liaisons à grandes distances

- 5,8 GHz (liaisons à moyennes et grandes distances) Tout en étant moins favorable que 2,45 GHz pour la traversée de l'atmosphère et l'humidité, cette fréquence peut constituer un bon optimum si l'on tient compte de la taille des antennes.
- 35 GHz, 94 GHz et 245 GHz (liaisons courtes (air) à grandes distances (espace)) Fréquences envisageables pour des applications où des pertes atmosphériques sont acceptables
- Visible (laser) (liaisons courtes à grandes distances) Envisageable pour des applications où des interruptions dues aux conditions atmosphériques sont acceptables.

4. Quelques applications spatiales [20] [21]

Après le panorama présenté dans le paragraphe précédent nous nous limiterons ici à souligner trois perspectives d'applications dans l'espace.

4.1 Centrales orbitales d'énergie [22] [23]

Tous les satellites ont aujourd'hui leur propre source d'énergie à bord : en général quelques kW au maximum. L'augmentation des puissances unitaires envisagées dans l'avenir (quelques dizaines à la centaine de kW) va entraîner des dimensions importantes des sources (panneaux photovoltaïques, radiateurs de plusieurs centaines à milliers de m²) et engendrer ainsi des problèmes de conduite et d'exploitation des engins spatiaux.

Une solution consiste à séparer la source de production d'énergie de la plate-forme utilisatrice et de transmettre l'énergie à l'utilisateur par faisceau micro-ondes ou laser.

De premières études technico-économiques de ce concept ont montré des perspectives intéressantes pour des puissances dépassant la centaine de kW. Les avantages seraient :

- Réduction de la taille et du coût du satellite utilisateur
- Avantages opérationnels pour l'utilisateur
- Possibilité de réseau électrique spatial
- réduction du coût de l'énergie (actuellement de 600 à 800 € / kWh en orbite c'est-à-dire près de 10000 fois le coût sur Terre).

4.2 Transmission d'énergie par relais spatiaux [24] [25] (figure 6)

L'importance potentielle de certains gisements d'énergie hydraulique par exemple dans le massif de l'Himalaya, en Amérique du Sud, ou au Canada et l'éloignement de ceux-ci des sites de consommation pose un important problème de transport d'énergie à grande distance ou intercontinental.



Figure 6

Kraft EHRICKE (USA) a suggéré en 1972 d'utiliser pour de telles transmissions point-à-point terrestres un faisceau micro-ondes avec réflexion en orbite géostationnaire. Les progrès réalisés aujourd'hui dans le domaine des micro-ondes pourraient permettre une telle transmission à 2,45 GHz avec un rendement supérieur à 50 % [26]. Des études récentes soulignent l'intérêt économique de telles solutions. Une transmission entre le Canada et le Japon pourrait ainsi selon l'auteur d'une étude canadienne [27] présenter un coût de l'ordre de 10 cents canadiens / kWh pour une liaison d'une puissance de la gamme du GW et rendre l'énergie électrique canadienne compétitive au Japon.

4.3 Centrales solaires spatiales [28] [29] [30] [31]

Les importants besoins énergétiques prévisibles au XXI^e siècle - 12 milliards d'habitants en 2100 - nécessiteront la mise en oeuvre d'une politique énergétique à la fois d'économie et de développement d'énergies nouvelles utilisant des ressources renouvelables ou effectivement inépuisables. L'utilisation de l'énergie solaire est gênée sur terre par les fluctuations de l'énergie reçue. Aux variations périodiques dues à l'alternance des jours, des nuits et des saisons s'ajoutent les évolutions de la nébulosité. La mise en oeuvre de centrales

solaires en orbites géostationnaire permettrait par contre d'exploiter le soleil pratiquement en permanence et de fournir ainsi une source d'énergie de base.

Le concept de centrale solaire spatiale (SPS - Solar Power Satellite) fut proposé par Peter GLASER en 1968). Depuis cette date, le concept a fait l'objet d'un grand nombre d'études et les variantes sont très nombreuses. Les premiers projets envisagés par le DOE et la NASA en 1980 proposaient l'installation dans l'espace en orbite géostationnaire d'une soixantaine de centrales de puissance unitaire de 5 GW. Les satellites présentaient une surface de cellules photovoltaïques d'une cinquantaine de km² et transmettaient l'énergie à une antenne au sol par un faisceau micro-ondes à la fréquence de 2,45 GHz : Antenne d'émission 1 km². Antenne au sol 85 km².

Une étude récente menée par la NASA : « Fresh Look at the concept of space solar power » présente des solutions nouvelles permettant diverses gammes de puissance susceptibles de répondre à une large variété de besoins allant de quelques MW jusqu'à des puissances de plusieurs GW [32] [33] :

- 1) Constellation de satellites en orbites basses (LEO)
- 2) Constellation de satellites en orbites moyennes (MEO)
- 3) Satellites en orbite géostationnaire (GEO) (figure 7)

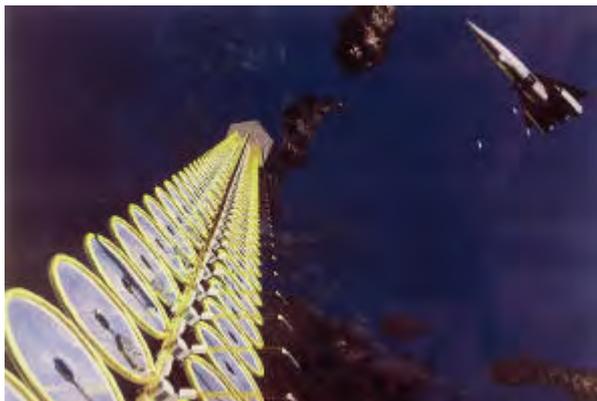


Figure 7

Les architectures mises en oeuvre présentent d'importantes innovations permettant notamment des solutions modulables comme par exemple l'architecture «SUNTOWER » qui met en jeu une structure stabilisée par gradient de gravité faisant appel à des

technologies d'entraves et de structures gonflables.

Les transmissions d'énergie entre les satellites et le sol sont prévues suivant les solutions à 2,45 GHz ou à 5,8 GHz.

Ces nouvelles architectures mieux adaptées aux besoins futurs conduisent de plus à des performances économiques améliorées par rapport aux premiers projets de 1980 qu'il convient aujourd'hui d'examiner. De nouveaux projets sont à l'étude [34].

5. Perspectives - Stratégie pour l'avenir

Les paragraphes précédents ont souligné diverses perspectives des transmissions d'énergie sans fil. Ces applications sont variées et s'étendent depuis la résolution de problèmes particuliers terrestres : faible puissance - faible distance, jusqu'à des applications concernant des liaisons « multigigawatts » sur des distances de plusieurs milliers de km.

Face à ces perspectives, une approche étape par étape est recommandée parallèlement à l'approfondissement d'un diagnostic technico-économique des applications envisagées tenant compte des exigences d'environnement [35].

Les étapes de développement pourraient être :

- L'amélioration des performances des technologies actuelles (rendement, durée de vie, masse, fiabilité, coût, ...) et les expérimentations associées (au sol et dans l'espace) (figure 8)



Figure 8

**TESF = Etat de l'art en 2002 :
Les meilleures performances obtenues [9]**

| | <i>Microondes</i> | <i>Lasers</i> |
|----------------------------------------------|-------------------|------------------|
| 1 – Rendement conversion CC / Ondes E.M. | 83% | 56% |
| 2 – Conv. CC / Ondes E.M. Puiss. Unit. max. | 500 kW | 1080 W |
| 3 – Rendement conversion Ondes E.M / CC. | 91,4% | 59% |
| 4 - Conv. Ondes E.M. / CC. Puiss. Unit. max. | 10 kW | 1,7W |
| 5 – Rendement total CC / CC. | 54% | Inconnu, < 1% ? |
| 6 – Puissance CC. max. délivrée (réception). | 34 kW | Inconnue, < 1W ? |
| 7 – Distance max. de transmission. | 1,55 km | inconnue |
| 8 – Coût conversion CC / Ondes E.M. | 0,02 €/W | 20 €/W |
| 9 – Coût conversion Ondes E.M. / CC. | 25 €/W | 10 €/W |
| 10 – Coût Système TESH en €/ MW x Km | 10 M€* | inconnu |

* Coût du système prototype de Goldstone en 1975 ramené en coût 2002.

- L'expérimentation et le développement de premiers prototypes sur Terre et dans l'espace.

Réalisation de premières liaisons point-à-point terrestres

- Réalisation de liaisons espace-espace d'évacuation d'énergie de centrales orbitales.

- Le développement de liaisons de grandes puissances sur de grandes distances : transmission d'énergie par relais spatiaux et centrales solaires spatiales.

REFERENCES

- [1] H. HERTZ - « Electric Waves », Mac Millan and Co, New York, 1893
- [2] N. TESLA - « The transmission of electric energy without wires » - The 30th anniversary number of electrical world and Engineer March 5, 1904
- [3] W.C. BROWN « Experiments in the transportation of energy by microwave beam » 1964 IEEE Int. Rec. Vol XII Pt2 pp8 - 18
- [4] W.C. BROWN «The Early History of WPT » SPS 97 Montreal proceedings - communication A61 - p 177
- [5] H. MATSUMOTO « microwave power transmission from space and related non linear plasma effects » The radio science Bulletin n° 273 - June, 1995 pp 11 - 35
- [6] W.C. BROWN « Microwave Powered Aerospace vehicles » - OKRESS -Microwave Power Engineering Vol II Academic Press 1968 pp 268 – 285
- [7] R.M. DICKINSON and W.C. BROWN « radiated Microwave Power Transmission system efficiency measurements » Tech memo 33 -727 JPL Cal. inst. Tech march 15, 1975
- [8] R.M. DICKINSON «Evaluation of a microwave high power reception/conversion array for WPT » Tech memo 33 - 741 JPL Cal Inst Tech, Sept 1, 1975
- [9] R.M. DICKINSON « Wireless power transmission technology - state of the art» IAF Houston, Octobre 2002, communication IAC – 02 – R.2.01, 2002
- [10] A. YOGEV « Conversion efficiency of solar pumped lasers» IEEE Spectrum, PP 30 , May 1998
- [11] H. BRANHORST « In-Space and terrestrial solar array technologies for beamed laser power» IAF Houston, Octobre 2002, communication IAC – 02 – R.2.08, 2002
- [12] W.C. BROWN « Electronic and Mechanical Improvement of a free-space Microwave power transmission System» - NASA Report N° CR – 135 194, NASA Contract N° NAS 3 – 19 722, pp. 66, Aug. 1977.
- [13] J. McSPADDEN, L. FAN, and K. CHANG «A high conversion efficiency 5,8 GHz Rectenna» 1997 IEEE MTT – S Digest, pp 547 - 550. 1997
- [14] V. VANKE et. Al. « High Power Converter of Microwaves into DC», Journal of Radioelectronics, N° 9, 1999.
- [15] F. D'AMATO et. al. « Fabrication and test of an Efficient Photovoltaic Cell for Laser Optical Power Transmission». IEEE Photonics Technology letters, Vol. 4,N°3, pp 258 – 260, March 1992.
- [16] Y. KRZHILIN «Laser prospects for SPS and restoration of ozone layer» SPS RIO 92, Proceedings – paper 9 – PP 55 – 76, Rio de Janeiro, Brésil, 1992

- [17] V.F. SEMYONOV « System for illumination of near-pole towns from orbit»
Solar power satellites - WILEY - PRAXIS
ch 3.4 - pp 335 - 340 – 2^{ème} édition - 1997
- [18] R.M. DICKINSON « Wireless power transmission technology – Basics, Frequency Choices and Issues» 52nd IAF Congress - Toulouse – France - IAA 01 – IAA.7.1.02, 2001
- [19] J.C. MANKINS «The international spectrum management process and selected technical background for space solar power»
52nd IAF Congress - Toulouse – France - IAA 01 – IAA.7.1.01, 2001
- [20] L. DESCHAMPS « Energie électrique et espace »
L'onde électrique Nov/déc, 1992 Vol 72 n°6 pp 72 - 77
- [21] M. TOUSSAINT « transmission d'énergie dans l'espace »
L'onde électrique Nov/Déc, 1992 Vol 72 n°6 pp 97 - 103
- [22] L. DESCHAMPS et M. TOUSSAINT
« Remote electrical power plants for spacecrafts »
40th IAF Congress - Torremolinos - Spain - IAF 89 - 258 - 1989
- [23] SPS 97 - Energy ans space for humanity - Montreal 24 -28 August, 1997 Proceedings - 941 pages - papers B1.2 p155, B1.4 p169, B1.5 p175
- [24] K.A. EHRICKE - « The power relay satellites : A means of global Energy Transmission Through space » - Internal Document - Rockwell International El Segundo California, 1973
- [25] A. ANGELINI «Proposal for a programme of study and research into the possibility of intercontinental power transmission by satellites »
SPS 86 - Paris - June, 1986 - Proceedings - paper A1 pp 23 - 38
- [26] P. GLASER « The Power Relay Satellites »
Plenary Lecture (First « Peter Glaser Lecture »)
44th IAF congress - GRAZ - Austria, 1993
- [27] R. BOUDREAUULT « Space power generation and transport - A feasibility study for Hydro Quebec »
SPS 97 - Montreal - 24 -28 August, 1997 - paper A4 -4
- [28] P. GLASER - « Power from the sun : Its future »
Science - Vol 1 pp 67 -77 22 November, 1968
- [29] SPS 91 Power from space - 27 -30 August, 1991
Proceedings 641 pages (SEE)
- [30] L. DESCHAMPS et A. DUPAS
« Les centrales solaires spatiales »
RGE mai 1985 n°5 pages 374 à 387, 1985
- [31] L. DESCHAMPS
« Les centrales solaires spatiales des années 1900 à demain »
Bulletin AHEF, Juin 2000, N° 35, Pages 79 à 100, 2000
- [32] J.C. MANKINS « A fresh look at the concept of space solar power » SPS 97 - Montreal 24 - 28, August 1997 - Paper A4.1
- [33] J.C. MANKINS « The promise and the challenge of Space Solar Power in the 21st Century : Picking up the gauntlet» IAF Houston, Octobre 2002, communication IAC – 02 – R.1.02, 2002.
- [34] I. GÖKALP, M. CALABRO, H. HOLLANDERS and L. DESCHAMPS «Space solar energy : A challenge for the European (and International) community» IAF Houston, Octobre 2002, communication IAC – 02 – R.1.03, 2002. and Space Technol. Vol. 23, 2003 (à paraître).
- [35] L. DESCHAMPS « Space power systems and the new age of global environmental policy»
Solar power satellites - WILEY - PRAXIS
ch 4.12 - pp 623 - 625 – 2^{ème} édition – 1997

VERS UN CONVERTISSEUR INTEGRE

J.M. BOGGETTO, G. VERNEAU, Y. AVENAS, P. GOUBIER

Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble

BP46 – Domaine Universitaire

38402 Saint Martin d'Hères Cedex

E.mail : Jean-Marc.Boggetto@leg.ensieg.inpg.fr

Résumé : L'électronique de puissance a fait, depuis une vingtaine d'années, d'énormes progrès dans l'étude et la réalisation de composants passifs et actifs. Leur taille est réduite et leurs performances accrues ; mais le désir de les regrouper dans un même boîtier a créé un nouveau pôle d'activité dans le Génie Electrique : l'intégration. Pourquoi ces convertisseurs de l'électronique de puissance « tout intégrés » ne sont pas encore sur le marché ? Nous allons dans ce document donner quelques éléments de réponse par une étude essentiellement basée sur la technologie.

I – Introduction

2V en 2004 et 1V en 2010 ! Voici ce vers quoi les tensions d'alimentation des circuits intégrés devraient tendre d'après les prévisions des industriels du monde de l'électronique et de l'informatique. Les tensions d'alimentation suivent toutes cette tendance générale de diminution ; et pourtant, les puissances appelées ne cessent de croître. La simple formule bien connue $P = U.I$ nous montre aisément que les alimentations du futur devront être capables de délivrer des courants élevés sans engendrer des chutes de tension prohibitives, et, bien sûr, d'avoir de meilleurs rendements. Ces nouvelles contraintes soulèvent des problèmes auxquels nous n'avions jamais été aussi fortement confrontés jusqu'à présent : fabriquer des composants optimisés placés dans un environnement soigné, avec un coût raisonnable.

Les ordinateurs PC, les téléphones portables, les agendas électroniques (note book) et, plus généralement, les utilisateurs d'électronique embarquée sont et seront des clients désireux d'intégrer des alimentations compactes, robustes et performantes.

Dans ce document, nous nous attacherons à faire un point sur l'avancement de la technologie de fabrication des différents constituants des convertisseurs de l'électronique de puissance. Nous tenterons de présenter dans cette étude quelques technologies de réalisation des différents composants d'un convertisseur intégré.

II – Quels composants actifs ?

Sont désignés comme étant des composants actifs tous les interrupteurs (semi-conducteurs) utilisés en électronique de puissance. Aujourd'hui, les plus utilisés restent les diodes, les transistors MOS et IGBT, les GTO (en traction) ainsi que les thyristors pour les applications de type redressement sur réseau, voire onduleur basse fréquence (Figure 1). Ces composants sont encore très majoritairement réalisés sur substrat silicium, même si certaines nouvelles technologies émergent (carbure de silicium SiC, par exemple). Celles-ci, très performantes notamment lors de

contraintes élevées en température, restent onéreuses et leur process de fabrication est toujours mal maîtrisé. Il semblerait donc que le silicium soit appelé à dominer le marché durant encore quelques années.

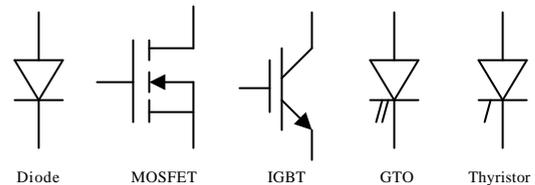


Figure 1 : Interrupteurs couramment utilisés en électronique de puissance

Les contraintes volumiques imposées à ces convertisseurs sont souvent fortes, ce qui conduit les concepteurs à augmenter la fréquence de fonctionnement (>100kHz). Les transistors GTO et les thyristors ne satisfont presque jamais ces contraintes en fréquence. De plus, ces composants, ainsi que l'IGBT, présentent une chute de tension à l'état passant inadmissible pour ces convertisseurs basse tension.

Concernant les diodes, leur chute de tension à l'état passant est essentiellement conditionnée par leur technologie et le courant transité. Compte tenu de cela, seules les diodes Schottky satisferont à nos contraintes.

Ces quelques remarques nous orientent quant au choix des semi-conducteurs à utiliser. Dans ce document, nous nous contenterons donc d'étudier les composants à conduction unipolaire (diodes Schottky et transistors MOS).

1 - Les diodes Schottky

a) principe de fonctionnement

Les diodes Schottky sont, parmi les interrupteurs utilisés en EP, les composants les plus facilement réalisables. Elles sont constituées d'un bloc de semi-conducteur (SC) homogène (N ou P) sur lequel a été réalisé un dépôt métallique. En choisissant de manière adéquate le couple métal/SC, il est possible de réaliser une jonction de type Schottky. En l'absence de polarisation externe, une zone de charges d'espace (ZCE) d'épaisseur w apparaît dans le SC. Si une ddp

positive suffisante est appliquée sur le métal par rapport au SC, la barrière métal-SC est traversée par un courant qui croît exponentiellement en fonction de la tension appliquée. Il s'agit alors d'une polarisation directe de la diode Schottky, qui est alors passante. Au contraire, si une ddp négative est appliquée sur le métal par rapport au SC, la diode Schottky est traversée par un courant très faible, et est bloquante. Le schéma électrique équivalent est alors constitué de l'association série d'une résistance (pour tenir compte de l'épaisseur du SC) et d'une capacité (représentant l'extension de la ZCE, qui dépend de la valeur de la tension appliquée selon une loi en $C \propto V^{-1/2}$). Il s'agit alors d'une polarisation inverse. Pour des tensions inverses très grandes, se produit un phénomène d'avalanche identique à celui des diodes PN.

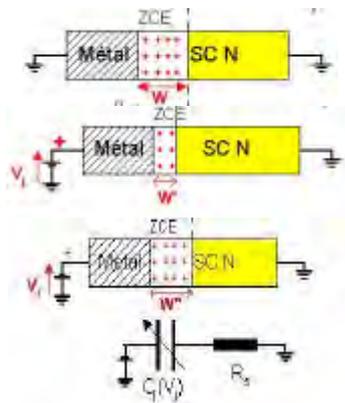


Figure 2 : Association Métal/SC (hors polarisation, sous polarisation positive et sous polarisation négative).

b) Exemple de structure.

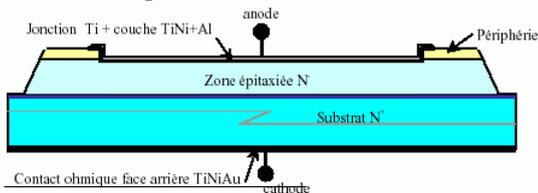


Figure 3 : Coupe d'une diode Schottky.

Les diodes Schottky reposent donc sur l'effet redresseur que peut présenter une association métal-SC. La figure 3 présente une vue en coupe d'une diode Schottky de puissance, en faisant apparaître les différentes zones constitutives, notamment les périphéries de tenue en tension.

c) Éléments de technologie.

Comme mentionné précédemment, la diode Schottky est un composant de réalisation aisée, puisque son principe ne requiert qu'un bloc de SC homogène, et un contact métallique. Le diagramme de cheminement le plus classique pour réaliser ces structures est le suivant :

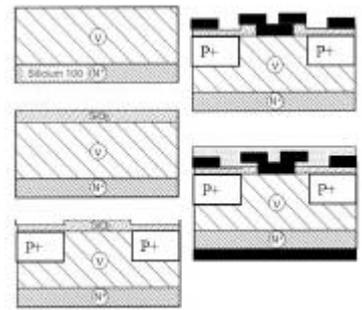


Figure 4 : Diagramme de cheminement technologique.

- 1) Découpe d'un wafer de Silicium, dopé N⁺, puis croissance par épitaxie de la zone dopée N⁻ destinée à la tenue en tension.
- 2) Croissance d'un oxyde épais, notamment pour la tenue en tension périphérique.
- 3) Gravure, implantation, et diffusion des périphéries.
- 4) Gravure de l'oxyde pour la prise de contact en face avant, puis dépôt et gravure de la métallisation de contact Schottky.
- 5) Dépôt d'une couche de passivation, gravure des plots de soudure, et métallisation de la Face Arrière.

La zone dopée N⁻ est destinée à la tenue en tension inverse verticale. Elle est ajoutée par épitaxie, sur une épaisseur suffisante pour assurer la tenue en tension désirée. Toutefois, cette zone s'avère fortement résistive, et handicape l'état passant du composant. Il faut alors faire un compromis entre tenue en tension et état passant.

d) Caractéristiques statiques et dynamiques

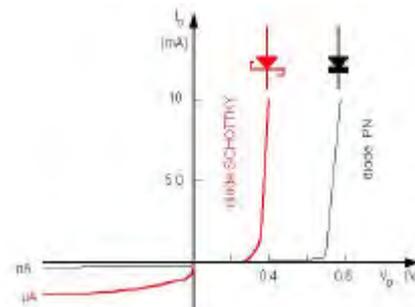


Figure 5 : Comparaison des caractéristiques I(V) entre diode Schottky et diode PN.

En statique, les diodes Schottky et les diodes PN sont assez semblables. Mais on peut noter que :

- le courant inverse de la diode PN est plus faible;
- la « tension de seuil » est plus élevée pour la diode PN (0,6V) que pour la diode Schottky (0,3V pour une association Al-Si N);
- la tension directe de la diode Schottky est moins sensible aux variations de température que celle de la diode PN;
- le courant inverse est plus sensible à la tension inverse pour la diode Schottky.

L'intérêt des diodes Schottky réside dans leur fonctionnement par porteurs majoritaires. Ainsi, en absence de modulation des zones de conduction, la conduction du composant est uniquement de type ohmique. Ceci se traduit par une absence de recouvrement du composant à la commutation, ce qui est intéressant pour la dynamique du composant et la

fréquence de fonctionnement du convertisseur, ainsi qu'en terme de pertes en commutation.

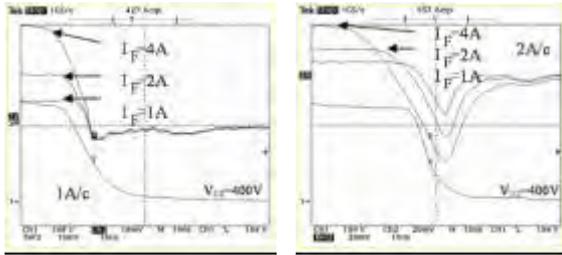


Figure 6 : Comparaison des formes d'onde à l'ouverture entre diode Schottky et diode PN.

e) Ordres de grandeur

En EP, les diodes doivent présenter les caractéristiques suivantes : une haute tenue en tension, un haut calibre en courant, une dynamique rapide, un recouvrement minimisé, et une chute de tension à l'état passant minimale. Mais il n'est pas possible de satisfaire l'ensemble de ces critères avec un seul et unique composant. Le circuitier doit donc choisir entre les différentes catégories :

| type de diode | Vmax | I _{max} | VF | t _{com} | Applications |
|--------------------------------|---------|------------------|------------|------------------|----------------------------------------|
| diodes de redressement HT | 30kV | 500mA | 10V | 100ns | circuits HT |
| Diodes standard | 5kV | 10kA | 0.7 à 2.5V | 25us | Applications 50Hz |
| Diodes Rapides (Fast Recovery) | 3kV | 2kA | 0.7 à 1.5V | <5us | SMPS, onduleurs, circuits résonants... |
| Diodes Schottky | 100V | 300A | 0.2 à 0.9V | 30nS | Redresseurs BT HF |
| Diodes Zener de Puissance | BV~300V | P~75W | - | - | references. |

Figure 7 : Calibres des différentes diodes.

2 - Les MOSFETs

a) principe de fonctionnement

Les MOSFETs (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) fonctionnent grâce à un mécanisme appelé « effet de champ ». Deux zones (la Source et le Drain) de Silicium de même nature (de type N dans l'exemple) sont isolées électriquement par une troisième de nature différente (type P). Au-dessus de celle-ci se trouve un isolant (oxyde de silicium SiO₂) ainsi qu'une couche métallique, constituant l'électrode de commande (la Grille). Par application d'un potentiel positif (relativement à la Source) supérieur à une tension seuil V_{TH}, la zone de type P est localement inversée : un canal d'électrons apparaît sous l'oxyde de grille, occasionnant la fermeture du composant, et permettant ainsi au courant de circuler du Drain vers la Source. L'ouverture du composant se fait en abaissant la tension V_{GS} en dessous du seuil V_{TH}.

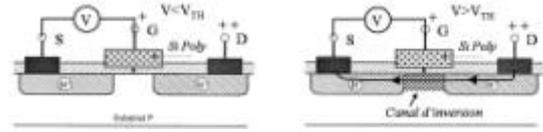


Figure 8 : Illustration du principe sur un composant MOS latéral de micro-électronique.

Les MOSFETs sont, parmi les composants actifs, les seuls à fonctionner uniquement par effet de champ (les IGBTs combinent ce mécanisme et celui du transistor bipolaire).

b) exemples de structures MOSFETs.

Le transistor MOSFET est issu initialement de la micro-électronique. Il a donc été développé sous sa forme horizontale, puis a pu réaliser son entrée dans le domaine de la conversion d'énergie (et donc de l'EP) grâce à une évolution vers des technologies verticales à la fin des années 1970. En effet, étant donné que le calibre en courant du composant est proportionnel au périmètre Z de la source, il devint vite illusoire de conserver les trois électrodes du même côté en utilisant des surfaces de Silicium économiquement raisonnables. De plus, la tenue en tension du composant nécessite la présence d'une zone faiblement dopée (N-) d'extension proportionnelle au calibre en tension, ce qui se paie en surface de silicium.

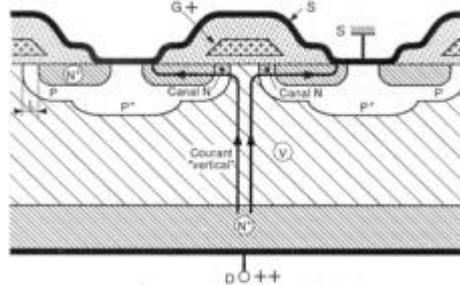


Figure 9 : Structure verticale d'un MOS de puissance.

Les MOSFETs existent sous leur forme latérale dans le cadre de la micro-électronique, même si une disposition horizontale autorise des calibres en tension allant jusqu'à 600V. Le silicium n'est alors utilisé que d'un côté (Face Avant), et une importante épaisseur du wafer reste inutilisée, mais s'avère indispensable pour la tenue mécanique du composant. Pour les composants de calibre plus important, l'utilisation de structures verticales est nécessaire : Grille et Source sont alors en Face Avant, et le Drain en Face Arrière.

Ainsi, à l'état passant, le courant traverse toute l'épaisseur du wafer. La résistance à l'état passant R_{DSON} résulte donc de la mise en série des différentes couches N intervenant dans le processus de conduction. Les concepteurs cherchent toutefois à minimiser ce terme (à l'origine des pertes en conduction), en jouant sur différents paramètres technologiques (niveaux de dopage, géométries...).

La possibilité de faire fonctionner plusieurs MOSFETs en parallèle afin d'augmenter la densité de courant admissible (mais aussi de diminuer les pertes

en conduction) est à l'origine d'une multitude de motifs et de géométries de MOSFETs verticaux. En effet, si le calibre en courant est proportionnel au périmètre de l'ensemble des zones de Source, la dynamique du MOSFET est, comme nous le verrons plus loin, liée à des effets capacitifs, qui eux sont proportionnels aux surfaces respectives des différentes zones de Source, Grille, et Drain. Ainsi, pour disposer d'un composant rapide et performant en courant, il faut réussir à combiner un large périmètre de source et de faibles surfaces, notamment pour la métallisation de Grille.

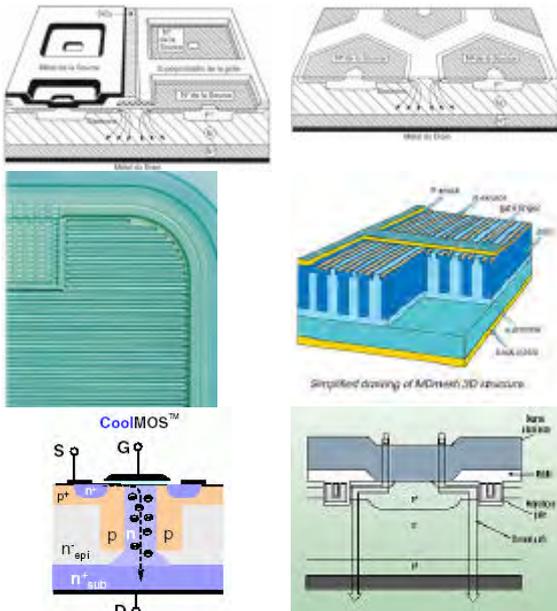


Figure 10 : Différentes structures de MOS de puissance (en carrés, hexagonale, inter-digités, Meshfet, CoolMOS et trenchMOS).

Aussi, si l'étude comportementale d'un MOSFET peut se résumer à celle d'un motif élémentaire, le composant se présente en fait sous forme matricielle, reproduisant n fois ce motif, n pouvant atteindre des valeurs impressionnantes (8.8M/cm² pour les StripFET de ST). Le motif élémentaire, peut exister, sous plusieurs formes : carrée, hexagonale, triangulaire... D'autres producteurs ont préféré limiter le nombre de motifs, en optimisant leur géométrie : c'est le cas des composants «inter-digités ». Enfin, sont apparus à la fin des années 90 des structures moins classiques : qu'il s'agisse des MeshMOS de ST, des CoolMOS de Infineon, ou des TrenchMOS de Philips, toutes ces structures visent l'amélioration du composant (calibre en courant, état passant ou performances dynamiques).

c) Eléments de technologie.

Nous nous limitons ici à la filière classique :

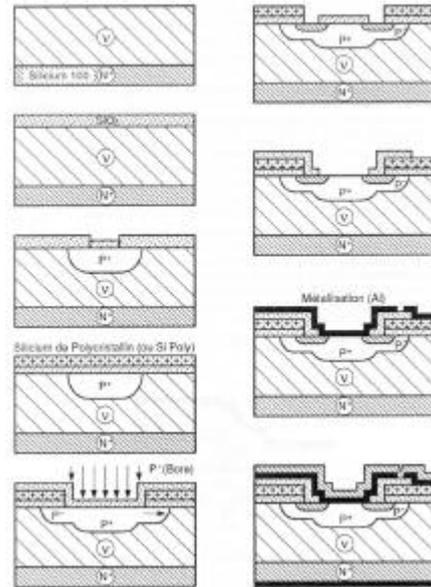


Figure 11 : Diagramme de cheminement technologique.

- 1) Découpe d'un wafer de Silicium, dopé N+, puis croissance par épitaxie de la zone dopée N- destinée à la tenue en tension.
- 2) Croissance d'un oxyde épais, pour la périphérie.
- 3) Gravure, implantation, et diffusion des îlots P+, et réalisation de la périphérie.
- 4) Retrait de l'oxyde épais sur la zone active du composant, croissance de l'oxyde de grille de qualité, et dépôt du polysilicium de grille.
- 5) Gravure du polysilicium et de l'oxyde de grille, puis implantation de Bore et diffusion latérale de la zone P- de canal, et croissance d'oxyde simultanée.
- 6) Gravure, puis implantation ionique de Phosphore et diffusion de la zone N+ de source, autocentrée sur la diffusion P-.
- 7) Isolation de la grille par dépôt de SiO₂, et ouverture des prises de contact Grille et Source.
- 8) Dépôt et gravure de la métallisation, et réalisation des courts-circuits P+/N+ en face avant pour inhiber le transistor parasite.
- 9) Dépôt d'une couche de passivation, gravure des plots de soudure, et métallisation du Drain (FAR).

Ce diagramme de cheminement nécessite 7 niveaux de lithographie, ce qui constitue un standard, même si des géométries astucieuses permettent la réalisation en 4 masques.

d) Modèle du composant

La figure 12 rappelle le schéma électrique équivalent d'un MOSFET, composé d'une source de courant I_{MOS} et de 3 capacités inter-électrodes. La caractéristique statique I_{DS}=f(V_{DS} @ V_{GS}=cte) présente, à faible tension V_{DS}, un comportement résistif (il s'agit de la résistance apparente R_{DS(on)}), ainsi qu'une zone linéaire (pour des tensions V_{DS} plus élevées), où le composant se comporte comme une source de courant contrôlée par la tension V_{GS}.

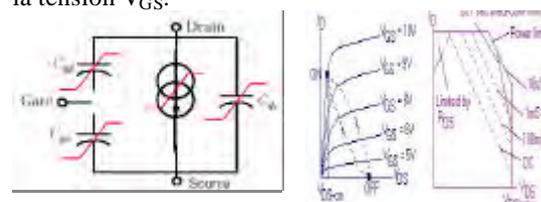


Figure 12 : Schéma équivalent et caractéristique statique.

Le schéma électrique équivalent permet de comprendre facilement la commutation du MOSFET, régie par la charge et/ou la décharge des capacités. La mise en conduction du composant, l'établissement du courant, ou la décroissance de la tension V_{DS} se font alors relativement à des seuils propres au composant et à son circuit d'utilisation.

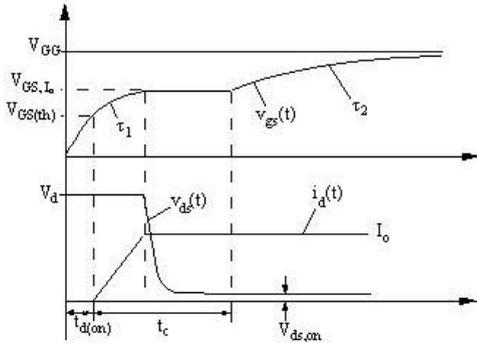


Figure 13 : Formes d'ondes à l'amorçage.

Nous ne détaillerons pas l'analyse du comportement dynamique [1,2], car cela nécessiterait un long développement, notamment pour les capacités inter-électrodes, non linéaires.

e) Ordres de grandeur

| ID | VDSS | RDS typique (max) | VGS (pour ID) | VTH |
|-----|------|-------------------|---------------|------------|
| 1A | 900V | 7 (9) ohm | 10V (0.5A) | 1.5 à 3.5V |
| 2A | 500V | 3 (4) ohm | 10V (1A) | 2 à 4V |
| 9A | 200V | 0.25 (0.4) ohm | 10V (5A) | 2 à 4V |
| 13A | 100V | 0.3 (0.4) ohm | 10V (7A) | 2 à 4V |
| 45A | 60V | 0.024 (0.03) ohm | 10V (25A) | 2 à 4V |

temps de commutation typiques :

$$t_{ON} = t_{dON} + t_r = 18ns + 25ns \quad t_{OFF} = t_{dOFF} + t_f = 35ns + 12ns$$

Gamme de fréquences = 10kHz à 2MHz



Figure 14 : Calibres d'utilisation et champs d'applications des MOSFETs.

Présenter des ordres de grandeurs relatifs aux MOSFETs n'est pas facile, parce que les gammes courant/tension ne sont pas les mêmes pour les composants latéraux, dédiés à la micro-électronique, que pour les composants verticaux, dédiés à l'EP. Enfin, chez tous les fabricants, apparaissent de plus en plus de composants ASD (Application Specific Discrete). Développés pour une application précise, ils favorisent souvent une performance au détriment des autres : ainsi, certains composants verront leur calibre

en courant augmenter, au détriment de leur dynamique ; au contraire, d'autres seront amenés à travailler à des fréquences élevées, quitte à dégrader d'autres performances.

f) Possibilités d'intégration

Revenons maintenant à l'intégration. La filière technologique des MOSFETs est aujourd'hui pleinement maîtrisée, et permet l'intégration de densité de motifs élémentaires impressionnante sur des surfaces de silicium de plus en plus restreintes, la principale limite actuelle étant la précision et la définition des lithographies. La volonté d'intégration relative à ces composants n'a pourtant jamais aussi forte qu'aujourd'hui chez les industriels, motivés par l'abaissement des coûts, la diminution des volumes et la course à la miniaturisation. Mais les fabricants cherchent aussi à accroître la fiabilité de leurs produits, en intégrant au sein du boîtier du composant des organes de protections réflexes ou élaborées contre les surtensions, les sur-intensités, ou contre les dynamiques trop rapides (dI/dt , dV/dt). De plus, on peut limiter les connexions (fils, bondings, DBC), sources de problèmes de CEM, en intégrant la commande rapprochée du composant, que ce soit de manière monolithique (composant et organes réalisés sur le même wafer) ou hybride (toutes les puces dans le même boîtier).

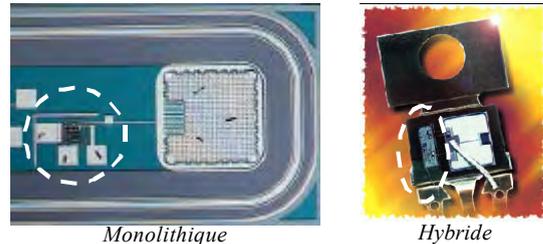


Figure 15 : Exemples d'intégration (monolithique, et hybride) de la commande rapprochée (zone entourée).

Cette démarche pose des problèmes (isolation commande/puissance, compatibilité des filières technologiques, compatibilité des calibres en tension et en courant respectifs...) et nécessite chez les concepteurs une connaissance poussée des process, mais aussi des fonctionnements des différents organes et composants. L'apparition sur le marché d'un nombre croissant de tels composants laisse toutefois envisager pour la suite la possibilité d'utiliser des interrupteurs de plus en plus compacts et fiables.

Les composants actifs sont un premier pôle d'étude dans l'intégration des convertisseurs. Leur dimensionnement sera conditionné par les composants magnétiques qui sont un second pôle d'étude. En effet, ce sont eux qui occupent le volume le plus important dans un convertisseur et qui, souvent, limitent le rendement de manière conséquente.

III – Quels composants passifs ?

Nous n'étudierons, dans ce document, que les composants passifs magnétiques (inductances et transformateurs) en donnant, après avoir présenté les principaux matériaux magnétiques et conducteurs électriques, un exemple de réalisation sur silicium (inductance) et une intégration de 3 fonctions en un seul composant (LCT).

1 - Les matériaux magnétiques

Les matériaux magnétiques utilisés aujourd'hui couramment pour construire les inductances et les transformateurs sont de type **ferrites**, c'est-à-dire des billes conductrices de faibles dimensions moulées avec un liant isolant. Ceci leur confère une importante résistivité, évitant par là le développement de courants de Foucault trop importants. Par exemple, les ferrites NiZn ont une résistivité de $1M\Omega\cdot\text{cm}$. Celle des MnZn avoisine $0.01M\Omega\cdot\text{cm}$.

Mais ces ferrites possèdent de nombreux inconvénients. Tout d'abord, leur induction à saturation est basse, quasiment toujours inférieure à 0,4T. Par exemple, elle est de 0,31T pour la MnZn et de 0,25T pour la NiZn.

Ensuite, leur perméabilité initiale est faible : 33 pour la MnZn et 25 pour la NiZn. Plus généralement, la perméabilité relative de ces ferrites est relativement faible (ce qui est dû à la présence du liant non magnétique): ordre de grandeur de quelques milliers (< 20 000).

Enfin, leurs pertes par hystérésis limitent la composante alternative de l'induction à environ 0,1T pour des fréquences autour et au delà du MHz.

Un second type de matériaux magnétiques couramment utilisés sont les **alliages métalliques**. Ces alliages se présentent la plupart du temps sous forme de fines bandes (appelées films) afin d'éviter le développement de courants de Foucault.

Le plus commun et le mieux connu de ces alliages est sûrement le film NiFe (82%Ni, 18%Fe). Il possède une haute induction à saturation (1,1T) à température ambiante et, à cause de sa température de Curie élevée, cette valeur ne décroît que très peu à haute température. Par exemple, à 130°C, la chute de Bmax n'est que de 10%.

Enfin, la perméabilité relative du NiFe peut atteindre des valeurs élevées selon le pourcentage de chacun des matériaux en présence : ordre de grandeur pouvant dépasser le million.

Il est caractérisé par contre par une très (trop !) bonne conductivité ($5M\text{ohm}^{-1}\cdot\text{cm}^{-1}$), mais qui sera compensée par dimensionnement judicieux de la

géométrie du noyau magnétique. En effet, ce noyau sera utilisé sous forme de films fins dont l'épaisseur devra être inférieure à l'épaisseur de peau. Celle ci, pour un NiFe classique est de $24,5\mu\text{m}$ à 100kHz ; $7,9\mu\text{m}$ à 1MHz ; $2,5\mu\text{m}$ à 10MHz. Pour accroître le flux transporté, ces films sont disposés en plusieurs couches séparées les unes des autres par un diélectrique (isolant) de type SiO₂ ou AlO₂. Ce dimensionnement limitera les pertes fer dans ces matériaux même si, de ce point de vue, les ferrites resteront généralement plus performantes que les alliages NiFe.

D'autres matériaux, comme les **matériaux amorphes** (résistivité plus élevée que celle des alliages métalliques) et les **nanocristallins**, sont envisageables mais pour des applications très haute fréquence (coût élevé dû essentiellement à la présence de matériaux onéreux dans ces alliages : cobalt, ...). Nous éliminerons ces matériaux de notre étude, puisque leur coût s'avère être prohibitif.

2- Les conducteurs

Les parties conductrices (spires) de ces composants seront réalisées en **cuivre** traditionnel (résistivité proche de $1,7\cdot 10^{-8}\Omega\cdot\text{m}$ à 0°C). En effet, d'autres matériaux moins résistifs peuvent être utilisés, mais ils sont souvent coûteux et peu simple d'emploi (Figure 16). L'argent a notamment été utilisé pour ses propriétés conductrices, mais son coût a très vite dissuadé ses utilisateurs.

| Matériau | Ag | Cu | Au | Al | Ni | Fe |
|-------------------------|-----|-----|-----|-----|----|----|
| r (10 ⁸ W.m) | 1.6 | 1.7 | 2.4 | 2.7 | 7 | 10 |

Figure 16 : Quelques résistivités à 0°C

3 - Technologie

L'intégration des composants magnétiques peut se faire à 2 niveaux: intégration microscopique et intégration macroscopique.

a) Micro-intégration

Ce type d'intégration permet de réaliser les inductances et les transformateurs sur silicium. L'aspect technologique est alors primordial et limitant ! En effet, il faut déposer les matériaux nécessaires à la réalisation de ces composants sur une pastille silicium. Le challenge, afin d'arriver à fabriquer un convertisseur intégré, consiste à déposer ces matériaux dans des conditions compatibles avec la diffusion des composants actifs.

Les principaux process de dépôt des matériaux sont au nombre de 2. Le premier, appelé « sputtering » est décrit sur la Figure 17. Voici une explication sommaire de son principe.

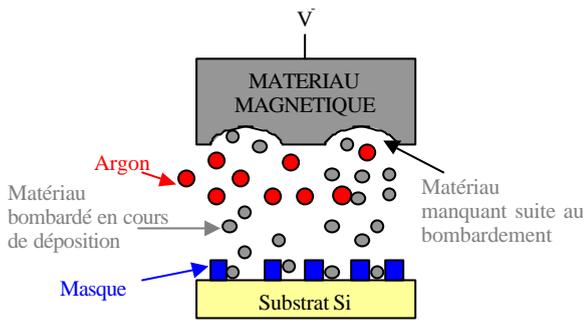


Figure 17 : Principe du sputtering

Un substrat silicium, un matériau magnétique (appelé cible) et un masque (destiné à reproduire la forme de circuit magnétique désirée) sont placés dans une chambre où le vide total a été établi. Le matériau magnétique est placé à un potentiel fortement négatif V . De l'argon est introduit et se ionise positivement dans la chambre où se trouvent la cible et le substrat. Ces ions positifs accélèrent en direction de la charge négative (cible) et la bombarde suffisamment violemment pour détacher des morceaux de matériau magnétique sous forme de fine poussière (les atomes d'argon ne s'encastrent pas dans la cible). Cette poussière de matériau se dépose partout dans la chambre, notamment sur le substrat, aux endroits désirés [3].

Cette méthode permet de déposer des ferrites et d'autres matériaux magnétiques, mais ne pourra pas être utilisée pour les ferrites dans notre cas. En effet, lorsque la cible est un morceau de ferrite, le substrat est sorti de sa chambre et doit être soumis à un recuit à haute température ($>1000^{\circ}\text{C}$) afin de reformer une ferrite de bonne qualité. Un convertisseur tout intégré devant garder la compatibilité des process entre la réalisation des composants actifs et passifs, ce recuit serait fatal aux interrupteurs semi-conducteurs. Cette méthode n'est donc pas envisageable.

Une seconde méthode existe : l'électrodéposition. En effet, cette méthode repose sur une croissance du matériau par simple électrolyse (Figure 18). Le courant servant à l'électrolyse est amené par des pistes de cuivre (appelées amenées de courant). Ces pistes aboutissent sur une fine couche d'accroche conductrice (en or, le plus souvent) fixant la largeur désirée pour notre matériau à électro-déposer.

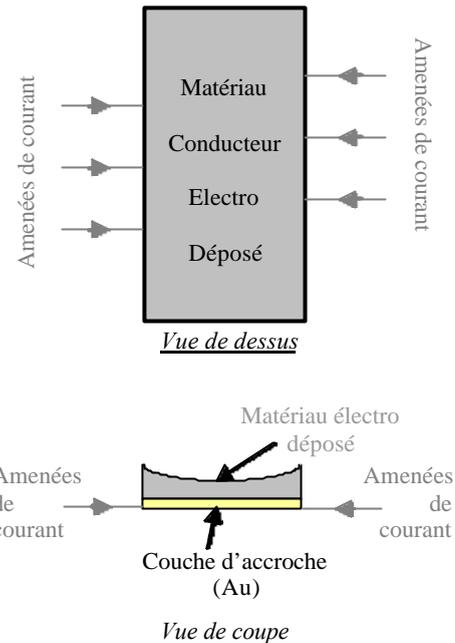


Figure 18 : Principe de l'électrodéposition

Cette méthode présente 2 gros inconvénients. Tout d'abord, le profil des matériaux formés est peu régulier sur des hauteurs importantes et dépend fortement de la valeur et de l'allure du courant servant à l'électrolyse. Le matériau présente souvent une allure creusée comme le montre la figure précédente, ce qui faussera la section de passage du flux magnétique (pour un matériau magnétique) ou la section de passage du courant (dans le cas d'un conducteur). Les hauteurs de dépôt seront donc limitées à une cinquantaine de microns pour conserver un profil le plus régulier possible et afin d'envisager une superposition de couches au-dessus de celle de $50\mu\text{m}$. Le second problème de cette méthode est qu'elle ne pourra être envisagée que pour la formation de matériaux conducteurs ! Les ferrites ne pourront donc pas être formées par ce procédé. Seuls les alliages métalliques (dont la résistivité est faible) pourront être les matériaux magnétiques envisageables.

Mais cette méthode est plus simple d'application car les principes de l'électrolyse sont bien connus et elle ne nécessite pas de recuit, laissant ainsi la possibilité de garder compatibles les process de fabrication des composants actifs et passifs.

Nous utiliserons donc l'électrodéposition, en micro intégration, compte tenu des avantages et inconvénients des méthodes présentées. Les matériaux conducteurs et magnétiques seront donc électro-déposés et la compatibilité des process sera conservée. Mais nous devons nous attendre à des pertes fer importantes à l'intérieur des composants magnétiques [4].

Sur la figure suivante est présentée la vue partielle de la partie conductrice d'une inductance en spirale destinée à s'intégrer dans un convertisseur de type redresseur synchrone 1A, 400kHz.



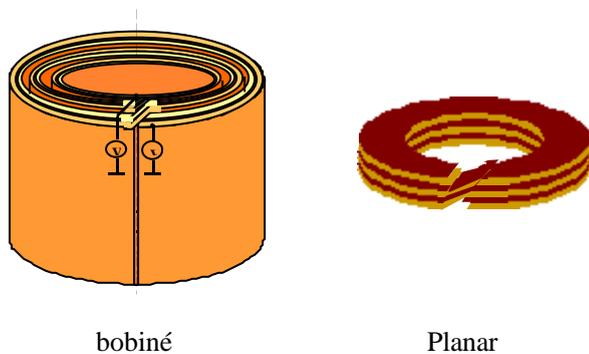
Figure 19 : Vue partielle de la partie cuivre d'une inductance en spirale (image du LAAS)

b) Macro-intégration

Elle consiste en l'intégration en 1 seul composant de plusieurs fonctions. Nous verrons dans ce paragraphe qu'il est possible d'intégrer une inductance, un condensateur et un transformateur en un seul composant appelé « LCT » [5].

Pour réaliser un tel composant, nous partons d'un transformateur dont le primaire est réalisé par deux surfaces en regard afin de créer la capacité (utilisation de bandes conductrices). Le secondaire est classique de type bobiné afin de limiter les effets capacitifs interspires et avec le primaire.

Deux types de réalisations de primaires peuvent alors être envisagées : soit bobiné, soit de type planar (Figure 20).



bobiné

Planar

Figure 20 : Primaire bifilaire d'un LCT

Dans le premier cas, le bobinage peut être réalisé en utilisant des bandes de cuivre isolées par un diélectrique. De par sa forme, il est nécessaire d'avoir un diélectrique flexible. On utilise souvent du Kapton cuivré pour une réalisation aisée. Cependant, sa permittivité faible (environ 3) nous limite quant à la valeur de la capacité obtenue. L'idéal consisterait à utiliser des céramiques de forte permittivité, mais ces matériaux ne sont pas bobinables car mécaniquement rigides.

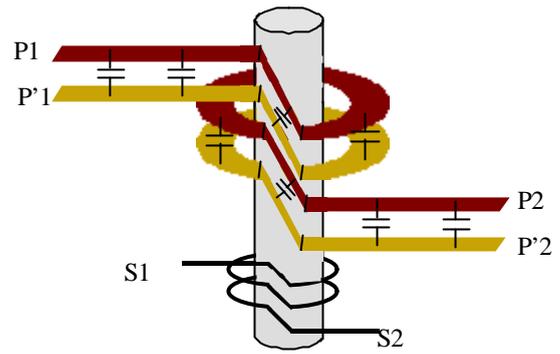


Figure 21 : Schéma de principe d'un LCT

Pour le second, il est possible d'utiliser les techniques de circuit imprimé multicouche. Là encore, le Kapton est préféré à l'époxy pour ses performances mécaniques lorsqu'un grand nombre de couches est nécessaire.

L'inductance du LCT sera, en fait, l'inductance de fuite du transformateur. Le principe de ces bobinages est représenté Figure 21 [6].

Nous obtenons donc le schéma simplifié de la Figure 22 représentant l'inductance, la capacité et le transformateur en série. Notons qu'une configuration en parallèle est aussi envisageable.

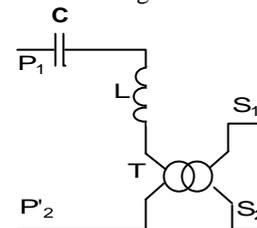


Figure 22 : Schéma simplifié d'un LCT

Pour obtenir une inductance suffisamment élevée par rapport à un transformateur classique, il est utile d'augmenter les fuites de manière contrôlée. Pour cela deux méthodes sont représentées vue de coupe Figure 23.

Soit canaliser les fuites entre primaire et secondaire avec un barreau de court-circuit magnétique. Les fuites seront alors contrôlées par la perméabilité du barreau.

Soit en bobinant le secondaire du transformateur sur une jambe latérale du pot et en réglant les fuites dans l'autre jambe latérale à l'aide d'un entrefer localisé.

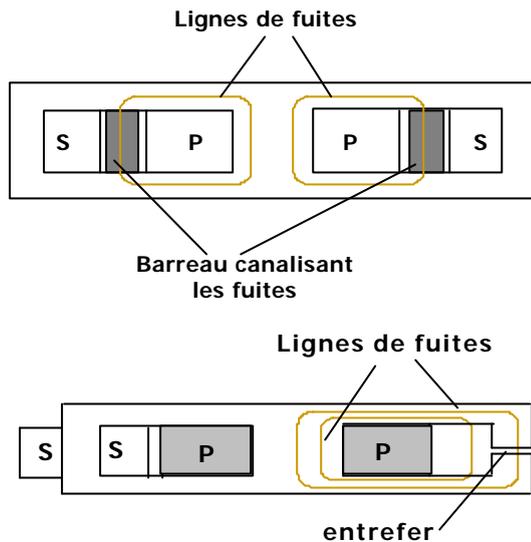


Figure 23 : Contrôle de l'inductance de fuite

La Figure 24 montre une photo d'un LCT réalisé en Kapton multicouche avec entrefer sur une jambe latérale.

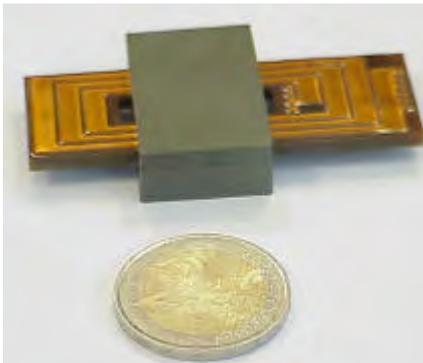


Figure 24 : Photo du LCT planar

L'avantage d'un tel composant par rapport à une solution discrète est le gain en volume d'une part et la diminution des pertes d'autre part. En effet, pour un composant LCT intégré, on diminue le nombre de connexions et la quantité de cuivre utilisé. De plus, regrouper 3 composants en un seul constitue un véritable atout tant au niveau CEM qu'au niveau encombrement. Ceci pourrait présenter des avantages non négligeables pour de nombreuses applications de l'électronique de puissance et pour les concepteurs de ces composants pouvant alors vendre 3 fonctions en un seul dispositif. L'intégration pourra alors atteindre un niveau très élevé puisqu'un tel composant pourra être réalisé sur un circuit imprimé, en même temps que le routage du reste du circuit.

Composants passifs et actifs voient donc leur taille diminuer pour un même niveau de puissance, ce qui implique forcément qu'ils devront être associés à un dispositif de refroidissement efficace et intégrable.

IV – Intégration du système de refroidissement

1 - Problème de l'évacuation de la chaleur

Comme nous l'avons vu dans la partie précédente, on cherche actuellement à intégrer dans les systèmes de puissance, plusieurs fonctions électriques sur le même substrat. Cela implique que les zones de dissipation de chaleur sont de plus en plus proches. Il apparaît également que les limites en puissance des composants semi-conducteurs sont essentiellement dues à leur température de jonction qui est de l'ordre de la centaine de degrés Celsius. Cela signifie donc que leur calibre en courant peut être augmenté si le refroidissement est plus efficace. Une bonne évacuation de la chaleur est donc primordiale pour assurer le fonctionnement et la fiabilité du dispositif.

Pour résoudre ces problèmes de thermique, il est possible d'agir de deux manières différentes : soit intégrer un dispositif permettant d'extraire la chaleur du cœur du système vers le milieu extérieur, soit épanouir le flux de chaleur au niveau de la zone de dissipation afin que la surface vue par le reste de la chaîne thermique soit plus importante. Ceci permet, pour un même volume, de diminuer la résistance thermique de l'ensemble.

La fonction d'extraction est généralement réalisée par circulation d'un fluide caloporteur directement sous la source de dissipation. Cette circulation peut être engendrée par un système mécanique. Afin d'illustrer cette technique, un exemple est présenté Figure 25. Il s'agit d'un système complet de refroidissement par convection forcée intégré sur un même substrat : une pompe permet une circulation d'eau transportant la chaleur des composants vers le radiateur où s'effectue l'échange thermique convectif final vers l'atmosphère. Des études sur des refroidisseurs à microcanaux usinés directement dans la semelle du composant ont montré qu'il était possible, en utilisant une technologie de fabrication adaptée, d'extraire les calories produites par un composant de puissance dissipant des densités de flux de 400 W/cm^2 [7]. Le principal défaut de ce type d'échangeur de chaleur est qu'il nécessite un circuit annexe de pompage qui implique une consommation d'énergie supplémentaire et qui, de plus, comporte des pièces en mouvement qui s'usent et qui requièrent une certaine maintenance. La faible dimension des conduits de l'échangeur entraîne également un risque d'encrassement du dispositif de refroidissement. La circulation de fluide caloporteur peut également être passive c'est-à-dire qu'elle ne fait, dans ce cas, appel à aucun élément mécanique extérieur. Il existe plusieurs types d'échangeurs de ce style, le plus connu est le caloduc. Celui-ci est constitué d'une enceinte fermée dont les parois internes sont recouvertes par un réseau capillaire saturé de liquide. Il est généralement composé de trois parties appelées évaporateur, condenseur et zone adiabatique. Son principe de

fonctionnement est représenté sur la Figure 26. Au niveau de l'évaporateur, le liquide s'évapore ; la vapeur va ensuite vers le condenseur où elle se condense. Le condensat est alors ramené vers l'évaporateur par capillarité. Ce système permet de transporter la chaleur de l'évaporateur vers le condenseur avec un gradient thermique très faible. Les densités de flux de chaleur maximales peuvent être supérieures à la centaine de Watt par centimètre carré.

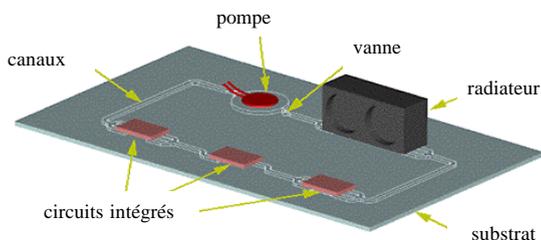


Figure 25 : Echange de chaleur par convection forcée

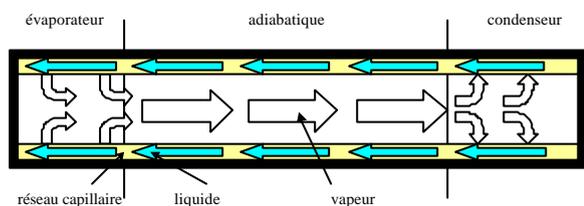


Figure 26 : Principe de fonctionnement d'un caloduc

La fonction d'épanouissement de la chaleur est généralement réalisée à l'intérieur même du boîtier du composant grâce à une fine plaque métallique. Elle peut être améliorée en utilisant des matériaux de conductivité thermique plus élevée tels que le diamant ou un de ces composites. Mais leur prix ne permet pas une utilisation massive. Une autre solution pour épanouir la chaleur est d'utiliser un caloduc car il peut être considéré comme un matériau à très grande conductivité thermique.

L'étude du dispositif de refroidissement d'un système de puissance requiert donc une compétence en thermique pour pouvoir choisir, dimensionner et concevoir l'échangeur de chaleur associé aux composants passifs et actifs. Mais ceci n'est pas suffisant. En effet, comme nous allons le voir dans le prochain paragraphe, l'utilisation des nouvelles technologies permet d'intégrer le refroidisseur au cœur même du système et ainsi d'avoir une approche beaucoup plus globale de la conception du système électronique et du refroidisseur.

2 - Vers une meilleure intégration

Avec l'apparition des microtechnologies et des techniques de fabrication utilisées en microélectronique, il est maintenant possible, grâce à des techniques de gravure sèche ou de gravure humide et au collage de plaques, de réaliser des rainures de très petite taille directement dans un substrat de silicium

(Figure 27). Cela permet de réaliser un échangeur à microcanaux si une plaque de silicium est collée en face des rainures. Elles peuvent également constituer le réseau capillaire d'un caloduc. Le gros avantage de cette technique est que l'on peut intégrer l'échangeur de chaleur directement dans le support des composants électroniques et, ainsi, supprimer les résistances de contact qui sont très souvent pénalisantes au niveau thermique. Les problèmes liés à la dilatation thermique de matériaux de natures différentes sont également éliminés. Des travaux effectués sur un échangeur de chaleur à microcanaux (Figure 28) ont montré qu'il était possible de dissiper des densités de flux de chaleur supérieures à 200 W.cm^2 [8]. D'après certains auteurs [9], un caloduc en silicium utilisé comme épanouisseur de flux peut avoir une conductivité thermique équivalente à celle du diamant avec un prix qui est trois cent fois plus faible.

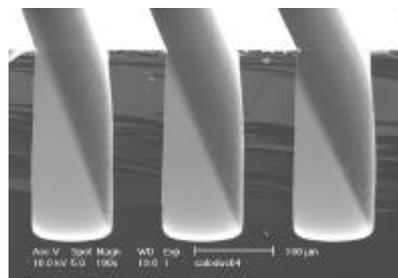


Figure 27: Rainures gravées dans le silicium (CEA/LETI)

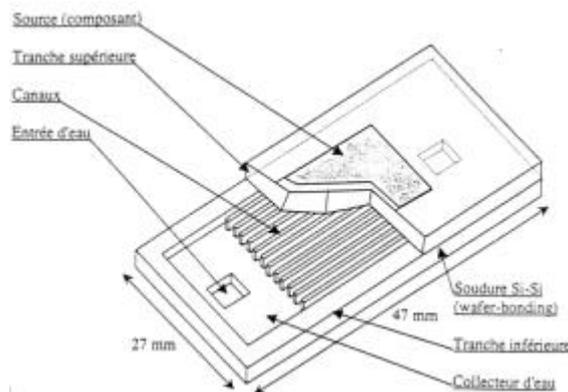


Figure 28 : Echangeur à micro canaux en silicium

En conclusion, même si le silicium est moins bon conducteur de la chaleur que le cuivre, il permet de réaliser des systèmes de refroidissement très performants. Ainsi, les performances et le niveau d'intégration de ces derniers peuvent être améliorés fortement grâce aux nouvelles technologies car elles permettent d'envisager des assemblages qui étaient jusque là impossibles.

V – Conclusion

Au terme de ces réflexions, il apparaît que si les efforts d'intégration menés jusqu'alors ont permis d'obtenir des prototypes aux performances intéressantes, tant du point de vue des composants actifs que des passifs, ces résultats ne restent qu'au stade de prototypes. Pourtant, il existe une différence significative entre un prototype de démonstration et un produit économiquement viable commercialement parlant. La commercialisation et la réalisation industrielle de tels organes nécessitent un approfondissement et une amélioration des procédés technologiques de réalisations, conditions *sine qua non* pour envisager l'exploitation à grande échelle de telles solutions.

Il faut de plus noter que ces prototypes (actifs, passifs, refroidisseurs) sont actuellement développés séparément. Il est impossible à l'heure actuelle d'assurer la compatibilité des différentes filières technologiques. Cette étape nécessitera une importante réflexion, notamment au niveau de l'ordre chronologique des différents process de réalisation. Une synergie et une volonté collective des différents laboratoires de recherche et industriels constituent la clé de voûte d'un projet aussi ambitieux.

Outre cet aspect technologique, un obstacle majeur au développement du « convertisseur tout intégré » risque d'être le prix d'une telle réalisation et des investissements qu'elle nécessite, somme qu'il est impossible de chiffrer aujourd'hui. Quel industriel sera prêt à tenter le pari d'investir dans de nouvelles chaînes de réalisation pour un « convertisseur tout intégré », alors que des solutions discrètes bon marché existent déjà? Quelle garantie de retour sur investissement pouvons-nous lui offrir pour un « convertisseur tout intégré » qui n'a pas encore réellement fait ses preuves? Ce problème d'ordre financier constitue souvent un frein au développement de nouvelles solutions technologiques, qui paraissent souvent utopiques aux yeux des investisseurs.

Enfin, la solution du convertisseur en composants discrets garde un avantage crucial sur la solution toute intégrée : la modularité. Chaque élément constitutif est dimensionné, choisi et réalisé successivement, alors qu'une solution toute intégrée nécessite de connaître *a priori* l'ensemble du convertisseur et donc son cahier des charges. Le convertisseur intégré ne sera donc une solution que dans le cas d'applications spécifiques et

bien déterminées, et son développement passera sans doute par la réalisation de briques élémentaires de complexité croissante. En cela, le LCT constitue une perspective intéressante.

Toutefois, les solutions monolithiques sur silicium sont certainement celles qui, dans le futur, verront le jour, sous l'impulsion des industries de pointe dans un premier temps (avionique, applications militaires, etc ...) et avec l'aide des recherches sur les microsystèmes. En effet, ce sont ces solutions monolithiques qui permettront d'obtenir des systèmes compacts et légers. Le grand public pourra alors trouver son intérêt une fois que les coûts de conception et de production auront été réduits, car toutes les technologies présentées dans cet article sont conçues pour une production de masse.

Références :

- [1] N Mohan, T.M. Underland, W.P. Robbins, *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, 1995, 2nd edition.
- [2] J. Arnould, P. Merle, *Dispositifs de l'électronique de puissance*, Hermès, 1992.
- [3] J.H. Park, M.G. Allen, « Packaging-Compatible Microinductors and Microtransformers with Screen-Printed Ferrite Using Low Temperature Processes », *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol 34, n°4, July 1998
- [4] C.R. Sullivan and S.R. Sanders : "Design of Microfabricated Transformers and Inductors for High Frequency Power Conversion", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol 11, n°2, March 1996
- [5] K. Laouamri, « Contribution à l'intégration des composants passifs d'une alimentation à découpage. » *Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble*, octobre 2001.
- [6] F. Wilmot, E. Laboure, F. Costa, S. Faucher, C. Joubert, F. Forest "Intégration des composants passifs pour l'électronique de puissance" 2000 EPF, Lille, 29.XI-1.XII., p. 3-8
- [7] L. Meysenc, "Etude des micro-échangeurs intégrés pour le refroidissement des semi-conducteurs de puissance", *Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble*, Février 1998
- [8] C. Perret, J. Boussey, C. Schaeffer, M. Coyaud, "Integration of cooling devices in silicon technology", *Proceedings IAS'99, Phoenix, Arizona, October 3-7, 1999*, pp. 1780-1786.
- [9] D.A. Benson, R.T. Mitchell, M.R. Tuck, D.W. Palmer, G.P. Peterson, "Ultrahigh Capacity Micromachined Heat Spreaders", *Microscale Thermophysical Engineering*, Vol. 2, pp. 21-30, 1998.

INTEGRATION DE NOUVELLES TECHNOLOGIES DE L'INTERNET POUR LA SUPERVISION ET LA COMMANDE D'UN SYSTEME AUTOMATISE DE PRODUCTION

Stéphane BARRÉ, Abdeslam MAMOUNE

Laboratoire Universitaire des Systèmes Industriels et Géophysiques
de l'I.U.T.: L.U.S.I.G / I.U.T
Rue de Kergoat BP45, 29284 Brest cedex
E-mail : iut@univ-brest.fr

Résumé: *Le marché de l'automatisme voit l'émergence de nouvelles solutions qui profitent à toutes les applications industrielles. L'avènement des nouvelles technologies de l'information et de la communication (NTIC), a bouleversé la façon de concevoir l'architecture des systèmes de supervision et d'automatisation. Cet article présente de façon succincte, une application possible utilisant ces nouvelles technologies liées à Internet.*

Liste des mots clés: Réseaux de terrain, automate, Web embarqué, télé-services.

INTRODUCTION

L'automatisation des systèmes de production conduit à des réalisations de plus en plus complexes.

La maîtrise des procédés de fabrication et de contrôle pour des questions de qualité, de productivité et de sécurité, conduisent à la mise en oeuvre sur une même installation d'un nombre de plus en plus important de capteurs et d'actionneurs.

L'exploitation de ces installations complexes conduit à développer le concept d'automatisation intégrée. En effet les fonctions de commande et de régulation ne peuvent plus être dissociées des fonctions de surveillance et de supervision, d'aide à la gestion de la production, à la gestion technique et à la maintenance. L'automatisation intégrée considère le système comme un tout.

La multiplication des capteurs, des actionneurs et des traitements entraînent des connexions entre les systèmes à automatiser.

Plusieurs architectures matérielles sont possibles pour réaliser les échanges entre les instruments de terrain, organes de traitements, interfaces hommes / machines (IMH).

Parmi les solutions possibles, nous souhaitons expérimenter, une ou plusieurs solutions qui facilitent l'interconnexion et la distribution des traitements, pour concourir au développement d'une instrumentation et à son intégration au système automatisé de production à intelligence distribuée (SAPID).

1. Architectures d'automatismes

Depuis que les automatismes sont réalisés sur la base d'unités de traitement (machines informatiques ou automates programmables), les architectures ont fortement évolué et sont passées par différents stades, pour arriver aux architectures actuelles, basées sur l'adoption des grands standards de communication et sur l'arrivée des nouvelles technologies de l'information et de la communication.

1.1 Les réseaux de terrain

De nombreuses solutions (figure 1) existent aujourd'hui sur les réseaux locaux industriels de type bus de terrain (fieldbus). Ces réseaux, bien adaptés aux échanges d'informations entre capteurs, actionneurs et automates, respectent des contraintes d'environnement, d'encombrement et parfois de temps réel.

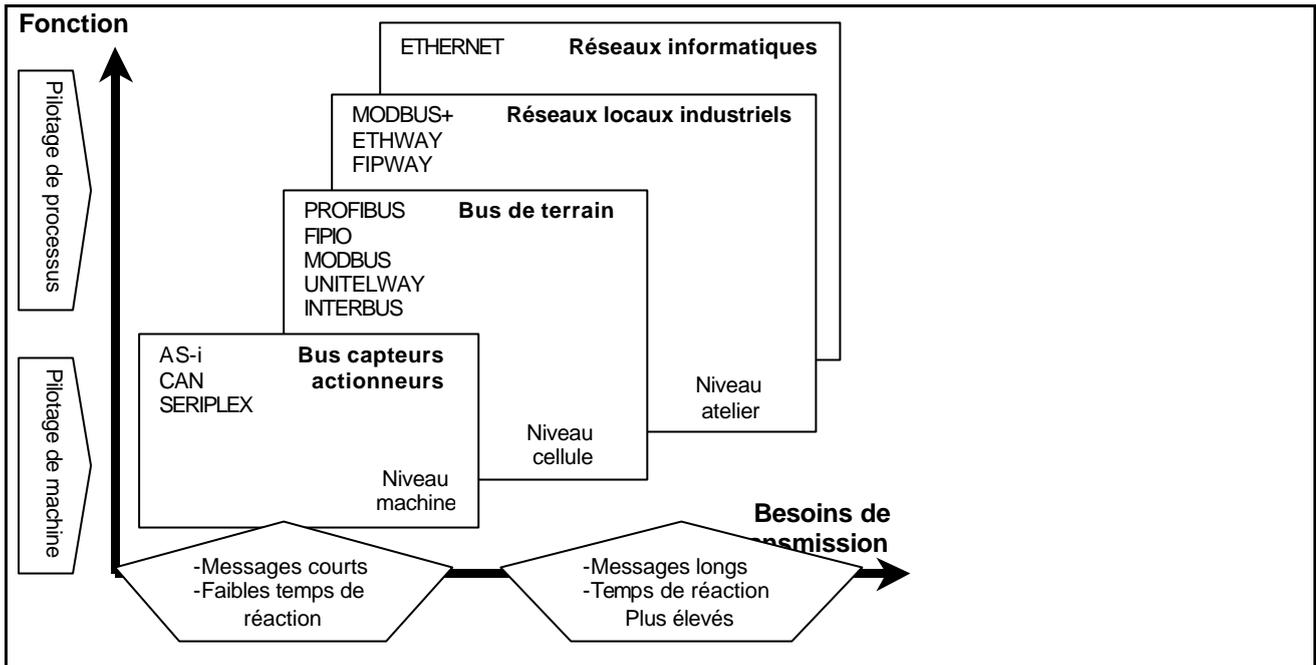


Figure 1 : Solutions de communication

Aujourd'hui, aucun réseau de terrain ne se démarque réellement ; chaque réseau possède des caractéristiques spécifiques à l'installation à automatiser. Nous nous orientons plutôt, vers une solution Ethernet qui tend à se rapprocher de plus en plus du niveau actionneur.

1.2 Ethernet et TCP/IP

Le développement d'un réseau particulier est onéreux alors qu'Ethernet et le protocole TCP/IP sont des standards ouverts, de plus en plus performants, de

moins en moins chers et permettant l'encapsulation de protocole propriétaires. Le protocole TCP/IP devient le véhicule logique universel de la transmission des informations. Ethernet est le support physique à privilégier chaque fois que cela est possible.

La famille des protocoles TCP/IP utilisé dans Internet, mais également dans d'autres systèmes basés sur des réseaux de communication comme par exemple certains réseaux d'automatisme, comprend quatre couches définies de la façon suivante (figure 2):

| | Couche | Unité de données |
|--------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------|
| Applications | Cette couche regroupe un ensemble d'applications liées aux réseaux TCP/IP. (HTTP, SMTP...) | Le paquet de données est appelé message |
| TCP-UDP | Cette couche, appelée transport est responsable du service de transmission fiable de données | Le message est ensuite encapsulé sous forme de segment |
| IP | Cette couche est responsable de l'adressage logique du réseau, de l'acheminement de l'information d'un nœud du réseau à un autre. | Le segment encapsulé est appelé data gramme |
| Accès réseau | Cette couche concerne la connexion physique proprement dite et est directement liée au type de réseau utilisé : Ethernet, réseau à jeton, etc. | A ce niveau on parle de trame d'information |

Figure 2. Architecture de TCP/IP

C'est la standardisation de la couche application qui a permis en partie au réseau Internet d'être universellement adopté à travers le monde: couche

SMTP pour le courrier électronique, couche HTTP pour les pages au format HTML, etc. .

Pour les applications industrielles, on peut donc dire que sans la normalisation de la couche application,

Ethernet n'est seulement qu'un médium normé. C'est pourquoi, récemment, plusieurs initiatives sont apparues de par le monde, pour spécifier cette fameuse couche logicielle. De plus, l'utilisation des protocoles standards Ethernet et TCP/IP estompe la frontière entre le monde de l'informatique et le monde de l'automatisme.

2. Un exemple de solution

Nous disposons de deux PC sous Windows 98, et d'une maquette, simulant un atelier flexible composé par des stations de distribution, de contrôle, d'usinage et de stockage. Cette maquette est commandée par un automate Micro TSX 3720 d'un coupleur TSX ETZ 510. L'ordinateur pilote de l'automate est équipé du logiciel Factory Cast gérant l'aspect Internet du serveur et du logiciel PL7 Pro.

Ce prototype de recherche vise à valider l'outil de supervision, le concept de stratégies de surveillance adaptées aux besoins des entreprises et à contribuer aux travaux sur l'intégration des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication (NTIC). Pour

le pilotage et le suivi de la production, nous avons choisi de réaliser un serveur Web à partir de notre automate, avec des pages spécifiques de supervision sur le coupleur Ethernet (figure 3).

Cette architecture a été choisie d'une part, pour disposer de toutes les informations nécessaires à la surveillance et au diagnostic de défaillances et d'autre part, pour améliorer la réactivité du système de supervision face aux aléas de fonctionnement des systèmes de production.

Les coupleurs Ethernet TSX ETZ 510 incluent, en plus de la gestion du protocole TCP/IP standard, une fonction serveur Web embarqué. Ce serveur est un serveur de données temps réel automate. Toutes les données du processeur Micro supportant l'un de ces coupleurs sont présentées sous forme de pages standard Web au format HTML et sont ainsi accessibles par tout navigateur Internet du marché capable d'exécuter du code Java embarqué

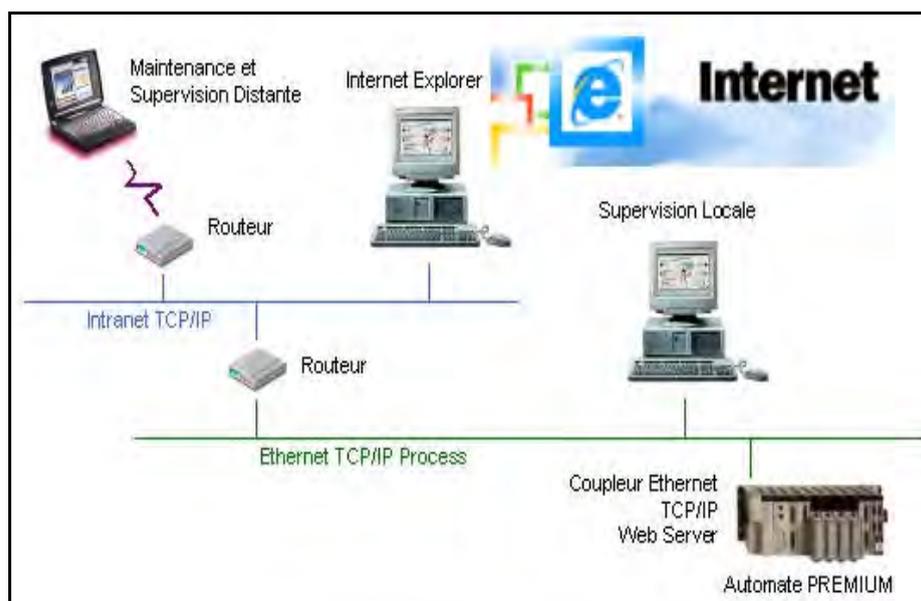


Figure 3. Présentation de l'Architecture choisie

La fonction de diagnostic système permet de visualiser en temps réel à partir d'un navigateur Internet la configuration de la plate-forme Micro, le diagnostic détaillé de chaque module appartenant à cette configuration et l'état des entrées/sorties.

De plus, le coupleur Ethernet avec serveur Web embarqué, dispose également d'un espace mémoire de type Flash EPROM, accessible, comme un disque dur et permettant l'hébergement de pages Web spécifiques.

Ces pages Web sont créées avec les éditeurs standards du marché permettant la création et l'édition au format HTML (Word, PowerPoint,...).

Sur ces pages Web, il est possible de visualiser toutes variables automate en temps réel grâce à des applets JAVA dans différents synoptiques, permettant la réalisation d'applications de supervision distantes (figure 4).

La bonne information:

- Vues Procédés
- Alarmes
- Diagnostic
- Ecrans de Mise au point
- Ecrans de données
- Mode de marche
- Etats de production
- Statistiques
- Suivi qualité
- Documentations

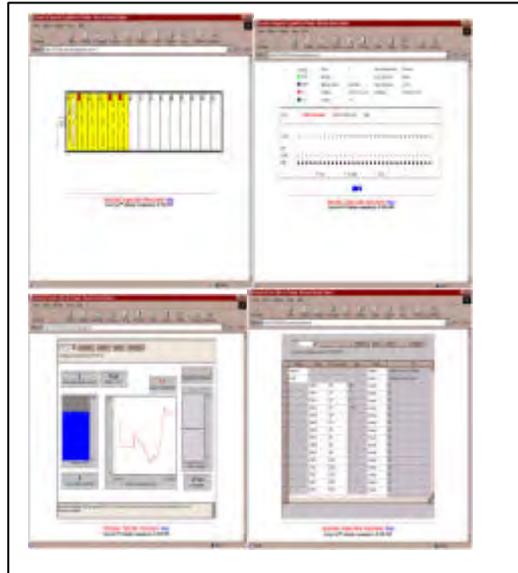


Figure 4. Fonctions du serveur Web

3. Évolution de la conduite en supervision

Parmi les ouvertures les plus récentes et les plus significatives que connaît la supervision aujourd'hui, nous retiendrons: OPC, comme nouveau standard industriel de communication (figure 5).

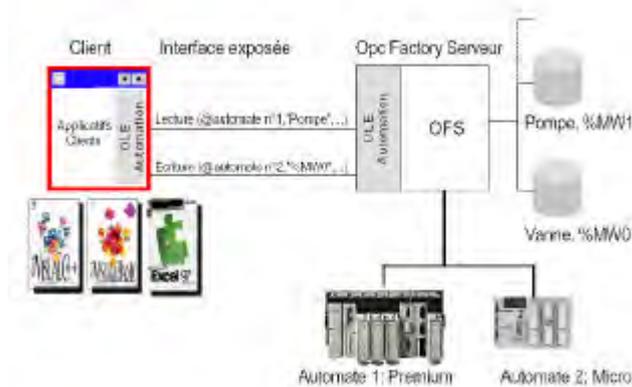


Figure 5. Le serveur OPC / Architecture simple

OPC (OLE for Process Control) est un standard de communication temps réel entre des applications informatiques et d'automatismes industriels. OPC est basé sur les technologies Microsoft OLE et COM/DCOM et utilise les fonctionnalités de Windows pour offrir l'accès des données de l'atelier à l'ensemble des services de l'entreprise. En tant que langage de communication standard, OPC procure une réelle connectivité de type "plug and play".

CONCLUSION

Les technologies issues des développements du WEB, créées à l'origine pour des échanges de documents et pour la navigation au sein d'un système d'information géographiquement distribué, se développent maintenant dans le monde industriel particulièrement dans le contrôle industriel.

La pénétration de l'Internet dans les architectures de contrôle industriel va apporter des bénéfices considérables: interfaces homme-machine sophistiquées, personnalisables et indépendantes de la plate-forme matérielle, connexion avec le système d'information de l'entreprise, utilisation de la messagerie pour la communication entre opérateurs, télé-opération, télé-surveillance, télé-diagnostic et télé-maintenance...

Références Bibliographiques

Y. Bossu, C. Nicolas, A. Proust, J.B Blanchet, "Java embarqué", Ed Eyrolles, 1999
 Guy Pujolle, "les réseaux", Ed Eyrolles, 2000
 J-M Yolin, Rapport " Internet et Entreprises Mirage ou Opportunités ? " 2002
 F Berqué, S Frezefond, L Sorriaux, "Java-XML et Oracle" Ed Eyrolles, 2001
 Revue de l'Electricité et de l'Electronique Décembre 2000 & Juin 2001
 Documentation constructeur : Schneider

LES MOTEURS LINEAIRES

Charles-Henri VIGOUROUX

professeur de physique appliquée
Lycée Carnot – 42 300 Roanne
charles-henri.vigouroux@wanadoo.fr

Résumé :

- bref exposé des principes
- les premières tentatives dans les années 60-70
- le développement des moteurs linéaires depuis la fin des années 90
- descriptions d'applications industrielles disponibles sur le marché
- petite bibliographie et nombreuses adresses Internet

La version initiale de cet article a été publiée en novembre 2002 sur la page de physique appliquée du site de l'Académie de Lyon : <http://www2.ac-lyon.fr/enseigne/physique/phyapp2/index.php>. L'auteur espère que des personnes plus qualifiées prendront le relais dans la Revue 3EI pour un exposé sur les aspects théoriques et technologiques.

Remerciements

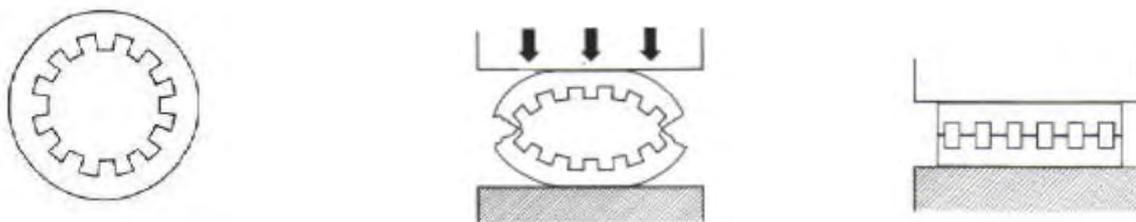
Je remercie sincèrement M. Michel POLOUJADOFF pour sa relecture bienveillante et les compléments qu'il m'a fournis sur la partie historique.

1 - Principes

1-1. Moteurs linéaires à courant alternatif

On peut les considérer comme des variantes "à plat" des moteurs asynchrones et synchrones.

Les schémas suivants donnent une version imagée de la constitution et du fonctionnement des moteurs linéaires à courant alternatif :



Figures 1

Par la pensée, on écrase un stator de moteur à courant alternatif avec une presse : on obtient un stator plat.

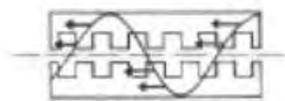


Figure 2a

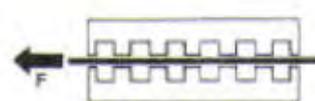


Figure 2b

Quand on alimente les bobines du stator plat en courant alternatif polyphasé, il se crée un champ magnétique qui se déplace en translation au lieu du champ magnétique tournant créé par le stator cylindrique.

Schémas originaux de 1969, dus à Yves Pelenc,
professeur à l'INPG et chef du département Recherches chez Merlin-Gérin à Grenoble

1-2. Moteur linéaire asynchrone

On place un conducteur plat dans l'entrefer (figure 2b) : le mouvement du champ magnétique créé des courants induits dans ce conducteur, leur interaction avec le champ magnétique provoque une force capable de déplacer le conducteur en translation.

On peut justifier le mouvement et son sens par la loi de Lenz "l'effet s'oppose à la cause". La cause est le mouvement du champ magnétique par rapport au conducteur, l'effet est un déplacement du conducteur pour diminuer le mouvement du champ par rapport à lui. La translation du conducteur s'effectue donc dans le même sens que le mouvement du champ magnétique.

La vitesse du conducteur trouve son équilibre à une valeur un peu plus faible que celle du champ car un mouvement relatif entre eux est nécessaire pour qu'il y ait des courants induits (glissement.)

1-3. Moteur linéaire synchrone

On place dans l'entrefer un support plat comprenant des aimants permanents et on fait en sorte qu'ils "s'accrochent" au champ magnétique en translation : démarrage par augmentation progressive de la fréquence des courants du stator, auto-pilotage de la fréquence comme dans les moteurs synchrones tournants.

La présence d'aimants permanents autorise une parfaite maîtrise du mouvement mais elle s'accompagne des inconvénients habituels (rayonnement magnétique, nécessité d'étanchéité aux poussières de fer, etc.)

1-4. Les variantes sont nombreuses

Variante de disposition

Les bobines polyphasées peuvent être fixes et le conducteur ou les aimants mobiles, ou le contraire. Il peut y avoir des bobines des deux côtés comme sur les schémas ci-dessus, ou d'un seul côté, le bouclage du champ s'effectuant à l'opposé par une simple armature ferromagnétique. Le moteur linéaire peut être tubulaire, ou à section en forme de U ou de T, pour faciliter le guidage latéral. Les bobines peuvent entourer complètement le conducteur ou les aimants, ou le contraire.

Variante électromagnétique

Par une structure à commutation de flux on peut avoir un fonctionnement synchrone avec un rail conducteur ne comportant pas d'aimants mais seulement des dents ou des encoches (cf. ci-dessous 6-4)

1-5. Moteur linéaire à courant continu

L'expérience classique des rails de Laplace¹ (figure 3) constitue la démonstration d'un moteur linéaire élémentaire fonctionnant en courant continu.

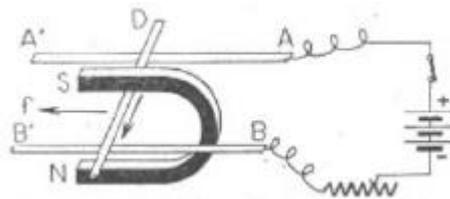


Schéma de l'expérience des rails de Laplace

Figure 3

L'exploitation industrielle directe de ce principe pour réaliser des moteurs linéaires est peu répandue. D'une part, l'existence de la force est limitée à la longueur des pôles de l'aimant, et d'autre part l'intensité doit traverser le champ en "aller simple", le circuit électrique se refermant hors du champ ce qui est gênant si on veut multiplier les traversées de l'intensité pour augmenter la force électromagnétique.

Avec des améliorations apportées à ce principe, il existe des moteurs linéaires à courant continu à collecteur, reproduisant "à plat" les moteurs à courant continu à excitation par aimant permanent.

Cependant, comme pour les moteurs rotatifs à courant continu, le système collecteur-balais peut être avantageusement remplacé par un système de commutation électronique auto-piloté et on retrouve le moteur linéaire de type synchrone.

1-6. Remarque

Une bobine à noyau plongeur produit un mouvement rectiligne d'origine électromagnétique mais ne constitue pas un "moteur linéaire" car elle ne fonctionne qu'en tout-ou-rien, sans maîtrise de la vitesse et... dans un seul sens (ressort de rappel pour la course retour).

¹ Cette expérience n'est-elle pas un peu facilement attribuée à Laplace (et pourquoi?) alors qu'elle n'est pas décrite dans les ouvrages du 19^{ème} siècle? On ne la trouve qu'à partir du milieu du 20^{ème}, accompagnée de toute l'exploitation pédagogique bien connue (produit vectoriel, flux coupé, travail, réversibilité, fém induite, etc.)

L'illustration ci-dessus semble être l'une des premières apparitions des "rails de Laplace". Elle est tirée du manuel de Physique, programme 1942 des classes de Mathématiques et de Philo-Sciences, par Lamirand et Joyal, chez Masson et C^{ie} éditeur.

2 - Des balbutiements des années 60 ...

Quelques systèmes à moteurs linéaires asynchrones ont été mis sur le marché vers la fin des années 60 mais des problèmes subsistaient, notamment au niveau de la variation de vitesse car on ne disposait alors que de la variation de tension et pas encore de la variation de fréquence.

Les recherches les plus poussées à cette époque² ont été conduites aux Etats-Unis par E.R. Laithwaite puis en France par les équipes de M. Poloujadoff et Y. Pelenc à l'INPG (Institut National Polytechnique de Grenoble) et chez Merlin-Gérin (actuellement Schneider Electric).

Une filiale de Merlin-Gérin et de la Compagnie Française des Convoyeurs vit le jour sous le nom de Inérail, pour commercialiser des systèmes de manutention automatiques, par exemple pour l'approvisionnement des postes de travail dans des ateliers.

Un projet ambitieux et novateur fut mené par l'Ecole Centrale de Lyon : le projet "Urba", imaginé par Maurice Barthalon. Il s'agissait d'un véhicule de transport public suspendu à un monorail par coussin d'air à dépression et propulsé par un moteur linéaire Merlin-Gérin, destiné aux quais rive gauche du Rhône à Lyon. Un prototype à 6 passagers a fonctionné mais le projet fut finalement abandonné en 1969 par la Ville de Lyon.

En 1971, une installation de transport en vrac de 2300 m de longueur avec une forte pente fut réalisée pour les Charbonnages de France aux mines de Gardanne (Bouches-du-Rhône). Cette application, qui transportait 460 tonnes par heure à 7 m/s, n'a été interrompue que par le manque de moteurs de rechange (figure 4).



Figure 4

Au premier plan : trois moteurs linéaires

Entre 1971 et 1974, la société de l'Aérotrain Bertin étudia un véhicule de liaison suburbaine de 44 places sur coussin d'air, pour une ligne Cergy-Pontoise – La Défense décidée en conseil interministériel. L'une des versions du prototype, à moteur linéaire Merlin-Gérin de type asynchrone, réussit à atteindre 170 km/h, mais le rendement du moteur à vitesse réduite était désastreux. Les prototypes les plus connus des aérotrains Bertin étaient propulsés par des moteurs d'avions, à hélice carénée ou à turboréacteur. Des milliers de personnes ont été transportées pendant les essais, sur des voies spécifiques de plusieurs kilomètres. Le gouvernement abandonna le projet en 1974, au moment où Jeumont Schneider s'engageait dans la réalisation d'un onduleur embarqué à fréquence réglable (cf. *La Revue 3EI - n°30 - Septembre 2002 : "L'aérotrain" par Maurice Berthelot, 10 pages*)

Depuis 1979, la société Celduc (Sorbiers, près de Saint-Etienne, Loire), dirigée à l'origine par Jacques Croizier, a toujours continué de développer des applications à moteurs linéaires, notamment pour le tri de bagages dans les aéroports, bien que ce créneau ne soit plus maintenant son principal axe de développement.

Il faut enfin citer avec une mention toute particulière parmi les pionniers historiques, la célèbre "roue de Grenoble", toujours opérationnelle au laboratoire grenoblois de l'INRETS (Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité). Il s'agit d'une roue de 13 m de diamètre simulant le défilement d'une route jusqu'à 300 km/h. Elle est entraînée par un moteur linéaire agissant sur sa périphérie. On imagine l'inertie de cette roue et la difficulté de sa mise en rotation par une solution classique.

(www.inrets.fr/labos/grenoble.html)

3 - ... aux réalités d'aujourd'hui

Le coup d'envoi du regain d'intérêt pour les moteurs linéaires semble être dû à la recherche spatiale. En effet, l'Agence Spatiale Européenne a fait étudier au début des années 90 des actionneurs électriques à moteurs linéaires pour l'orientation des tuyères de moteurs de fusées. Les prototypes pesaient moins de 7 kg et pouvaient exercer des forces de 26 MN avec une précision de translation de 20 µm sur de courses réduites. Les systèmes hydrauliques d'orientation des tuyères ne furent pas détrônés mais, grâce au programme de transfert de

² L'historique des moteurs linéaires remonte au milieu du 19^{ème} siècle (moteurs à "pistons électromagnétiques" de Charles Page aux USA, Gustave Froment en France, etc), les recherches et les réalisations de prototypes divers ne s'étant jamais vraiment interrompues depuis ces origines.

technologie de l'ESA et à la publication de son 3^{ème} catalogue T.E.S.T. (Transferable European Space Technologies) en 1994, les possibilités exceptionnelles des moteurs linéaires furent largement diffusées.

A la fin des années 90, l'industrie disposait de façon banale d'onduleurs électroniques de puissance et de systèmes performants (capteurs et calculateurs) de contrôle de vitesse et de position : il n'en fallait pas plus pour relancer avec succès l'histoire des moteurs linéaires.

S'ils ne prennent encore qu'une part très modeste du marché des actionneurs, les moteurs linéaires sont sans doute appelés à un fort développement. Les salons professionnels de la machine-outil montrent leur progression année après année. De même, ils sont de plus en plus présents en automatique (tri d'objets), dans les périphériques informatiques (traceurs, bras de lecture des disques durs, CD-Rom et DVD) et dans le domaine du positionnement.

L'intérêt majeur des moteurs linéaires réside dans le fait qu'ils créent directement un déplacement rectiligne tandis que les moteurs rotatifs nécessitent un intermédiaire mécanique transformant la rotation du rotor en translation de la charge.

Le concept "**un mouvement = un actionneur direct**" diminue l'inertie et élimine ou rend très faibles les effets d'élasticité, de jeu, de frottements, d'usure, etc.

Les accélérations peuvent être très grandes et les positionnements très précis :

- découpage de tôles : vitesses jusqu'à 300 m/min, accélérations jusqu'à 35 m/s²
- fabrication de circuits électroniques : accélérations jusqu'à 300 m/s² dans le montage des connexions pattes-puce (quant au placement de composants sur les circuits imprimés, on voit la carte se garnir de composants en un clin d'œil mais on ne voit pas les mouvements du bras qui les pose, tant ils sont rapides!)
- précision micrométrique sur les mouvements des tables de machines-outils et jusqu'à nanométrique pour les platines de positionnement

La gamme des moteurs linéaires actuellement industrialisés s'étend des watts aux dizaines de kilowatts.

Les recherches se poursuivent d'une part dans l'objectif des MW pour la traction ferroviaire et le pompage des puits de pétrole, et d'autre part en direction d'applications de grande diffusion.

Peu médiatisée mais néanmoins très active, la recherche militaire poursuit des essais de canons électriques. En effet, les vitesses des projectiles propulsés par explosion sont limitées par la thermodynamique à environ 2000 m/s tandis qu'elles peuvent être bien supérieures par propulsion électromagnétique. L'énergie cinétique (portée et/ou effet perforant sur les blindages) étant proportionnelle au carré de la vitesse...

Les intensités nécessaires se chiffrent en MA sur des durées de l'ordre de la μ s.

(La Revue 3EI - n°13 - Juin 1998 - Le Génie Electrique dans l'armement – "Les canons électriques" par Volker Wegner, 11 pages)

Les exemples ci-dessous montrent un panel de **réalités industrielles** disponibles sur le marché.

Les adresses Internet permettent de retrouver illustrations et caractéristiques complètes (attention! le contenu des sites peut varier au gré des mises à jour).

4 - Exemples de moteurs linéaires industriels

4-1. Moteur linéaire pour centre d'usinage à commande numérique

4-1-1. Siemens

<http://www.ad.siemens.de/mc/en/index67de.html>

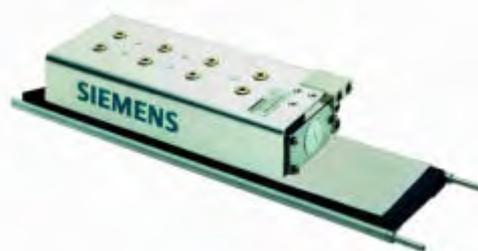


Figure 5

Photo Siemens

Modèle présenté : Simodrive 1FN3

Performances :

vitesse : jusqu'à 360 m/min

accélération : plusieurs g

force : jusqu'à 20 kN

précision : micrométrique

4-1-2. GE Fanuc Automation . <http://www.gefanuc.fr>

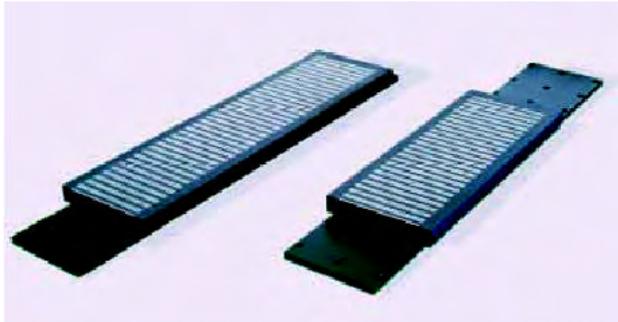


Photo de deux inducteurs linéaires Fanuc

- Caractéristiques :
- nombre réduit de composants mécaniques
 - forces de 1 500 N à 15 000 N
 - augmentation de la force par plusieurs bobinages coulissant sur un seul chemin magnétique
 - accélération jusqu'à 27g (sans charge additionnelle)
 - large tolérance d'entrefer ($1\text{ mm} \pm 0,12\text{ mm}$)
 - maintenance nulle

Figure 6

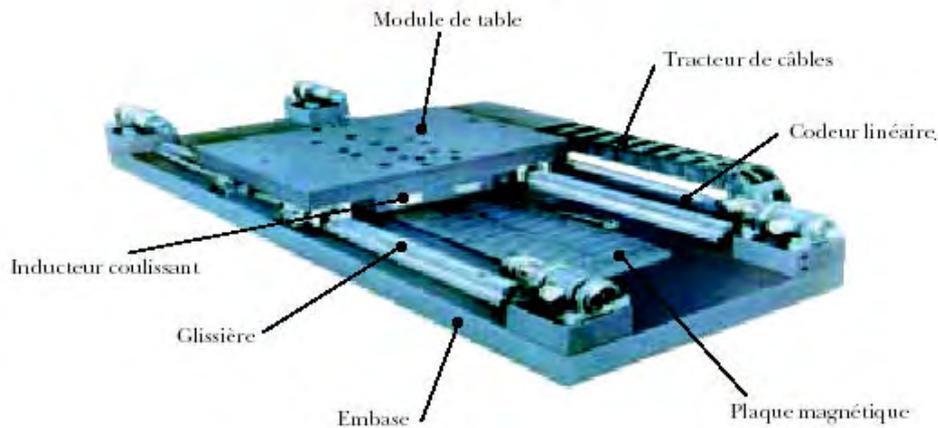


Figure 7 : Photo d'une table à deux inducteurs linéaires

4-2. Moteur linéaire modulaire <http://www.shicoh.com>

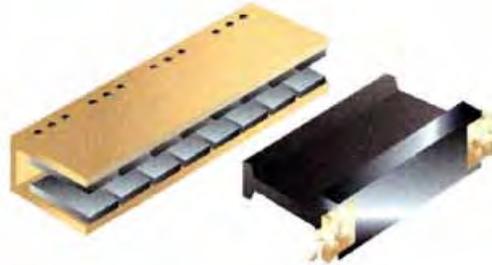
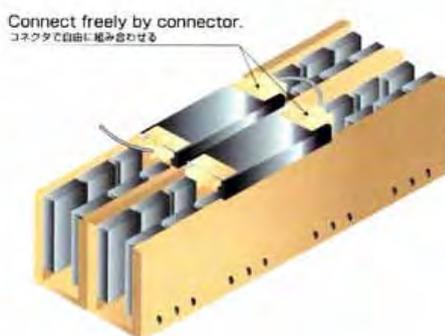


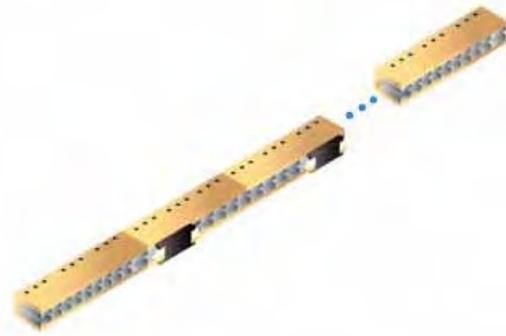
Figure 8 Photo d'un module inducteur + induit

Compact size coil plate and magnet plate which are modularised meet a use with freer and more flexible design. Connecting coil plates one another results in free choice of performance. Addition of performance is possible.



The plural carriages on the single axis-x can be designed.

Figure 9a : actionneur à deux modules parallèles



Multi-Module Linear Motor MML010A

Figure 9b : actionneur à plusieurs modules en ligne

| Item | Unit | 010A-KP01 | 010A-KP02 | 010A-KP03 |
|--------------------|------|-----------|-----------|-----------|
| Continuous Force | N | 12 | 23 | 43 |
| Continuous Current | A | 1.1 | 1.1 | 1.1 |
| Continuous Power | W | 24 | 46 | 86 |
| Force Constant | N/A | 11 | 22 | 33 |
| Peak Force | N | 36 | 69 | 129 |
| Peak Current | A | 4.8 | 4.5 | 4.3 |
| Peak Power | W | 72 | 138 | 258 |

4-3. Moteur linéaire tubulaire

4-3-1. LinMot <http://www.linmot.com/>



Figure 10

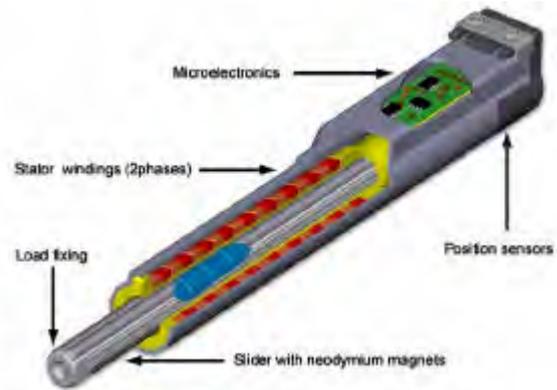


Figure 11

4-3-2. Copley Controls <http://www.copleycontrols.com/motion/motors/>



Figure 12a : Thrust Tube Micro

Pour faibles charges
 - force (en continu) 16 N
 - force (en pointe) 47 N
 - vitesse 20 m/s



Figure 12b: Thrust Tube Motor

Grande force, grande vitesse
 - force (en continu) 279 N
 - force (en pointe) 1 254 N
 - vitesse 15 m/s



Figure 12c: Thrust Tube Module

Guide et codeur intégrés
 - force (en continu) 279 N
 - force (en pointe) 1 254 N
 - vitesse 15 m/s

5- Exemples d'utilisations des moteurs linéaires

5-1. Machine de découpe laser à grande vitesse. <http://www.salvagnini.it>

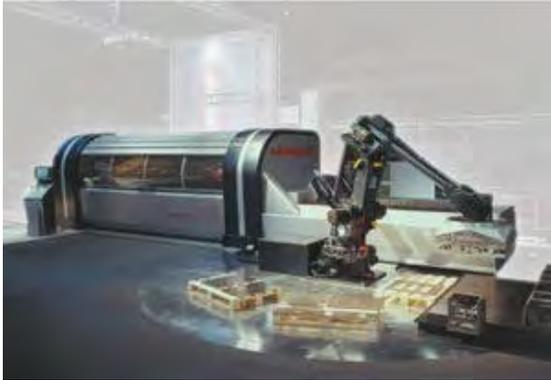


Figure 13

machine à découpe laser

Axes X, Y, Z à moteurs linéaires.

Bâti supportant des accélérations de 25 m/s² et minimisant les vibrations.

Vitesse de déplacement : 300 m/min.

Vitesse de coupe : 300 m/min ou cadence : 700 trous/min.

Maintenance réduite.

Design : Pininfarina

Nota : On trouve des caractéristiques similaires pour des tables de machines de découpe au plasma.

5-2. Centre de fraissage à grande vitesse. <http://www.huron-graff.fr>



Figure 14 : Photo centre d'usinage Huron déplacements X,Y,Z par moteurs linéaires

Surface utile de la table 800 x 600 mm²
 Courses
 Axe X (chariot) 700 mm
 Axe Y (table) 600 mm
 Axe Z (poupée porte-broche) 550 mm
 Vitesse programmable de 1 à 50 000 mm/min
 Accélération maximale 5 m/s²
 Poussée maximale 6 kN
 Précision sur axes X, Y, Z (norme VDI/VGQ 3441)
 Incertitude : Pmax 7 µm
 Répétabilité : Ps 5 µm

| Broches | Standard : 24 000 tr/min | Option : 42 000 tr/min |
|-----------------------------------------------------------------|-----------------------------|---------------------------|
| Puissance maxi (kW) | 24 | 10 |
| Vitesse de rotation (tr/min) | 100 à 24 000 | 100 à 42 000 |
| Couple maxi broche (Nm) | 38 | 6,5 |
| Vitesse caractéristique (tr/min) | 5 870 | 15 000 |
| Magasin d'outils à changement automatique ; nombre de logements | 20 | 28 |
| Masse maxi par outil (kg) | 8 | 8 |
| Temps de changement (s) | 8 | 8 |

5-3. Centre d'usinage de panneaux de cellules d'avions. <http://www.forest-line.com>

Les cellules et les ailes des avions sont réalisés en panneaux nervurés "taillés dans la masse" à partir de blocs d'alliage d'aluminium (technologie mise en oeuvre pour la première fois dans la construction du Concorde, dans les années 60).

Forest-Liné conçoit, fabrique et commercialise des centres d'usinage de grandes dimensions, notamment pour Airbus et Boeing.

Les fraiseuses à grande vitesse Linear Minumac sont les plus grandes machines-outils à moteur linéaire du monde.



Figure 15a : Photo Linear Minumac

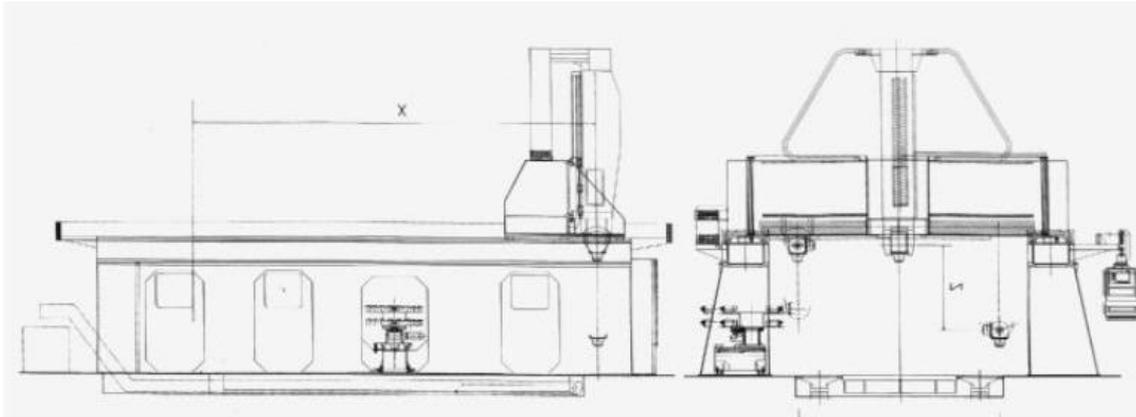


Figure 15b : Schéma Linear Minumac

Table d'usinage

Longueur 4 000 mm et + ; Largeur 2 000 / 2 500 / 3 000 / 3 500 mm ; Charge utile 3 t/m²

Translations X, Y, Z à moteurs linéaires

Courses

Course X 4 000 à 20 000 mm et + ; Course Y 2 500 / 3 000 / 3 500 / 4 000 mm ; Course Z 1 000 / 1 250 / 1 500 / 2 000 mm

Course B +/- 110 degrés ; Course C +/- 200 degrés +/- 400 degrés

Vitesses

Avance X, Y jusqu'à 60 m/min ; Avance Z jusqu'à 40 m/min ; Rotation B jusqu'à 10 tr/min ; Rotation C jusqu'à 10 tr/min

Broches de coupe

Electrobroche outil solidaire du rotor d'un moteur synchrone à aimants . Vitesse de rotation 24 000 tr/min

Couple constant de 3 à 5 000 tr/min ; couple jusqu'à 63 N.m ; Puissance jusqu'à 77 kW

Magasin d'outils à changement automatique : nombre d'outils : 20 / 40 / 60 / 80

5-4. Motorisation de porte d'ascenseur. <http://www.otis.com/innovationslist>

Certaines gammes d'ascenseurs Otis sont dorénavant équipées du système de porte HPLIM (moteur à induction linéaire à haute performance)³.

L'induit du moteur est fixé à la porte et se déplace latéralement le long d'une plaque de cuivre installée au-dessus du cadre de la porte. Le nombre de pièces mobiles est considérablement réduit, d'où un fonctionnement plus sûr et plus doux. Le niveau sonore ne dépasse pas 50 dB(A) contre 55 à 60 dB(A) pour les solutions classiques.

Ce système permet aussi de réduire de plus de 50 % la distance de retour de la porte, d'où une diminution du risque de contact entre la porte et un objet ou une personne.

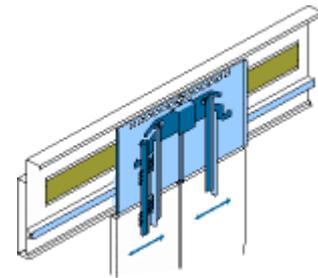


Figure 16 : Schéma Otis

5-5. Parc d'attractions



Figure 17: Rock n'Roll Coaster (août 2000)

Le circuit lui-même est terminé, la construction du bâtiment commence. Cliché : www.chez.com/jpernot/dis2/travaux.htm

Au "Rock n' Roller Coaster" de Disneyland Paris, (représenté en construction sur la photographie de la figure 17) installez-vous sur le siège et ... **en avant !**

L'accélération initiale un peu brutale vous propulse d'abord dans un grand looping puis les figures s'enchaînent en musique, parmi les lasers et autres jeux de lumière.

Le moteur linéaire synchrone de la catapulte de lancement vous envoie à 86 km/h en 3 secondes sur 60 mètres (l'accélération maxi atteint 2xg). Sachant que la masse en mouvement est 8,5 t, quelle est la puissance du moteur linéaire ? Je ramasse les copies à la fin du parcours, qui dure 1 min 12 s et comprend des loopings, des vrilles et quelques descentes vertigineuses.

(Vous donnez votre langue... au chat?! Mickey la souris ne vous en tient pas rigueur : la réponse est 3 MW).

³ N'est-il pas un peu frustrant que les moteurs linéaires ne soient utilisés dans les ascenseurs que pour ouvrir et fermer les portes? Le mouvement de la cabine sera-t-il lui aussi actionné par moteur linéaire dans les années futures?

Sur le "Space Mountain", autre attraction décoiffante, le catapultage n'est pas à moteur linéaire mais par câble et moto-réducteur classique (accélération maxi $2,2 \times g$; de 0 à 80 km/h en 1,8 s).

Quant au "Thunder Mountain", le train fou dans la montagne et la mine d'or abandonnée, il est hissé au sommet de la montagne par un entraînement conventionnel à chaîne et moto-réducteur avant d'être lâché sur son parcours aventureux. En revanche dans la gare, ses déplacements sont assurés par des moteurs linéaires (bobinages fixes disposés entre les rails).

5-6. Le Transrapid de Shanghai. <http://www.transrapid.de/en/index.html>

Le 31 décembre 2002, le Premier ministre chinois Zhu Rongji et le Chancelier allemand Gerhard Schröder ont inauguré la liaison par train à lévitation magnétique et à moteur linéaire, entre le centre économique de Shanghai et l'aéroport international de Pudong.



Figure 18a

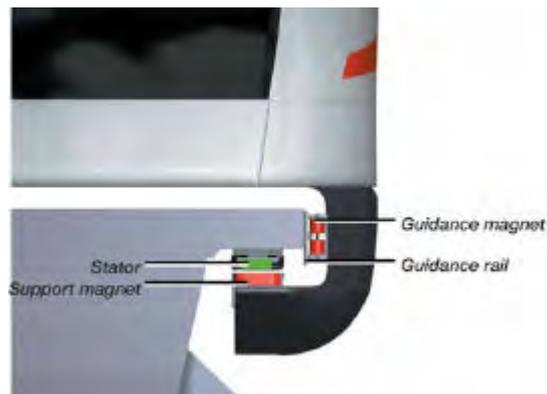


Figure 18b

Le parcours de 30 km s'effectue actuellement en 8 minutes (vitesse moyenne = 225 km/h). La vitesse maximale d'exploitation a été fixée à 420 km/h.

De conception allemande (consortium Siemens-Thyssen-Krupp) ce train propulsé par moteur linéaire comprend trois voitures (figure 18a) et sa lévitation magnétique est obtenue par aimants et bobinages classiques (figure 18b).

En revanche, les prototypes du Maglev japonais et du Swissmetro utilisent l'effet Meissner pour leur sustentation (l'effet Meissner est la répulsion entre aimants et supraconducteurs en raison du comportement parfaitement diamagnétique des supraconducteurs).

Autres sites web sur les trains à moteurs linéaires : Transrapid : www.mvp.de ; Maglev : www.rtri.or.jp ; Swissmetro : www.swissmetro.com ; Métro roulant à moteur linéaire : www.hitachi-rail.com.

5-7. Bras de lecture des disques durs, CD-Rom et DVD.

Les moteurs linéaires sont très présents comme actionneurs des bras de lecture des disques durs de nos micro-ordinateurs, en raison de leur compacité, de la rapidité et la précision de leurs mouvements.

Photos et explications sur les composants des micro-ordinateurs à l'adresse suivante :

<http://vitalichip.chez.tiscali.fr/sciences/tech/monordi/hdd/index.html>



Figure 19a : Disque dur "classique"
1 : disque (un ou plusieurs plateaux) ; 2 : entraînement en rotation ; 3 : moteur du bras ; 4 : bras ; 5 : tête de lecture



Figure 19b : Photo Microdrive et pièce de monnaie
Disque dur "microdrive" ; moins de 20 grammes ; 4 500 tr/min ; temps d'accès moyen 15 ms

Lecteurs de CD-Rom : nombreuses photos commentées de mécanismes et optiques "désossés" sur le site : <http://perso.cybercable.fr/tophe/cdconst5.html>

5-8. Platine de positionnement de précision sub-micronique. <http://www.newport.com>



Figure 20 : Photo MAT 350

Modèle présenté : MAT 350

platine pour le contrôle des tranches de silicium et l'écriture laser

Caractéristiques :

déplacements par moteurs linéaires
translations 380 mm en X et en Y
rotation + et - 180° par rapport à Z
vitesses maxi 350 mm/s en translation
200 degrés/s en rotation
accélération jusqu'à 6 m/s²
résolution 0,1 µm en standard
4 nanomètres en option
MTBF 20 000 heures

5-9. Station d'analyses biochimiques. <http://www.proteigene.fr/pages/QarrayMini.htm>

Caractéristiques du modèle présenté :
axes X et Y à moteurs linéaires et codeurs optiques
précision de déplacement : 1 µm ; cadence : 28
échantillons par seconde
bâti spécialement conçu par autoriser les fortes
accélérations



Figure 21 : Photo Genetix

6 – Bibliographie

6-1 – Première approche

<http://manuhouse.chez.tiscali.fr>

les moteurs linéaires, par comparaison aux moteurs rotatifs.

Présentation simple mais intéressante et bien

illustrée ; niveau Bac STI à Bac + 2

par Frédéric Houtekier et Emmanuel Deschamps, à l'époque étudiants en électrotechnique, année 1998 ou 1999.

6-2 – ENS Cachan / Bretagne

"Les entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions"

Panorama complet, avec les principes mis en oeuvre et des exemples industriels.

14 pages, par B. Multon et J. Bonal - Année : 99

<http://ensbr.bretagne.ens-cachan.fr>

(Recherche → Mécatronique → Systèmes électromécaniques à hautes performances).

6-3 - Revue "J'automatise" – n°9 – Mars-Avril 2000

"Principes et applications des moteurs linéaires"

8 pages, par E. Favre, C. Brunner, D. Piaget (société ETEL)

Téléchargeable sur le site : www.jautomatise.com/Articles/JN9P4856.htm

6-4 - Revue 3EI - n°21 - Juin 2000

"Actionneur linéaire intégré pour application domotique"

Etat des recherches sur des moteurs linéaires destinés à motoriser les tringles à rideaux, en collaboration avec Somfi.

13 pages, par H. Ben Ahmed, B. Multon, L. Prévond, J. Lucidarme

Reste à écrire dans la Revue 3EI un article pédagogique développant les aspects théoriques et technologiques des moteurs linéaires...

ETUDE D'UNE CHAÎNE COMPLETE DE L'ÉNERGIE MECANIQUE A L'ENERGIE ELECTRIQUE

Sylvie TURRI, Dominique MILLER

Antenne de Bretagne de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan
Campus de Ker Lann, 35170 BRUZ

turri@bretagne.ens-cachan.fr

Résumé : Nous proposons, dans cet article, une analyse expérimentale d'un générateur intégré à un poste de radio portatif autonome. L'étude complète de la chaîne de conversion permet d'aborder d'un point de vue pédagogique, une multitude de thèmes du génie électrique avec des aspects pluri-technologiques.

1- Introduction.

Travaillant sur la problématique de l'alimentation des appareils portables liée à la consommation de piles ou d'accumulateurs et à la dépendance des recharges sur secteur, nous nous intéressons à l'utilisation de l'énergie renouvelable, non polluante et de durée de vie élevée, produite par le corps humain. Entre chaleur dégagée et énergie mécanique disponible, l'énergie humaine est déjà exploitée [1] dans diverses applications portables, comme les postes de radio, les lampes ou plus récemment les téléphones portables. Nous avons été amenés à réaliser une étude expérimentale d'un générateur intégré dans un poste de radio totalement autonome afin d'évaluer les avantages et inconvénients [2]. Au travers de cette étude, il s'est avéré que l'objet technique analysé présente un intérêt certain pour des projets à caractère pédagogique. Le but de cet article est donc de donner tous les éléments nécessaires à la création de travaux pratiques de différents niveaux.

2- Présentation de la radio.

La société Freeplay Energy [3] conçoit des appareils qui peuvent être totalement autonomes. Ils fonctionnent selon le principe d'un générateur à ressort. Nous ne présentons ici que la radio S360 (figure 1), objet de notre étude. Elle pèse environ 850 g.

Cette radio est dotée d'un accumulateur électrochimique qui permet de disposer théoriquement jusqu'à 15 heures d'écoute lorsqu'il est totalement rechargé. Trois sources d'énergie peuvent recharger l'accumulateur : le ressort, l'adaptateur secteur ou un capteur solaire. Il est à noter qu'il faut environ 12 à 14 heures pour recharger de façon complète l'accumulateur à l'aide de l'adaptateur 4.5 V, 100 mA, et que par ailleurs, le capteur solaire est quasi inopérant s'il n'est pas exposé en plein soleil.



Figure 1 – Vue d'ensemble de la Radio S360

Les différents éléments qui entrent en jeu sont présentés à la figure 2, sauf l'accumulateur. Le système fonctionne avec deux phases de conversion. La première, appelée remontage, consiste uniquement à accumuler de l'énergie mécanique dans le ressort.

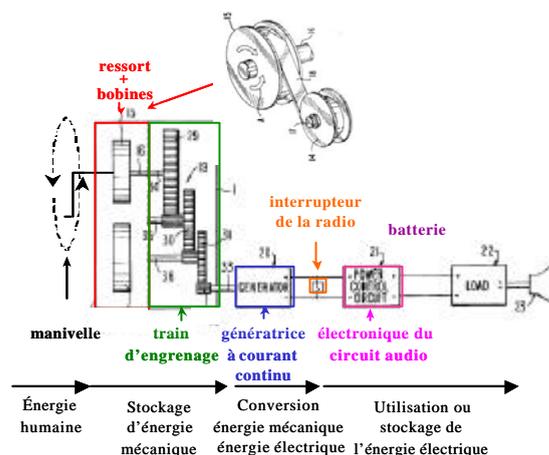


Figure 2 – Schéma général du système étudié [4]

La seconde phase, appelée déroulement, conduit au transfert de l'énergie accumulée dans le ressort, via un multiplicateur de vitesse et un générateur à aimants permanents à collecteur, vers l'accumulateur et le circuit électronique si celui-ci est sous tension.

3- Mesures préliminaires.

3.1- Train d'engrenages.

Compte tenu des notations du schéma (figure 3) reconstituant le train d'engrenage de la radio, on compte le nombre de dents de chaque engrenage et on mesure les diamètres des poulies :

- $N_{s1} = 101$
- $N_{s2} = 87$
- $N_{i2} = 14$
- $N_{i3} = 7$
- $\phi_{s3} = 51 \text{ mm}$
- $\phi_{MCC} = 7 \text{ mm}$

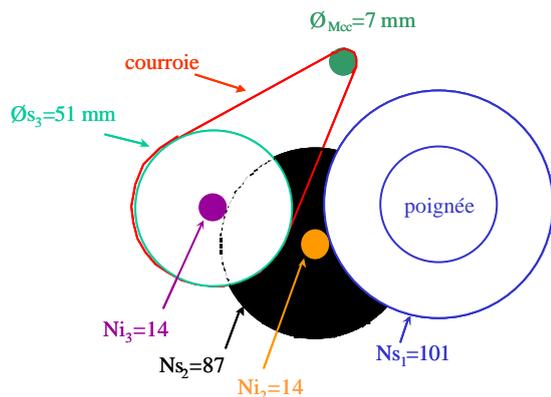


Figure 3 – Schéma du train d'engrenage complet

Soit $m_{\text{constructeur}}$ le rapport de multiplication du multiplicateur mécanique tel que :

$$N_{mcc} = m_{\text{constructeur}} \cdot N_{\text{Manivelle}}$$

$$m_{\text{constructeur}} = \frac{N_{s1}}{N_{i2}} \cdot \frac{N_{s2}}{N_{i3}} \cdot \frac{\phi_{s3}}{\phi_{mcc}}$$

$$\Rightarrow m_{\text{constructeur}} = 326$$

Rôle du train d'engrenage :

- Entraîner la génératrice à une vitesse plus élevée.
- Rappel des équations électriques d'une génératrice à courant continu :

$$U = E - R \cdot i ; E = k \cdot \Omega ; C = k \cdot I$$

Donc plus Ω est élevée, plus la f.e.m. E est importante et plus U est élevée, ce qui permet d'obtenir la tension de sortie désirée, supérieure à celle de l'accumulateur.

- Choisir le rapport de transmission (qui est à peu près celui des couples) pour avoir le rendement maximal de la génératrice (voir paragraphe 5.2).

3.2- Quelques essais préalables.

- Masse du ressort et des 2 bobines :

$$M_{\text{ressort}} = 366 \text{ g}$$

- Nombre de tours permettant au ressort d'être complètement remonté : $n_{\text{trf}} = 60$

- Temps moyen pour remonter le ressort entièrement : $t_{\text{remontage}} = 60 \text{ s}$
- Temps moyen pour que le ressort revienne à sa position initiale (la génératrice rechargeant l'accu) : $t_{\text{déroulement}} = 328 \text{ s}$
- Rayon de la manivelle : 9.5 cm
- Batteries : 2 éléments NiCd en série d'une capacité $C = 600 \text{ mA.h}$ sous 2.4 V environ.
- Génératrice à collecteur.

4- Mesure de l'énergie mécanique stockée dans le ressort.

4.1- Instrumentation.

Pour mesurer les caractéristiques mécaniques du ressort, notamment l'énergie accumulée, la mise en place d'une poulie (figure 4) à la place de la manivelle d'origine, nous permet de déterminer le couple en fonction de la position angulaire (nombre de tours).

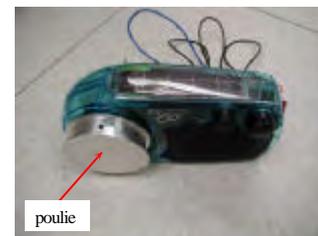


Figure 4 – Instrumentation de la radio (mécanique)

4.2- Mesures.

Avec une cordelette et des poids, on relève tous les N tours la masse d'équilibre du système, ce qui permet d'obtenir la courbe de la force nécessaire pour remonter la manivelle $F = M \cdot g$ (figure 5), les courbes de couple en fonction du nombre de tours et, au final, de l'énergie accumulée (figure 6). D'après les mécaniciens on peut considérer que cette énergie sera intégralement restituée lors du déroulement.

Le couple peut être relevé avec la manivelle d'origine et un dynamomètre (manipulation à la main plus délicate). L'idéal serait un couplemètre rotatif, mais le coût est élevé. Reste la réalisation d'une mini génératrice balance (envisageable avec des « micromécaniciens »).

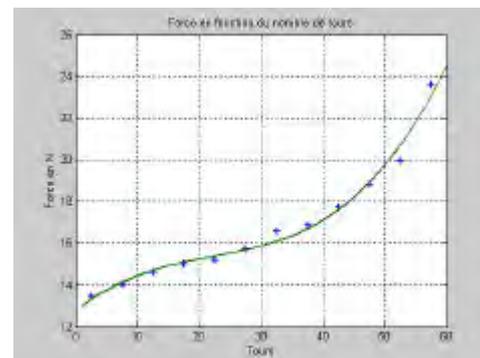


Figure 5 – Force nécessaire à la rotation du mécanisme en fonction du nombre de tours

On en déduit le couple $C=F.R_{poulie}$ pour les points de mesure. On recherche une fonction polynomiale d'ordre suffisant pour interpoler correctement les points de mesure (ordre 3 sur figure 6). A partir de là, on peut calculer l'énergie mécanique stockée dans le ressort au bout des 60 tours (obtenue par intégration numérique : $\int C.dq$).

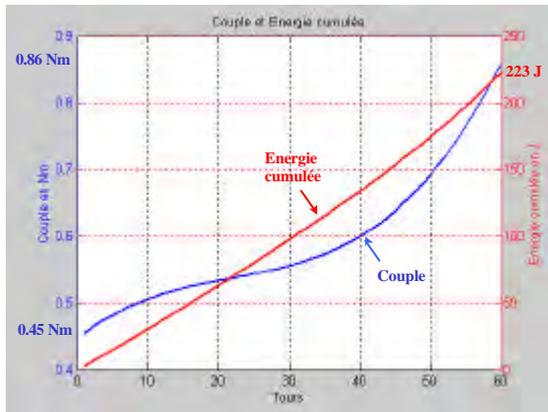


Figure 6 – Couple et énergie cumulée dans le ressort (remontage) en fonction du nombre de tours

4.3- Conclusions.

L'énergie du dispositif atteint 223 J en 60 trs de remontage.

Sachant que 1Wh = 3600J, l'énergie massique du ressort vaut :

$$\frac{223.1000}{3600.366} = 0.17 \text{ Wh/kg (223 J, 360 g).}$$

Pour avoir l'équivalent de l'énergie stockée avec un condensateur ($W = \frac{1}{2}.C.U^2$), il faudrait sous une tension de 3V, un (super)condensateur de capacité de C=50 F que l'on amènerait en décharge complète.

Notons les couples en début et fin de déroulement :

Tab.1 – Couple au niveau du ressort

| | Cressort (N.m) |
|-------------------|----------------|
| Début déroulement | 0.86 |
| Fin déroulement | 0.45 |

5- Caractéristiques de la machine à courant continu.

5.1- Fonctionnement de la machine à courant continu en moteur.

5.1.1.- Méthode classique.

Afin de déterminer la résistance de l'enroulement R, la constante de couple et de force électromotrice k, on alimente la machine en courant continu.

Mesure de la résistance : A rotor bloquée, E=0 donc

$$R = \frac{U}{I} \quad R=2.3 \Omega$$

Mesure de k : On applique une tension continue, on relève I et N en tr/min à l'aide d'un tachymètre numérique (optique). On détermine

$$k = 60. \frac{U - R.I}{N.2.\pi}$$

pour plusieurs relevés de U et en déduire :

$$k=0.0095 \text{ V.s/rad.}$$

5.1.2.- Méthode de la pseudo-inverse.

Dans la méthode précédente, les valeurs obtenues reposent sur une mesure de R dans une situation particulière (rotor bloqué) et peuvent donc facilement être entachées d'erreurs. On peut alors chercher à obtenir k et R à partir d'un grand nombre de mesures.

On considère que la loi $U = k.\Omega + R.I$ est vraie. On effectue n mesures, dans des conditions diverses (pas nécessairement à vide, ce qui est le cas d'ailleurs si l'on entraîne le tachymètre). On peut écrire :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega_1 & I_1 \\ \Omega_2 & I_2 \\ \vdots & \vdots \\ \Omega_n & I_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k \\ R \end{bmatrix}$$

où k et R sont les inconnues.

Ce système est de la forme $U=M.P$, où M est la matrice des mesures, et P la matrice des paramètres à déterminer. Aucune des matrices n'est carrée.

Ce système linéaire à 2 inconnues ne peut être résolu tel quel puisqu'il est surdéterminé (plus d'équations que d'inconnues). Mais l'on peut trouver les meilleures valeurs de R et de k qui approchent au mieux (au sens des moindres carrés) les n équations. Pour cela, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \Omega_1 & \Omega_2 & \dots & \Omega_n \\ I_1 & I_2 & \dots & I_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega_1 & \Omega_2 & \dots & \Omega_n \\ I_1 & I_2 & \dots & I_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1 & I_1 \\ \Omega_2 & I_2 \\ \vdots & \vdots \\ \Omega_n & I_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k \\ R \end{bmatrix}$$

c'est-à-dire $M^t.U=(M^t.M).P$

Dans ce cas, la matrice $(M^t.M)$ est carrée et elle est donc inversible, on peut alors écrire pour trouver R et k : $P = (M^t.M)^{-1}.M^t.U$

La matrice $(M^t.M)^{-1}.M^t$ est appelée la pseudo-inverse de M et l'on montre qu'elle minimise l'erreur quadratique.

Mesure du courant de démarrage : Par simple mesure, on relève le courant qui vainc le couple de frottement sec et qui provoque la rotation du rotor.

$$I_d=60 \text{ mA}$$

5.2- Fonctionnement en génératrice.

Le but est de tracer les caractéristiques "courant, vitesse et rendement" en fonction du couple

(figure 7), pour une tension de charge constante de 3V (imposée par la batterie et la diode en série dans le système étudié), qui permettront de déduire les points de fonctionnement de la génératrice brs du déroulement du ressort.

Pour cela, on détermine le couple de frottement sec C_s . Sachant que $C=k.I+C_s$, à $I=0$, on a $C_s=k.Id$.

Pour différentes valeurs de I , on détermine :

$$C=k.I+C_s, \Omega = \frac{U + R.I}{k} \text{ donc } N \text{ et le rendement}$$

$$\eta = \frac{U_{géné} \cdot I_{géné}}{C \cdot \Omega_{géné}} = \frac{k \cdot U_{géné} \cdot (C - C_s)}{C \cdot [k \cdot U_{géné} + R(C - C_s)]}$$

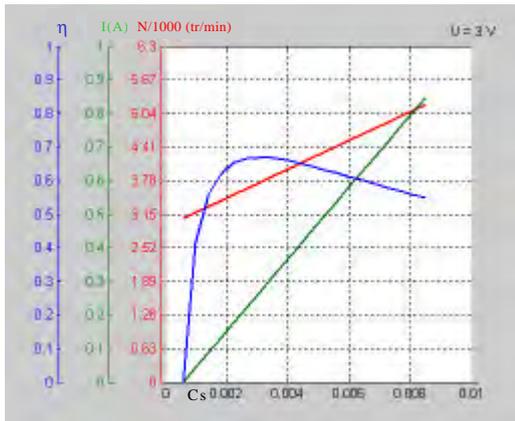


Figure 7 – Rendement, courant et vitesse de la génératrice en fonction du couple pour $U=3V$

On peut alors déterminer le rapport de surmultiplication $m_{\eta_{max}}$ pour un fonctionnement de la génératrice à son rendement maximal.

Les relevés de la figure 7, nous permettent de déterminer $N_{mcc, \eta_{max}}=3736 \text{ tr/min}$ et $C_{mcc, \eta_{max}}=3.1 \text{ mN.m}$ qui devraient être le couple moyen ramené à la génératrice (en négligeant le couple de pertes du train d'engrenages).

Sachant que le couple moyen fourni par le ressort est d'environ 650 mN.m , on en déduit le rapport optimum, soit $m_{\eta_{max}} \approx 210$.

On constate que $m_{constructeur} \neq m_{\eta_{max}}$ donc on peut prévoir que le rendement de la génératrice sera inférieur à son rendement maximal de 67 %.

6- Mesures et analyse énergétique de la phase de déroulement du ressort.

6.1- Instrumentation.

L'instrumentation de la radio (figure 8) permet de :

- faire fonctionner la m.c.c en génératrice ou en moteur, à vide ou en charge ;
- mesurer la tension aux bornes de la génératrice ;
- mesurer la tension aux bornes de la batterie ;

- mesurer le courant dans la génératrice et dans la batterie en utilisant le convertisseur courant/tension approprié (figure 9) ;
- mettre en service ou non le panneau photovoltaïque que à l'aide d'un interrupteur.

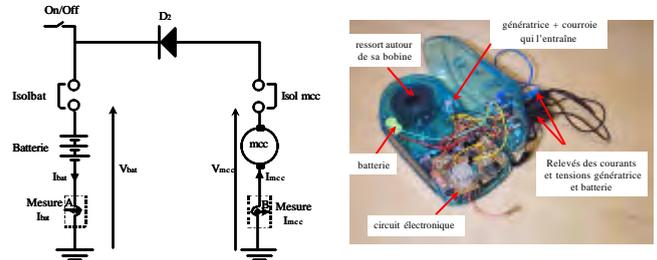


Figure 8 – Instrumentation de la radio (électrique)

Il est conseillé de mettre une résistance de 10Ω (3W) en sortie pour couper le son lors des essais.

Idées de réalisation pour relever l'image du courant :

Les montages électroniques de la figure 8 permettent d'obtenir les images des courants. Ces structures sont destinées à être reliées à une carte d'acquisition afin de traiter les différents signaux à l'aide d'un logiciel. Les résistances (R_2+R_3) permettent de fixer le gain de la conversion courant/tension et seront adaptées à la pleine échelle des convertisseurs analogiques/numériques.

Les filtres RC passe-bas permettent de supprimer les bruits parasites dus au collecteur de la machine à courant continu.

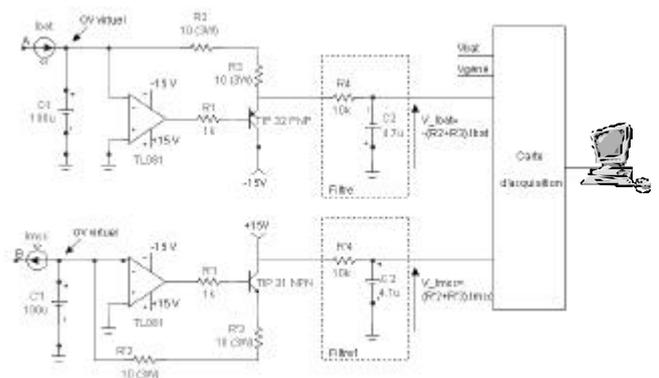


Figure 9 – Schéma électronique pour l'acquisition des courants

L'étude de cette structure (et la nécessité d'utiliser des transistors) constitue un TP à part entière.

6.2- Générateur entraînée par le déroulement du ressort.

La figure 10 montre les tensions aux bornes de la génératrice et de la batterie, ainsi que le courant fourni par la génératrice égal à celui absorbé par la batterie (circuit électronique audio hors tension).

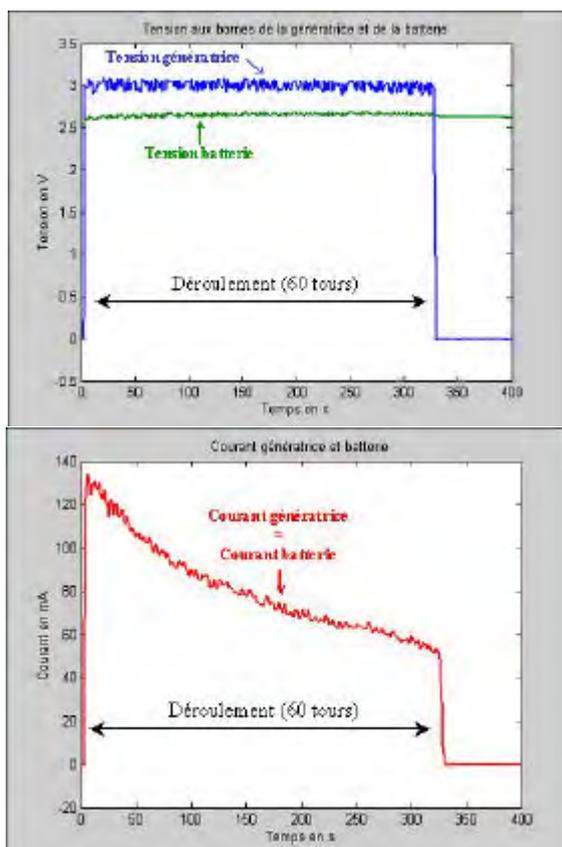


Figure 10 – Tensions, courants de la génératrice à collecteur et de la batterie

De ces tensions et courants, on en relève (tableau 2) les valeurs en début et en fin de déroulement :

Tab.2 – Relevé des grandeurs lors du déroulement

| | $U_{\text{gén}} (V)$ | $I_{\text{gén}} (mA)$ | $U_{\text{bat}} (V)$ | $I_{\text{bat}} (mA)$ |
|-------------------|----------------------|-----------------------|----------------------|-----------------------|
| Début déroulement | 2.97 | 134 | 2.59 | 134 |
| Fin déroulement | 2.99 | 53 | 2.66 | 53 |

La différence observée, entre la tension aux bornes de la génératrice et celle aux bornes de la batterie, s'explique par l'analyse du schéma électronique (figure 11) de l'alimentation audio et la recharge de la batterie.

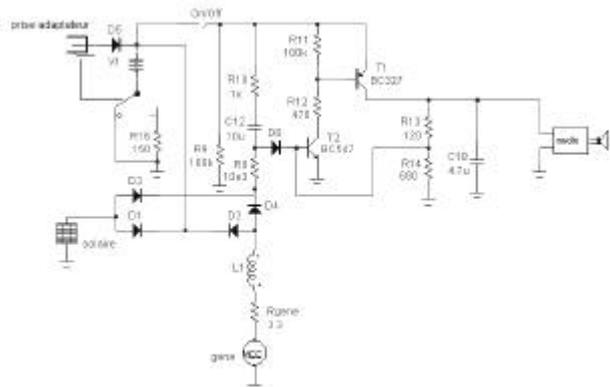


Figure.11 – Schéma de l'électronique de l'alimentation de l'audio et recharge de la batterie

La batterie est directement chargée par l'intermédiaire d'une diode en série (absence de régulation) qui provoque une chute de tension de l'ordre de 0.4 V.

La self L1 en série avec la génératrice permet de filtrer le courant fourni par celle-ci.

Les transistors T1 et T2 servent à couper l'alimentation de la partie Radio Fréquence lorsque la tension batterie descend en dessous d'une certaine valeur. Lorsque le potentiel aux bornes de R14 est insuffisant, T2 se bloque, bloquant à son tour T1. Le circuit audio n'est plus alimenté, donc plus de son, et plus de décharge de la batterie.

A la fermeture de l'interrupteur ON/OFF, T2 est mis en conduction par R12-C12-D6. T1 conduit alors et, si la tension batterie est suffisante, maintient la conduction de T2.

Il n'est pas évident que cette structure un peu « farfelue » présente un intérêt pédagogique. Néanmoins, il y a là une source de TD sur la polarisation des transistors. Pour information, le circuit audio utilisé est le CXA1691 de SONY, qui se caractérise par une plage d'alimentation de 2 à 7,5 V et une très faible consommation, particulièrement adaptée ici.

Connaissant la tension et le courant aux bornes de la génératrice, et ayant déterminé les courbes caractéristiques de fonctionnement de la génératrice, on en déduit le lieu des points de fonctionnement lors du déroulement (figure 12).

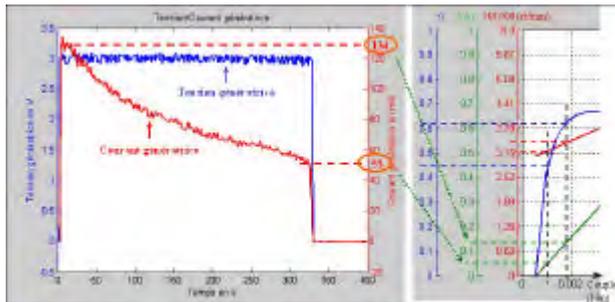


Figure 12 – Détermination des points de fonctionnement de la génératrice

Tab.3 – Points de fonctionnement de la génératrice

| | U _{gén} (V) | I _{gén} (mA) | C _{gén} (mN.m) | N _{gén} (tr/min) | η _{gén} (%) |
|-------------------|----------------------|-----------------------|-------------------------|---------------------------|----------------------|
| Début déroulement | 2.97 | 134 | 1.8 | 3399 | 62 |
| Fin déroulement | 2.99 | 53 | 1.1 | 3194 | 45 |

D'après la figure 12 et le tableau 3, on remarque que la génératrice ne travaille pas à son point de rendement maximum, ce qui confirme que le rapport de surmultiplication du constructeur est mal choisi. En outre, l'accumulateur reçoit un courant relativement modéré eu égard à sa capacité (environ 1/10^{ème} à 2/10^{ème} de sa capacité).

Connaissant le couple fourni au ressort ramené à la génératrice C_{ressort} et le couple fourni à la génératrice, on en déduit le couple de pertes dans le train d'engrenage, tableau 4 :

Tab.4 – Bilan des couples mécaniques

| | C _{ressort} (mN.m) | C _{gén} (mN.m) | C _{perdes} (mN.m) |
|-------------------|-----------------------------|-------------------------|----------------------------|
| Début rembobinage | 2.6 | 1.8 | 0.8 |
| Fin rembobinage | 1.3 | 1.1 | 0.2 |

L'énergie restituée par la génératrice et l'énergie stockée dans la batterie ne sont pas identiques (figure 13), la différence est perdue dans le circuit électronique, principalement dans la diode. Le rendement énergétique électrique, sur le cycle complet de recharge, est de 88 % (76 J produits par la génératrice et 67 J transférés dans l'accu.).

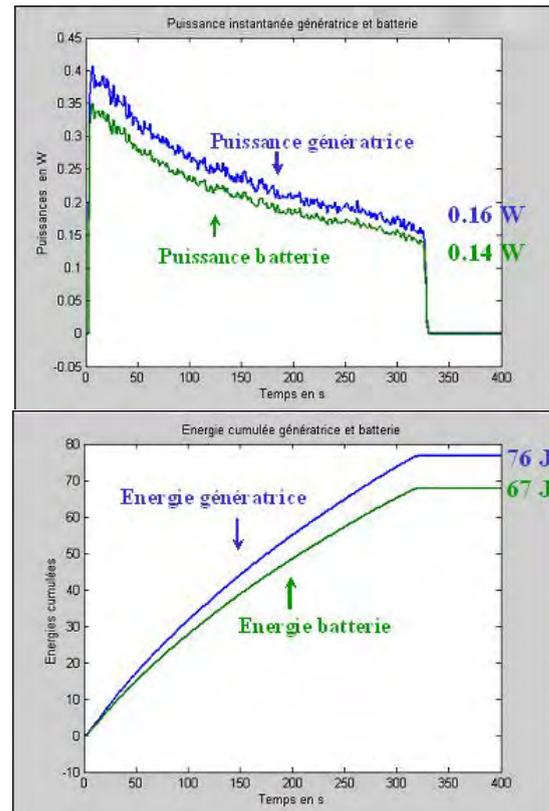


Figure 13 – Puissances instantanées et énergies

Sachant que la capacité de l'accumulateur est de 600 mA.h sous 2.4 V, on détermine l'énergie maximale que peut stocker la batterie : $E = C \cdot U_{bat}$
 $\Rightarrow E = 600 \cdot 10^{-3} \cdot 2.4 \approx 1.44 \text{ Wh}$ soit 5200 J.

Cette énergie correspond à 24 remontages du ressort de 60 tours (=1440 tours !) sachant qu'un remontage du ressort prend environ 1 minute, suivi du déroulement (bruyant !) du ressort pendant environ 6 minutes.

7- Bilan énergétique global.

De ces différents essais, nous en déduisons le rendement de la partie conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique de la radio (figure 14) qui est de l'ordre de 30%.

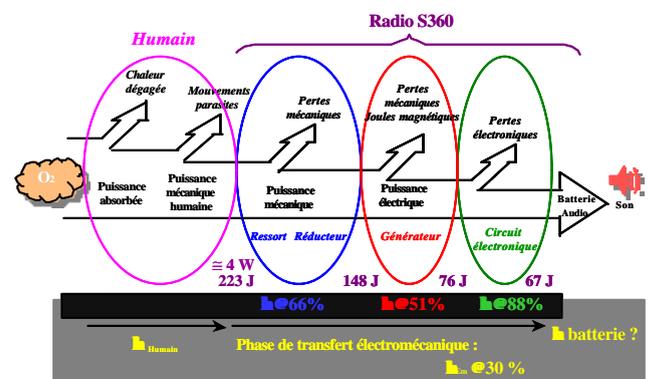


Fig.14 – Puissances instantanées et énergies

8- Conclusions.

8.1- Conclusions scientifiques.

Nous avons effectué les essais permettant de caractériser une chaîne complète de conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique.

Notons les avantages d'un système à ressort :

- il permet d'emmagasiner l'énergie avec une puissance plus élevée que celle de décharge (rapport 6 environ en considérant un remontage à 1 tr/s), ce qui permet de réduire la puissance de dimensionnement du système électrique ;
- il encaisse d'éventuels sauts de puissance dus à la manipulation ;
- il permet un transfert de l'énergie dans des conditions indépendantes du comportement de l'utilisateur et autorise une simplification considérable de la chaîne de conversion électrique ;
- l'accumulateur reçoit une puissance relativement faible, favorable à sa durée de vie.

Mais une rupture de la manivelle lors d'un remontage rapide a montré que la fiabilité n'était pas excellente, bien que le ressort ne soit pas en cause.

Et nous pouvons considérer que le rendement de la chaîne de conversion électromécanique de 30 % de ce système est très faible.

On peut alors s'interroger sur l'utilité d'un ressort lourd, encombrant, dont le déroulement lent et bruyant contribue à un certain inconfort d'écoute, s'il s'agit de stocker l'énergie dans un accumulateur, avant son utilisation.

Nous n'avons pas abordé le fonctionnement par d'autres sources, solaire ou secteur. Il s'avère que la surface du panneau photovoltaïque que situé au-dessus de l'appareil nécessite, pour avoir une réelle efficacité d'alimentation de la radio, d'être exposé en plein soleil. Cependant, il est possible de faire des mesures sur le courant de charge en fonction de la distance d'une source lumineuse pour quantifier l'efficacité de cette possibilité de recharge.

8.2- Conclusions pédagogiques.

Grâce à cette petite radio, nous pouvons traiter de façon théorique, puis concrète, une multitude de

thèmes selon les élèves auxquels on s'adresse, notamment les notions fondamentales d'énergie, de puissance et de transfert.

En plus de la compréhension et la détermination de la chaîne de conversion d'énergie vues dans cette article, nous pouvons aborder d'autres thèmes, comme par exemple :

- la prédétermination et réalisation de l'instrumentation ;
- l'"informatique industrielle" pour l'acquisition des grandeurs à l'aide d'une carte d'acquisition multi-voies ;
- l'approximation d'un ensemble de points par une courbe polynomiale, intégration numérique, etc...
- l'intérêt du système à ressort par rapport à un stockage direct de l'énergie humaine dans la batterie ;
- l'apport d'un convertisseur statique qui ferait fonctionner la génératrice à son rendement maximum ;

9- Bibliographie.

- [1] TURRI S., POULIN G., « Dispositifs électromécaniques exploitant l'énergie des mouvements humains », Energie portable : autonomie et intégration dans l'environnement humain. 21-22 mars 2002 – ENS Cachan – Journées Electrotechniques du Club EEA.
- [2] TURRI S., MULTON B., BEN AHMED H., MILLER D., MULTON F., DELAMARCHE P., « Caractérisation d'un générateur portable : de l'énergie humaine à l'électricité », Génie Electrique Vie et Qualité (GEVIQ 2002), Marseille 12-13 juin 2002.
- [3] Freeplay Energy, Grande Bretagne, site web : <http://www.freeplay.net>.
- [4] BAYLIS T.G. « *Spring operated current generator for supplying controlled electric current to a load* », Baylis Generators Limited, Twickenham, Grande Bretagne - Brevet N° US 5917310, 29 juin 1999, 18 pages.

CARACTÉRISATION DES MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES CONCEPTION ET UTILISATION D'UN LOGICIEL

Dominique JACOB
IUT GEII – POITIERS

Résumé : On présente l'écriture et l'utilisation d'un logiciel permettant le relevé expérimental du cycle d'hystérésis et la caractérisation des matériaux magnétiques. Ainsi on utilise l'attrait des étudiants pour la programmation pour leur faire réaliser une étude scientifique qui donne lieu à des rappels sur la matière aimantée et le calcul des circuits magnétiques à aimants.

Cet article, publié dans la revue "Technologies et Formations" n° 105 de décembre 2002, est reproduit ici avec l'aimable autorisation de PYC Edition

1. Présentation

1.1 Les raisons de cette étude

Georges CHARPAK faisait remarquer dans une émission radiodiffusée qu'à mesure que la population a accès à des dispositifs "scientifiques", la culture scientifique fondamentale est abandonnée au profit de la seule utilisation de ces dispositifs. Il semble qu'il en va de même pour la formation des techniciens. On leur enseigne à utiliser des technologies en négligeant les aspects scientifiques fondamentaux.

Ainsi l'objet de cette étude, consacrée à la caractérisation des matériaux magnétiques, est tout à fait classique et fondamental en électrotechnique mais semble bien délaissé aujourd'hui. En effet, nos étudiants d'aujourd'hui sont, en général, plus motivés par les disciplines "modernes" comme l'informatique, plutôt que par l'électrotechnique. L'apprentissage de l'informatique ne nécessite pas (ou peu au début) de connaissance antérieure alors que les disciplines traditionnelles sont fondées sur des bases scientifiques profondes. De plus, l'étudiant en informatique a le sentiment d'être immédiatement créatif (il anime des écrans) alors que la concrétisation d'un travail technique est bien plus fastidieuse. Il y a un grand pas entre le monde virtuel et le monde réel..

La connaissance des propriétés essentielles des matériaux magnétiques est indispensable aux techniciens en Génie Électrique. Cependant cet apprentissage de base ne semble pas attractif pour nos étudiants qui n'y voient aucun intérêt immédiat. Aussi, afin de profiter du goût pour l'informatique tout en donnant l'occasion d'étudier les matériaux magnétiques on propose l'écriture et l'utilisation d'un logiciel permettant de relever expérimentalement le cycle d'hystérésis des matériaux magnétiques. On aboutit ainsi à un travail attirant pour l'étudiant tout en permettant une étude fondamentale.

1.2 Principe de la mesure expérimentale du cycle d'hystérésis

Le matériau magnétique à caractériser forme un circuit fermé sur lequel on réalise deux enroulements. On a ainsi un transformateur schématiquement présenté figure 1.

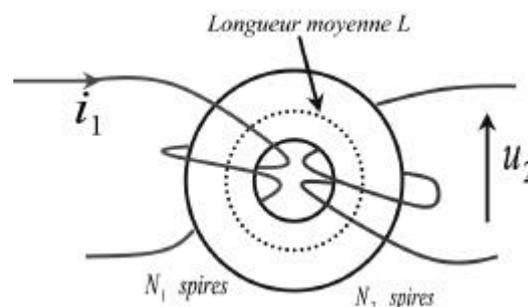


Figure 1 : Notations utilisées sur le "transformateur".

La bobine de N_1 spires est alimentée en courant alternatif, i_1 , pour créer l'excitation magnétique H , la bobine de N_2 spires est à vide et permet de mesurer la tension induite u_2 et d'en déduire le champ magnétique B .

Le circuit magnétique est supposé être un tore de longueur moyenne L et de section droite S telle que $\sqrt{S} \ll L$, ainsi on peut considérer que l'excitation magnétique H et le champ B sont constants en tout point du matériau magnétique.

Le théorème d'Ampère appliqué sur la ligne moyenne du tore conduit à: $H.L = N_1.i_1$ soit

$$H = \frac{N_1.i_1}{L}$$

Le matériau ainsi excité est le siège d'un champ B qui dépend de H et du matériau. Le but de ce travail est de relever la relation $B = f(H)$ dont le graphe constitue le cycle d'hystérésis.

Pour obtenir B on dispose de la tension induite dans la bobine de N_2 spires, $u_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} = N_2.S \frac{dB}{dt}$ où

$\phi = B.S$ est le flux dans une spire.

Soit :
$$B(t) = \frac{1}{N_2 S} \times \int_0^t u_2(x) \cdot dx$$

Le transformateur étant excité par le courant alternatif i_1 de période T, les opérations à effectuer pour le relevé du cycle B(H) sont donc les suivantes :

- mesure de i_1 et u_2 pendant au moins une période T.
- calcul de H
- calcul de B par intégration numérique
- tracé de B en fonction de H.

Le logiciel devra ensuite exploiter ces mesures afin de caractériser le matériau magnétique (pertes volumiques, perméabilité, énergie volumique) .

2. Le relevé expérimental du cycle d'hystérésis

2.1 Matériels et logiciels utilisés

La figure 2 présente le dispositif expérimental. Le circuit est excité de façon variable en utilisant un autotransformateur réglable. La mesure sur une période des signaux i_1 et u_2 nécessite une carte d'acquisition analogique, d'un capteur d'intensité (un transformateur d'intensité à effet Hall), un atténuateur qui permet d'adapter le signal à mesurer à la dynamique de la carte d'acquisition (-5V à +5V dans notre cas). L'acquisition sur une période nécessite aussi l'emploi d'un timer (on aurait pu utiliser celui de la carte mère du PC). Le développement de l'application doit être rapide et conduire à un produit convivial, on a pour cela adopté le compilateur Borland C++ Builder.

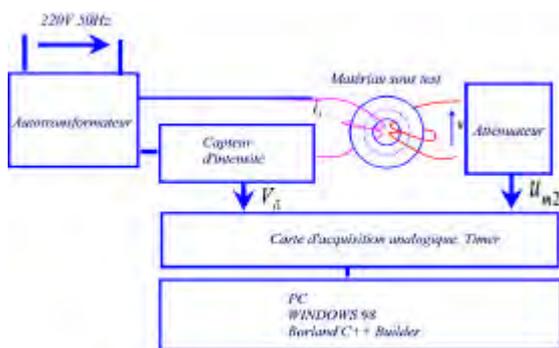


Figure 2 : Le dispositif expérimental.

2.2 L'échantillonnage des signaux

Les signaux à acquérir i_1 et u_2 ont une fréquence de 50 Hz. On impose 100 points mesurés par période, ce qui conduit à une fréquence d'échantillonnage $f_c = \frac{1}{T_c} = 50 \times 100 = 5 \text{ kHz}$. Le composant Timer disponible avec Borland C++ Builder ne permet d'obtenir que $f_c < 8.2 \text{ Hz}$; on a donc choisi de procéder par scrutation de la sortie d'un timer générant un signal à la fréquence de 5 kHz. On lit en

permanence ce signal et quand on détecte le front montant on effectue la mesure des signaux i_1 et u_2 . Pour s'assurer de la priorité de la scrutation on interdit les interruptions matérielles pendant cette phase, ainsi Windows apparaît « bloqué » pendant la durée de l'acquisition (20 ms environ ce qui n'est pas décelable par l'utilisateur).

Ceci conduit au code suivant pour acquérir les signaux nommés Vi1, et Um2 dont les échantillons sont placés dans deux tableaux, b0 est un signal carré à la fréquence de 5 kHz, b0prec est la valeur de b0 lors de la précédente lecture. N_point est le nombre de mesures à effectuer, pour acquérir une période complète de 50 Hz il faut N_point=100.

```

k=0; //indice du tableau et rang de l'échantillon
b0prec=1; //initialisation
_disable(); //on interdit les interruptions
while(k <= N_point) //on désire effectuer N_point mesure
des signaux
{
    b0=inportb(0x340) & 1; //lecture (scrutation) de b0
    if (b0 > b0prec) //si b0 vient de réaliser un
                    //front montant, (passage de 0 à 1)
    {
        // mesure du courant sur le canal 2
        Vi1[k] = acquerir_bipol_volt(2);
        // mesure de la tension sur le canal 1
        Um2[k] = acquerir_bipol_volt(1);
        // le rang des acquisitions augmente de 1
        // car une nouvelle acquisition vient de se
        // produire
        k++;
    }
    b0prec = b0; //on sauvegarde la valeur actuelle
                //de b0 afin de pouvoir la
                //comparer à la prochaine et ainsi
                //détecter un front montant
}
_enable(); // les acquisitions sont effectuées on peut
           // autoriser les interruptions
    
```

2.3 Le traitement de base des acquisitions

À l'issue de la phase d'acquisition on dispose des échantillons Vi1[k] et Um2[k] (pour k de 0 à N_points) qui sont les images des signaux physiques i_1 et u_2 .

La chaîne d'acquisition n'est pas parfaite et peut comporter un décalage. Ici il est aisé de compenser ce décalage car on sait que $\langle i_1 \rangle = 0$ et $\langle u_2 \rangle = 0$

($\langle x \rangle$ désigne la valeur moyenne sur une période du signal x)

Le calibre du capteur d'intensité est noté s et le décalage de la chaîne de mesure du courant est noté D_i , le signal mesuré est donc: $V_i = s \cdot i_i + D_i$, comme $\langle i_1 \rangle = 0$ on déduit $D_i = \langle V_i \rangle$ qui est aisée à calculer

($\langle V_i \rangle = \frac{1}{N} \times \sum_{k=0}^{N-1} V_i[k]$). On obtient ainsi:

$$i_i = \frac{1}{s} (V_i - \langle V_i \rangle) \text{ et de là } H = \frac{N \cdot i_i}{L}$$

De même pour la mesure de la tension on a $U_m = a \cdot u_2 + D_u$ (a est le coefficient d'atténuation de l'atténuateur et D_u est le décalage de la chaîne de mesure) d'où $D_u = \langle U_m \rangle$ et :

$$u_2 = \frac{1}{a} (U_m - \langle U_m \rangle)$$

Il est indispensable que u_2 ait une valeur moyenne nulle car il est ensuite intégré pour calculer B .

2.4 Le calcul de B par intégration numérique

On dispose des valeurs $u_2(k \cdot T_e) = u_{2k}$ pour k de 0 à N représentant l'évolution de la tension sur une période T , $T_e = \frac{T}{N}$ est la période d'échantillonnage. On cherche à calculer les valeurs $B(kT_e) = B_k$ pour k de 0 à N .

$$\text{On a } B(t) = \frac{1}{N_2 \cdot S} \times \int_0^t u_2(x) \cdot dx$$

soit à l'instant $t = kT_e$:

$$B(kT_e) = B_k = \frac{1}{N_2 \cdot S} \times \int_0^{kT_e} u_2(x) \cdot dx$$

$$\Leftrightarrow B_k = \frac{1}{N_2 \cdot S} \int_0^{(k-1)T_e} u_2(x) \cdot dx + \int_{(k-1)T_e}^{kT_e} u_2(x) \cdot dx \\ = B_{k-1} + \frac{1}{N_2 \cdot S} \int_{(k-1)T_e}^{kT_e} u_2(x) \cdot dx$$

Selon la méthode des rectangles on écrit :

$$\int_{(k-1)T_e}^{kT_e} u_2(x) \cdot dx \approx T_e \cdot u_{2k}$$

Selon la méthode des trapèzes on considère :

$$\int_{(k-1)T_e}^{kT_e} u_2(x) \cdot dx \approx T_e \cdot \left(\frac{u_{2k-1} + u_{2k}}{2} \right)$$

On réalise l'intégration selon l'une de ces deux relations :

$$B_k = B_{k-1} + \frac{T_e}{N_2 \cdot S} \cdot \left(\frac{u_{2k-1} + u_{2k}}{2} \right) \text{ ou } B_k = B_{k-1} + \frac{T_e \cdot u_{2k}}{N_2 \cdot S}$$

Ces relations récurrentes permettent de calculer les valeurs B_k pour k de 1 à N si on connaît la valeur initiale pour $k=0$. Malheureusement on ne connaît pas la valeur initiale B_0 mais on sait que la valeur moyenne sur une période T du champ magnétique est nulle, $\langle B \rangle = 0$. On calcule alors B en deux temps :

1: On impose $B'_0 = 0$ et on détermine $B'_k = B'_k + \frac{T_e}{N_2 \cdot S} \cdot \left(\frac{u_{2k-1} + u_{2k}}{2} \right)$ on obtient le signal B' tel

que $B'(t) = \frac{1}{N_2 \cdot S} \times \int_0^t u_2(x) \cdot dx$ mais $\langle B'(t) \rangle \neq 0$

2: On détermine $\langle B' \rangle = \frac{1}{N+1} \sum_{k=0}^N B'_k$ que l'on retranche $B_k = B'_k - \langle B' \rangle$ pour imposer $\langle B \rangle = 0$.

On obtient alors le champ magnétique, B , satisfaisant $B(t) = \frac{1}{N_2 \cdot S} \times \int_0^t u_2(x) \cdot dx$ et $\langle B \rangle = 0$.

Ces opérations se traduisent en langage C selon le code ci-dessous.

```
B[0]=0; // initialisation quelconque de B[0] car la
// valeur initiale réelle est inconnue
// N_point, est le nombre de valeurs mesurées
for (int i=1; i<=N_point; i++) // intégration par la
// méthodes des rectangles
    B[i]=U[i]*Te/(n2*s)+B[i-1];
float bmoy=0; // calcul de la valeur moyenne sur
// une période, bmoy. nperiode=T/Te
// est le nombre de valeurs sur une
// période T
for (int i=0; i<nperiode; i++) {
    bmoy=bmoy+B[i];
}
bmoy=bmoy/nperiode;
// on retranche la valeur moyenne pour obtenir <B>=0
for (int i=0; i<=N_point; i++) {
    B[i]=B[i]-bmoy;
}
```

2.5 Le calcul des pertes "fer" volumiques

Le transformateur absorbe la puissance $P = \frac{1}{T} \int_0^T u_i \cdot i(t) \cdot dt$

La bobine alimentée par le courant i_1 possède la résistance r_1 , d'où $u_1 = r_1 \cdot i_1 + N_1 S \frac{dB}{dt}$

Soit $P = \frac{1}{T} \int_0^T r_1 \cdot i_1^2 \cdot dt + \frac{N_1 S}{T} \int_0^T i_1 \cdot \frac{dB}{dt} \cdot dt$ on introduit $H = \frac{N_1 i_1}{L}$ d'où $P = \frac{1}{T} \int_0^T r_1 \cdot i_1^2 \cdot dt + \frac{L \cdot S}{T} \int_0^T H \cdot dB = P_1 + P_e$

Le terme $P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T r_1 \cdot i_1^2 \cdot dt$ est la puissance due à l'effet Joule dans la bobine.

Le terme $P_e = \frac{L \cdot S}{T} \int_0^T H \cdot dB$ est la puissance dissipée dans le matériau magnétique (pertes "fer") par hystérésis et courants de Foucault.

On retrouve que $\int_{0}^T H \cdot dB = \frac{P_{Fe} T}{L \cdot S} = \frac{W}{L \cdot S}$ qui s'exprime en $\frac{J}{m^3}$ est l'énergie dissipée dans le volume $L \cdot S$ de matériau lors de chaque cycle.

La connaissance du cycle d'hystérésis permet ainsi de déterminer les pertes volumiques. Une intégration numérique convient.

Dans notre cas on dispose de $u_2 = N_2 \cdot S \cdot \frac{dB}{dt}$ (soit $dB = \frac{u_2}{N_2 S} dt$) le calcul des pertes fer est alors plus aisé en considérant que :

$$P_{Fe} = \frac{L \cdot S}{T} \int_0^T H \cdot dB = \frac{L \cdot S}{T} \int_0^T \frac{N_1 i_1}{L} \cdot \frac{u_2}{N_2 S} dt$$

$$= \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \cdot i_1 dt$$

Il n'est pas nécessaire de connaître la résistance de la bobine, le calcul $P_{Fe} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \cdot i_1 dt$ donne directement les pertes "fer" uniquement alors que l'expression $P = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \cdot i_1 dt$ donne la somme des pertes "fer" et des pertes Joule.

On calcule donc les pertes "fer" volumiques à partir des échantillons de la tension secondaire et du courant primaire selon la relation :

$$p = \frac{P_{Fe}}{L \cdot S} = \frac{1}{L \cdot S} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{1}{N_2 + 1} \sum_{k=0}^N u_{2k} \cdot i_{1k}$$

Bien sûr ces pertes ne sont valables que pour la fréquence d'essai.

2.6 Le champ magnétique dans la matière aimantée: rappels

Un aimant est caractérisé par son moment magnétique \vec{M} exprimé en $A \cdot m^2$ [LOR]. Un aimant de moment magnétique \vec{M} placé dans un champ extérieur \vec{B} est soumis à un couple $\vec{C} = \vec{M} \wedge \vec{B}$. C'est cette expression qui permet de calculer le couple sur l'aiguille aimantée d'une boussole.

Soit, dv , un volume infinitésimale de matériau magnétique dont le moment magnétique est dM , on définit la densité volumique du moment magnétique $\frac{dM}{dv}$, elle s'exprime en A/m comme l'excitation magnétique H .

On définit l'aimantation par $I = \mu_0 \frac{dM}{dv}$ qui s'exprime alors en Tesla.

Le champ magnétique à l'intérieur du matériau est alors donnée par $B = \mu_0 H + I$.

Cette relation n'est quasiment jamais citée dans les ouvrages d'électrotechnique à l'usage du technicien alors que pourtant elle est fondamentale.

Elle montre que le champ magnétique dans la matière est dû à la superposition de deux termes :

- $\mu_0 H$: contribution du champ dans le vide
- I : contribution de matière aimantée seule

Pour les matériaux linéaires on a $\frac{dM}{dv} = \chi \cdot H$ où

χ est la susceptibilité magnétique. Dans ce cas

$$B = \mu_0 H + I = \mu_0 H + \mu_0 \chi H = \mu_0 (1 + \chi) \cdot H$$

La perméabilité relative du matériau est définie par

$$B = \mu_0 \mu_r \cdot H \text{ soit } \mu_r = 1 + \chi$$

Mais les matériaux magnétiques ne sont pas linéaires et on doit utiliser la relation $B = \mu_0 H + I$.

Le champ rémanent, B_r , est la valeur du champ lorsque le matériau n'est pas excité ($H=0$). Cette valeur donne la valeur de l'aimantation du matériau

$$B_r = I(H=0) = I_r$$

En supposant l'aimantation constante dans le matériau et indépendante de H on peut estimer le moment magnétique d'un aimant de volume V par la relation $M = I \cdot V \approx B_r \cdot V$.

L'excitation coercitive, H_c , est la valeur de l'excitation qui permet de démagnétiser un aimant créé avec ce matériau. Ces quantités sont définies figure 3 et sont utiles pour les matériaux magnétiques destinés à la fabrication d'aimants permanents.

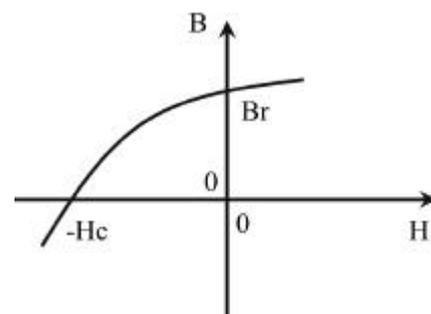


Figure 3 : Définition de B_r et H_c .

2.7 Détermination de l'aimantation rémanente et de l'excitation coercitive

On dispose de N valeurs B_k et H_k du cycle d'hystérésis.

Pour déterminer le champ rémanent, B_r , on cherche la valeur kr telle que

$$B[kr] > 0, H[kr] > 0, B[kr+1] > 0, H[kr+1] < 0$$

alors B_r est obtenu par interpolation linéaire comme indiqué figure 4.

Entre les points $(B[kr], H[kr])$ et $(B[kr+1], H[kr+1])$ l'approximation de cette portion de cycle à une droite conduit à

$$B = B[kr+1] + \frac{B[kr] - B[kr+1]}{H[kr] - H[kr+1]}(H - H[kr+1])$$

Pour $H=0$ on a $B=B_r$ soit

$$B_r \approx B[kr+1] - \frac{B[kr] - B[kr+1]}{H[kr] - H[kr+1]} H[kr+1]$$

On procède de même pour déterminer le champ coercitif $-H_c$. On cherche la valeur kc telle que

$$B[kc] > 0 > H[kc] < 0 < B[kc+1] < 0 < H[kc+1] < 0$$

et alors

$$H_c \approx H[kc+1] - \frac{H[kc] - H[kc+1]}{B[kc] - B[kc+1]} B[kc+1]$$

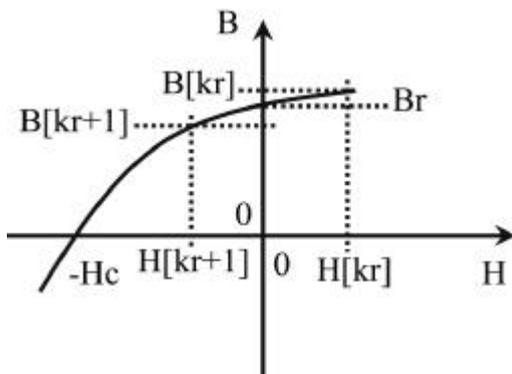


Figure 4 : Interpolation du champ rémanent B_r .

Cette recherche peut se coder en C comme ci-dessous.

```
for(int k=0;k<nperiode ;k++) { //recherche du champ rémanent Br
    if(B[k]>0 && B[k+1]>0 && H[k]>0 && H[k+1]<0)
        kr=k; // la valeur de k donnant Br
    else error = 1; // cas où on ne trouve jamais la condition
}

// calcul de Br
float pente = (B[kr]-B[kr+1]) / (H[kr]- H[kr+1]);
float Br=B[kr+1]-pente * H[kr+1];
```

2.8 Principe de l'inductance saturable, perméabilité dynamique

Lorsque le matériau doit servir à réaliser des inductances, la perméabilité est une caractéristique primordiale. On étudie ici le principe d'une inductance saturable. On bobine deux enroulements (N spires alimentées par le courant I et n spires alimentées par le courant i) sur un circuit magnétique, cf. figure 5.

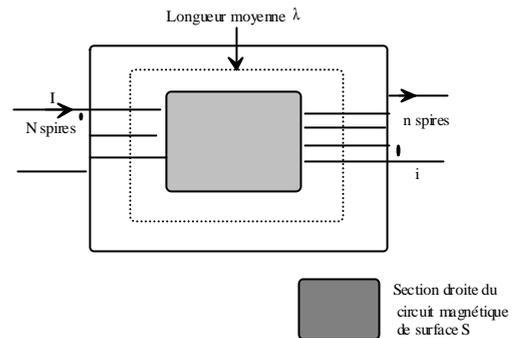


Figure 5 : Inductance saturable.

D'après le théorème d'Ampère (attention au sens du bobinage et des courants) :

$$n \cdot i + N I = H \cdot \lambda \text{ d'où } H = \frac{n \cdot i + N I}{\lambda}$$

et on en déduit le champ magnétique, $B_{(H)}$, dans le matériau en utilisant la courbe d'hystérésis du matériau.

Le flux dans une section, S, s'exprime alors: $\varphi = B_{(H)} \cdot S$

Si le courant i dans la bobine de n spires varie, il apparaît à ses bornes la tension, $u = n \frac{d\varphi}{dt}$, soit

$$u = n \cdot S \frac{dB_{(H)}}{dt} = n \cdot S \frac{dB}{dH} \frac{dH}{dt} \text{ or } H = \frac{n \cdot i + N I}{\lambda} \text{ soit } dH = \frac{n \cdot di}{\lambda}$$

$$\text{d'où : } u = \frac{n^2 \cdot S}{\lambda} \cdot \frac{dB}{dH} \cdot \frac{di}{dt}$$

Cette relation permet de définir l'inductance, l, de la bobine de n spires par : $u = l \cdot \frac{di}{dt}$

$$\text{il vient : } l = \frac{n^2 \cdot S}{\lambda} \cdot \frac{dB}{dH}$$

L'inductance de la bobine dépend de la pente $\frac{dB}{dH}$ qui est la perméabilité dynamique du matériau au point considéré $H = \frac{N \cdot I}{\lambda}$.

En commandant le courant I on modifie ce point H et donc la perméabilité dynamique $\frac{dB}{dH}$ ce qui conduit à commander l'inductance l.

Pour $I=0$ on a $\frac{dB}{dH} = \mu$ (perméabilité du matériau à faible champ) élevé donc l'inductance l est forte.

Si on augmente le courant I le matériau se sature et $\frac{dB}{dH}$ diminue, l'inductance diminue aussi.

Le courant I permet donc de commander la valeur de l'inductance en agissant sur la saturation du matériau d'ou le nom "inductance saturable". En général on place un entrefer sur ce type d'inductance.

Le logiciel calcule la perméabilité dynamique relative par la relation $\mu_{rel} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH} \approx \frac{1}{\mu_0} \frac{B[k] - B[k+1]}{H[k] - H[k+1]}$

2.9 Dimensionnement d'un aimant permanent, énergie magnétique

Dans le cas où le matériau magnétique est destiné à réaliser un aimant permanent une caractéristique importante du matériau est l'énergie volumique $W = -\frac{1}{2}B.H$

Considérons un aimant permanent destiné à créer un champ magnétique B dans un entrefer e selon la figure 6.

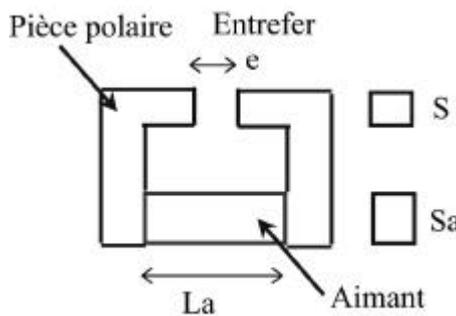


Figure 6: L'aimant permanent et le circuit magnétique.

Dans l'aimant de longueur L_a et de section S_a le champ magnétique est B_a et l'excitation magnétique est H_a .

Dans l'entrefer de longueur e et de section S le champ magnétique est B et l'excitation magnétique est H .

La conservation du flux permet d'écrire $B.S = B_a.S_a$ en réalité il existe des lignes de champ hors de l'entrefer on doit tenir compte d'un coefficient de fuite σ défini par $\sigma.B.S = B_a.S_a$. Pour une géométrie telle que celle de la figure 6, le coefficient de fuite σ peut atteindre 5 à 10, ([BRI]) c'est à dire que les fuites sont plus importantes que le flux utile.

Le théorème d'Ampère permet d'écrire : $H_a.L_a + H_e = 0$ en négligeant l'excitation magnétique dans les pièces polaires. En réalité il existe des entrefers inévitables entre les pièces du circuit et les pièces polaires ne sont pas infiniment perméables aussi on définit le coefficient de pertes de force magnétomotrice r_m tel que $H_a.L_a + r_m.H_e = 0$. Habituellement r_m va de 1,1 à 1,2 [BRI].

On souhaite imposer les dimensions de l'entrefer, e et S et le champ magnétique B .

La géométrie fixe r_m et σ .

On a choisi un type de matériau magnétique pour l'aimant, la caractéristique d'hystérésis $B_a = f(H_a)$ est connue.

On cherche les dimensions, L_a , S_a de l'aimant permettant de satisfaire ces contraintes.

- $H_a.L_a + r_m.H_e = 0$,
- $\sigma.B.S = B_a.S_a$,

- $B = \mu_0.H$,
- $B_a = f(H_a)$.

et les inconnues H_a, B_a, L_a, S_a .

En éliminant B et H il vient $B_a = -\mu_0 \frac{\sigma.S.L_a}{r_m.S_a.e} H_a$. Le point de fonctionnement (H_a, B_a) de l'aimant est situé à l'intersection du cycle d'hystérésis $B_a = f(H_a)$ et de la droite d'équation $B_a = -\mu_0 \frac{\sigma.S.L_a}{r_m.S_a.e} H_a$ comme indiqué figure 7.

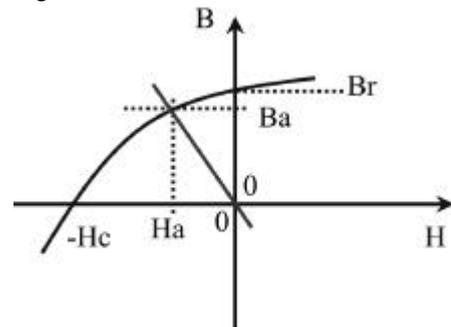


Figure 7 : Point de fonctionnement de l'aimant dans le circuit magnétique.

Le point de fonctionnement ne correspond pas à $H = 0$.

Le volume de l'aimant est $V_a = L_a.S_a = \frac{2.\sigma.r_m}{(-B_a.H_a)^2.\mu_0} B^2.S.e$

On a fait apparaître $W = \frac{B^2}{2.\mu_0} S.e$ qui est l'énergie magnétique dans l'entrefer, elle est imposée par le cahier des charges.

On observe que le volume de l'aimant est d'autant plus faible que l'énergie magnétique volumique $W_a = -\frac{1}{2}B_a.H_a$ est importante, on a donc intérêt à imposer comme point de fonctionnement (H_a, B_a) un point correspondant à une énergie $W_a = -\frac{1}{2}B_a.H_a$ maximale.

C'est pourquoi le logiciel permet de tracer la courbe $W_a = -\frac{1}{2}B_a.H_a$ en fonction de H_a . On peut ainsi trouver le meilleur point de fonctionnement pour un aimant.

3. Résultats expérimentaux

3.1 L'utilisation du logiciel

La face avant est présentée figure 8. L'utilisateur doit spécifier les dimensions géométriques du circuit magnétique et les nombres de spires. Il spécifie aussi la durée d'acquisition, la fréquence d'échantillonnage (limitée à 5 kHz) ainsi que la fréquence d'alimentation (souvent 50 Hz). Les calibres de mesure du courant et de la tension sont

également paramétrables. On peut alors lancer l'acquisition et observer les signaux acquis ainsi que le cycle d'hystérésis et les éléments caractéristiques du matériau magnétique, les pertes volumiques, la courbe de perméabilité dynamique, la courbe d'énergie spécifique.

On peut sauvegarder les résultats sur imprimante ou dans un fichier.

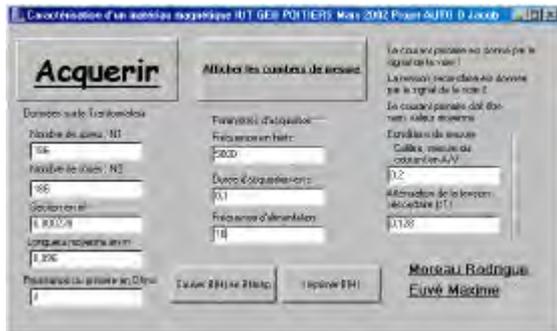


Figure 8 : La face avant du logiciel

3.2 Importance de la rapidité des chaînes de mesure

Les mesures du courant et de la tension doivent être rapides pour ne pas introduire de déphasage qui se traduit par une "déformation" du cycle d'hystérésis. On présente figure 9 le cycle obtenu si la mesure de tension est affectée d'un filtrage passe bas (constante de temps 150 μ s). On observe une zone où le champ B serait croissant alors que l'excitation H est décroissante. Ceci n'est pas cohérent et traduit un déphasage parasite.

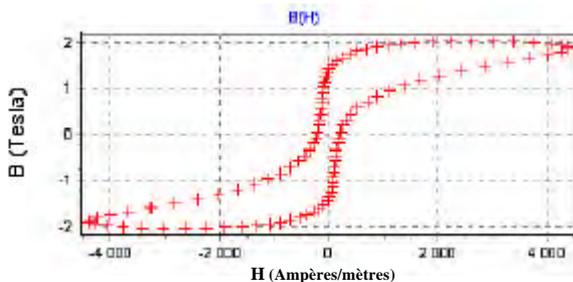


Figure 9 : Cycle obtenu si la mesure de tension est trop lente.

La figure 10 montre le cycle obtenu si la mesure de courant est affectée d'un filtrage passe bas (constante de temps 440 μ s). Le cycle est déformé en "8", sa surface, $\oint_{\text{OAT}} H \cdot dB$, pourrait même devenir négative ce qui est impossible physiquement car la surface est proportionnelle à l'énergie volumique dissipée pour parcourir un cycle et cette énergie est forcément positive.

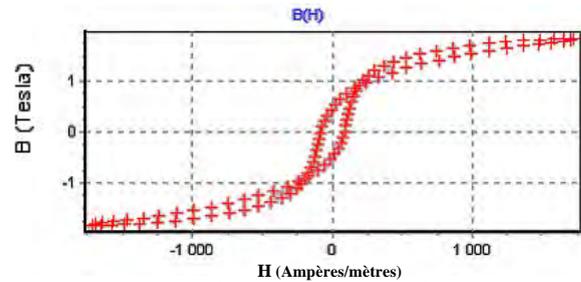


Figure 10 : Cycle déformé si la mesure du courant est trop lente.

Ces erreurs sont aisément décelables visuellement en observant le cycle mais par contre il est impossible de les déceler en observant l'évolution des signaux en fonction du temps.

3.3 Essais sur un circuit en tôles "Fer-Silicium"

Les tôles Fe-Si sont les plus employées à fréquence industrielle (50 Hz) car elles présentent un fort champ magnétique à saturation (environ 2 T) mais elles possèdent des pertes importantes du fait de leur conductivité électrique ce qui limite leur emploi aux basses fréquences.

On emploie un transformateur 220/15V 4VA dont on souhaite caractériser le matériau magnétique. Le cycle obtenu à 50 Hz est présenté figure 11 et les signaux obtenus lors de l'essai figure 12. Le champ rémanent est de 0,77 T, l'excitation coercitive de 80 A/m et les pertes de 4,2 W/kg. Le champ obtenu lors de la saturation atteint plus de 2 T ce qui est une valeur habituelle.

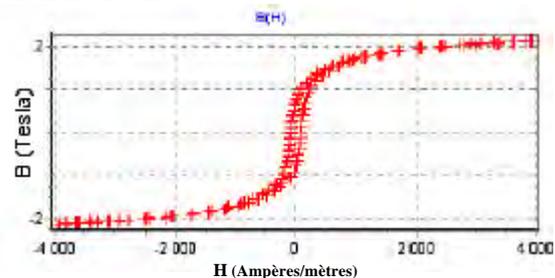


Figure 11 : Caractérisation de tôles Fe-Si à 50 Hz.

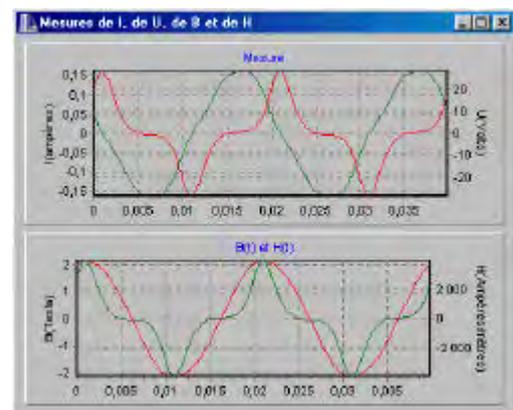


Figure 12 : Évolution des signaux, u_2 , i_1 , H et B, lors de l'essai.

Pour mesurer la perméabilité dynamique on effectue un essai, présenté figure 13, dans lequel l'excitation maximale est plus faible afin de ne pas trop saturer le matériau magnétique, les pertes ne sont alors que de 3 W/kg.

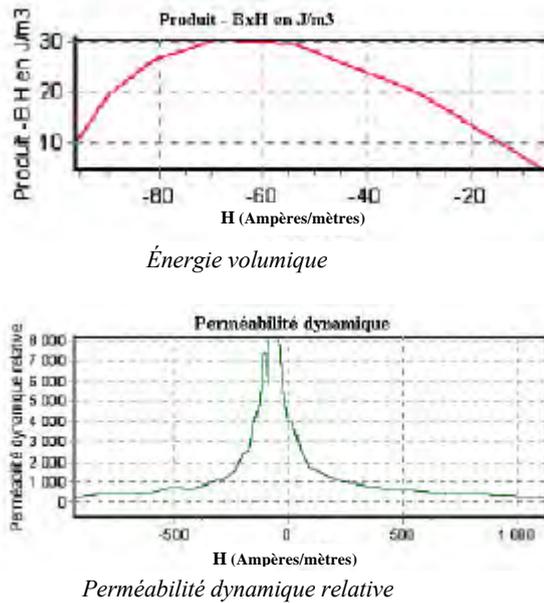


Figure 13: Essai sous faible excitation magnétique (150 A/m).

La perméabilité dynamique relative varie de 500 à presque 10.000 ce qui permet de réaliser des inductances fortement variables. Le calcul de la perméabilité dynamique nécessite une dérivation ($\mu_{rel} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH} \approx \frac{1}{\mu_0} \frac{B[k]-B[k+1]}{H[k]-H[k+1]}$) de signaux discontinus (car échantillonnés) c'est ce qui fait apparaître un "bruit" sur la courbe. Un filtrage serait nécessaire.

On a tracé l'évolution de l'énergie volumique bien que cela ne présente que peu d'intérêt pour un matériau "doux", on a ainsi une valeur de référence pour effectuer des comparaisons avec les matériaux pour aimants permanents.

3.4 Essais sur un circuit magnétique en ferrite

La ferrite est employée en haute fréquence (alimentation à découpage par exemple) car elle possède des pertes faibles du fait de sa faible conductivité électrique. Par contre le champ magnétique obtenu est assez faible (0,5 T).

On souhaite caractériser ce matériau magnétique à 50 Hz afin de mettre en évidence les faibles pertes. Le cycle obtenu à 50 Hz est présenté figure 14. Le champ rémanent est de 0,15 T, l'excitation coercitive de 24 A/m et les pertes de 0,2 W/kg. Le champ obtenu lors de la saturation atteint plus de 0,35 T. La perméabilité relative maximale est légèrement inférieure à celle des tôles Fe-Si et l'énergie

volumique est bien plus faible (moins de 1 J/m³ au lieu de 30 J/m³). On constate bien les différences avec les tôles Fe-Si, bien moins de pertes mais moindre champ magnétique.

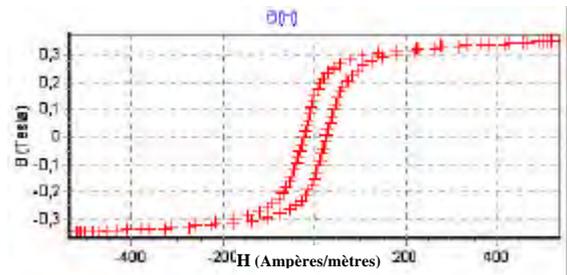


Figure 14: Caractérisation d'une ferrite à 50 Hz.

L'évolution de la perméabilité dynamique est présentée figure 15.

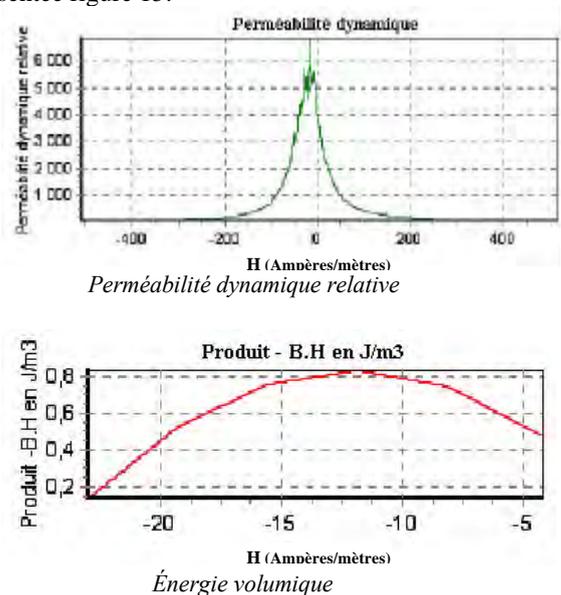


Figure 15: Caractérisation d'une ferrite à 50 Hz.

3.5 Essai sur un aimant permanent

Dimensionnement du circuit magnétique

Les aimants permanents présentent des excitations coercitives très fortes (au moins 50 kA/m) ce qui rend difficile le relevé de leur cycle d'hystérésis. On a donc choisi un aimant céramique possédant une excitation coercitive pas trop élevée pour faciliter l'essai et on l'insère dans un circuit magnétique en fer doux selon la figure 16.

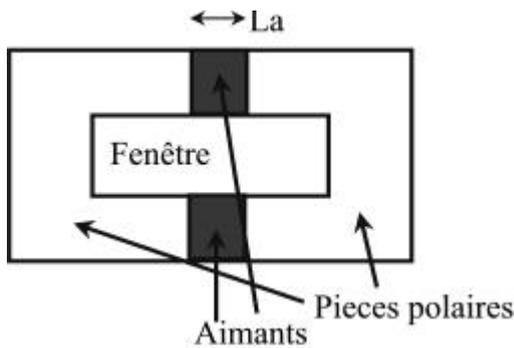


Figure 16: Le circuit magnétique de test de l'aimant.

On adopte les notations suivantes :

- S_F : surface de la fenêtre,
- S : surface de la section droite des aimants et des pièces polaires,
- N : nombre de spires logées dans la fenêtre,
- I : intensité du courant dans la bobine d'excitation,
- s : Section du fil (soit un diamètre d tel que : $s = \frac{\pi \cdot d^2}{4}$)
- δ : ($\delta = \frac{I}{S}$) densité de courant, usuellement on prend δ de 4 à 5 A/mm² compte tenu des caractéristiques thermiques des bobines,
- $k_F = \frac{N \cdot s}{S_F}$ coefficient de remplissage de la fenêtre ($k_F < 1$, en pratique k_F vaut de 0.3 à 0.7 selon le diamètre du fil),
- L_a : longueur des aimants,
- B_a : champ magnétique dans l'aimant,
- H_a : Excitation magnétique dans l'aimant,
- B : champ magnétique dans les pièces polaires.

On néglige les fuites magnétiques et l'excitation H dans les pièces polaires.

On cherche les dimensions du circuit magnétique permettant d'imposer l'excitation magnétique H_a à l'aimant d'épaisseur L_a et de section S .

La conservation du flux donne: $B_a \cdot S = B \cdot S$, soit $B_a = B$. Il faut choisir pour les pièces polaires un matériau admettant un champ magnétique à saturation supérieure à celui de l'aimant.

Le théorème d'Ampère appliqué à la figure 16 conduit à: $2 \cdot H_a \cdot L_a = N \cdot I$

De $\delta = \frac{I}{S}$, $k_F = \frac{N \cdot s}{S_F}$ on déduit $N \cdot I = k_F \cdot S_F \cdot \delta$

d'où $N \cdot I = k_F \cdot S_F \cdot \delta = 2 \cdot H_a \cdot L_a$

Ceci impose la surface de la fenêtre

$$S_F = \frac{2 \cdot H_a \cdot L_a}{k_F \cdot \delta}$$

L'échauffement du circuit électrique est fixé par la densité de puissance dissipée par effet Joule par

unité de volume: $\frac{dP}{dV} = \rho \cdot \delta^2$ où ρ est la résistivité du matériau et δ est la densité de courant.

Le volume du cuivre employé pour le bobinage est: $V_{cu} = N \cdot s \cdot \lambda$ où λ est la longueur moyenne d'une spire, on remarque que λ est proportionnelle au périmètre de la section droite, S , du circuit magnétique, on peut écrire $\lambda = k \sqrt{S}$ où k (sans dimension) est fixé par la géométrie du circuit magnétique.

Soit compte tenu des relations précédentes:

$$V_{cu} = N \cdot s \cdot \lambda = \frac{N \cdot I \cdot k \sqrt{S}}{\delta} = k_F \cdot S_F \cdot \delta \cdot \frac{k \sqrt{S}}{\delta} = k_F \cdot S_F \cdot k \sqrt{S} = 2 \cdot H_a \cdot L_a \cdot \frac{k \sqrt{S}}{\delta}$$

Les pertes joule s'expriment alors

$$P_{cu} = \rho \cdot \delta^2 \cdot V_{cu} = \rho \cdot \delta^2 \cdot 2 \cdot H_a \cdot L_a \cdot \frac{k \sqrt{S}}{\delta} = \rho \cdot \delta \cdot 2 \cdot H_a \cdot L_a \cdot k \sqrt{S}$$

Ces pertes ne dépendent ni de la section s du fil ni du nombre de spires, on impose donc soit le diamètre du fil soit l'intensité I .

Dans notre cas on impose $d = 0.5 \text{ mm}$ d'où $I = A$ avec $\delta = 5 \text{ A/mm}^2$

On souhaite obtenir l'excitation $H_a \approx 100 \text{ kA/m}$ et l'épaisseur de l'aimant est $L_a = 4 \text{ mm}$ ce qui amène $S_F = \frac{2 \cdot H_a \cdot L_a}{k_F \cdot \delta} \approx 260 \text{ mm}^2$ avec $k_F = 0.6 \text{ à } 0.7$. On a alors $N = \frac{2 \cdot H_a \cdot L_a}{I} \approx 800$ spires

La tension d'alimentation devra être au moins de $u = N S \frac{dB}{dt}$, soit en régime sinusoïdal à la fréquence $f = 50 \text{ Hz}$, (relation de Boucherot) $U_{\text{eff}} = \pi \cdot \sqrt{2} \cdot N \cdot S \cdot B \cdot f \approx 36 \text{ V}$ pour une surface $S \approx 2 \text{ cm}^2$, la tension en pratique sera plus élevée à cause de la résistance de la bobine.

Résultats expérimentaux obtenus

On présente figure 17 le cycle d'hystérésis du circuit réalisé en tôles à grains orientés (silicore) sans les aimants ni entrefer. On observe ainsi que le circuit magnétique aura une influence négligeable lors de la caractérisation de l'aimant car le champ magnétique à saturation atteint 1.5 T et l'excitation magnétique coercitive est de 40 A/m et les pertes ne sont que de 2 W/kg. Ces valeurs sont tout à fait négligeables devant celles caractérisant l'aimant.

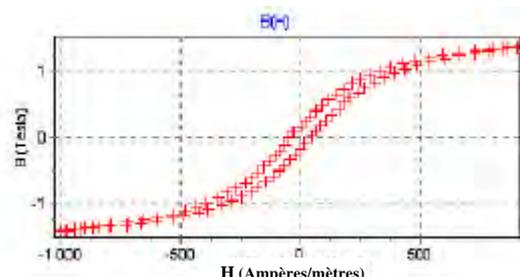


Figure 17: Caractéristique du circuit magnétique utilisée pour caractériser l'aimant permanent.

Le cycle d'hystérésis de l'aimant est donné figure 18, la perméabilité dynamique figure 19 et l'énergie volumique figure 20.

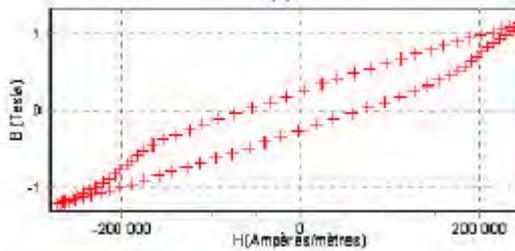


Figure 18: Cycle d'hystérésis de l'aimant.

On note que par rapport au matériau doux le cycle est "large" l'excitation coercitive est de 66 kA/m, le champ rémanent est de 0,26 T, la puissance nécessaire pour décrire le cycle (pertes) vaut 2100 W / kg. Bien sûr, un aimant fonctionne sur un cycle de recul et non sur le cycle d'hystérésis complet, aussi cette puissance importante ne correspond pas à des pertes.

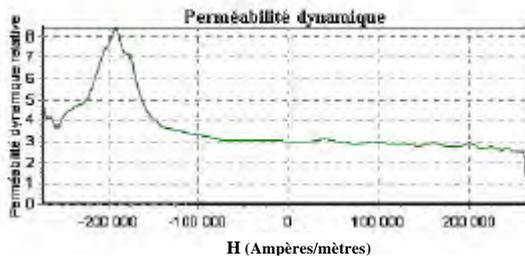


Figure 19: Perméabilité dynamique de l'aimant.

La perméabilité est proche de celle du vide.

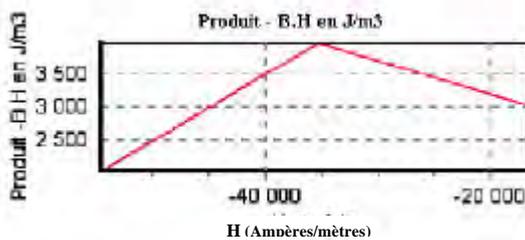


Figure 20 : Énergie volumique de l'aimant.

L'énergie magnétique est très élevée par rapport à un matériau doux.

Estimation de la qualité de la chaîne de mesure

On a effectué un essai, cf. figure 21, en remplaçant l'aimant par un entrefer de mêmes dimensions. Ce relevé permet d'estimer les "imperfections" du circuit magnétique (coefficient

de fuite, coefficient de pertes de force magnétomotrice...).

On remarque que la pente $\frac{B}{H} \approx \frac{1}{300.000} \neq \mu_0$. Ce relevé semble donc faux.

Les calculs de H et B reposent sur l'hypothèse que le champ magnétique dans l'entrefer est le même que dans la bobine de mesure et que le matériau magnétique est infiniment perméable. Le champ magnétique dans l'entrefer de surface S est noté B et celui dans la bobine de mesure de section S' est noté B'. En réalité on a un coefficient de fuite tel que $\sigma.B.S=B'.S'$. Et aussi un coefficient de pertes de force magnétomotrice tel que $N.i.i=r_m.H_e$.

$$\text{On a mesuré } u_2=N_2.S'.\frac{dB'}{dt} \text{ et estimé } H \approx \frac{N.i.i}{e}$$

les tracés précédents correspondent à B' en fonction de H' et non pas B en fonction de H. En l'absence d'entrefer $B' \approx B \text{ et } H' \approx H$, les mesures précédentes sont donc correctes.

Mais en présence d'un entrefer $B'.S'=\sigma.B.S \text{ et } H \approx \frac{N.i.i}{r_m} = \frac{H'}{r_m}$

La pente mesurée figure 21 en présence d'un entrefer est $\frac{B'}{H'} = \frac{\sigma.S}{r_m.S'} \approx \frac{1}{300.000}$ or dans l'entrefer le rapport $\frac{B}{H} = \mu_0$, (perméabilité du vide).

$$\text{On estime alors } \frac{\sigma.S}{r_m.S'} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B'}{H'} \approx \frac{1}{300.000 \mu_0} \approx 2,6$$

A priori le coefficient de pertes de force magnétomotrice varie peu (cf. [BRI]) on décide arbitrairement que $r_m \approx 1,2$. On peut alors déduire

$$\frac{\sigma.S}{S'} \approx 1.2 \times 2,6 \approx 3$$

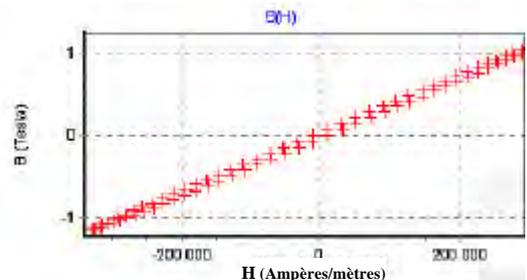


Figure 21: Cycle du circuit magnétique avec un entrefer de mêmes dimensions que l'aimant.

On peut alors corriger les mesures en écrivant $B \approx \frac{B'}{3}$ et $H \approx \frac{H'}{1,2}$ mais ces coefficients ne sont justifiés que pour une géométrie donnée.

Densité d'aimantation

A l'intérieur de l'aimant le champ magnétique s'exprime $B = \mu_0 H + I$ où I est la densité d'aimantation [BRI] de la matière aimantée. Pour les matériaux doux le terme $\mu_0 H$ est négligeable devant I mais pour les

aimants il est intéressant de tracer l'évolution de I en fonction de l'excitation H afin de caractériser la matière aimantée seule.

Le terme $\mu_0 H = B_0(H)$ représente la contribution sur le champ magnétique de l'existence de l'entrefer seul. On a relevé cette contribution, $B_0(H)$, figure 21. Par conséquent pour calculer I on n'utilisera pas la relation théorique $I = B - \mu_0 H$ mais $I = B - B_0(H)$ où $B_0(H)$ mesurée figure 21 et représente le champ créé dans l'entrefer par l'excitation H , ainsi on compense les imperfections du dispositif expérimental.

Le logiciel permet de tracer $I = B - B_0(H)$ en fonction de H . On peut ainsi définir une excitation coercitive H_c qui annule l'aimantation de la matière, on a toujours $|H_c| > |H_i|$ (H_c est l'excitation coercitive qui annule le champ magnétique B dans la matière). Ici $H_c \approx 150$ kA/m lors que $H_i \approx 70$ kA/m.

On a tracé figure 22 le cycle $I(H)$ pour l'aimant testé. On observe que l'aimantation reste pratiquement constante tant que l'excitation négative n'est pas trop forte, puis brutalement l'aimant se démagnétise. Ce type de cycle caractérise les aimants modernes.

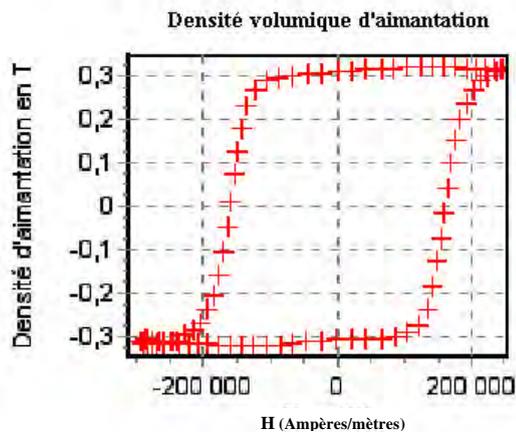


Figure 21: Densité d'aimantation en fonction de l'excitation.

(Remarque : ce cycle donne la densité d'aimantation I , et non pas le champ magnétique B)

Cette courbe permet d'estimer le moment magnétique M de l'aimant de volume V , $M \approx I.V$.

4. Conclusion

Ce travail est à la fois une réalisation logicielle (langage C) mettant en oeuvre des interfaces matérielles (acquisition, timer) et une étude scientifique sur les matériaux magnétiques. Le logiciel permet à l'utilisateur de quantifier rapidement les caractéristiques essentielles des matériaux, champ magnétique à saturation, champ rémanent, excitation coercitive, pertes volumique à 50 Hz, perméabilité, énergie volumique. Ce travail a été réalisé en 32 heures par des étudiants en seconde année d'IUT GEII et leur principale préoccupation a été l'aspect informatique, cependant les mesures effectuées ont permis de les informer sur les ordres de grandeurs des principales caractéristiques des matériaux magnétiques, en particulier celles des aimants. Le logiciel opérationnel peut ensuite être utilisé en TP d'électrotechnique avec pour objectif la caractérisation des matériaux magnétiques. La possibilité de distinguer le champ magnétique de la densité volumique d'aimantation est importante pour les aimants.

Ce logiciel comporte cependant des limitations. On ne peut relever que des cycles d'hystérésis à 50 Hz et sans introduire de composante continue sur l'excitation. Pourtant le relevé de cycle de recul est très utile surtout pour étudier le fonctionnement des circuits à aimants permanents et la caractérisation d'inductance (de lissage par exemple) qui fonctionne avec une composante continue d'excitation. De plus il serait utile de pouvoir modifier la fréquence de fonctionnement afin d'évaluer les pertes en fonction de la fréquence et ainsi de séparer les pertes par hystérésis des pertes par courants de Foucault. C'est pourquoi on envisage une évolution de ce travail dans laquelle le courant d'excitation sera commandé par le PC via un asservissement, on pourra alors observer les cycles de recul et l'influence de la fréquence sur les pertes.

Bibliographie:

[BRI]: Techniques de l'Ingénieur D 2090, D2091 "Aimants permanents" Pierre BRISSONEAU.

[LOR]: Champs et ondes électromagnétiques P LORRAIN et D.R COLSON Armand Colin Paris 1979, pages 404-419.

REGLAGE D'UN MOUVEMENT PAR PLANS D'EXPERIENCES

Jean FILIPPINI

10, rue de la Fondation Prud'homme
88 000 EPINAL

Résumé: cet article, premier d'une série, est destiné à montrer que les plans d'expériences sont abordables et utiles pour nos étudiants techniciens en électrotechnique.

Introduction :

La mise en oeuvre de cette technique est réalisable sans en connaître la théorie à condition que la démarche soit écrite et respectée à la lettre.

Le logiciel «*les plans d'expériences*» utilisé par la suite est conçu à cet effet.

Anecdote :

« Au cours des années 88 ou 89, les candidats aux concours internes des agrégations de génie électrique et électronique, devaient régler le mouvement d'un déplacement circulaire. Beaucoup n'ont pas réussi. C'est à la suite de cela que je me suis intéressé aux plans d'expériences.

J'ai demandé à un groupe d'étudiants de section de techniciens supérieurs en électrotechnique, d'effectuer ce même réglage par plans d'expériences avec simplement un document décrivant la démarche. Au bout de 4 heures et après un échec dû à une erreur dans la démarche, le réglage du mouvement était satisfaisant. »

Je propose donc de commencer cette suite d'articles par des réglages de mouvements sur le système *Ferelec* avec un cahier des charges comportant des difficultés croissantes, nous aborderons ensuite la théorie des plans *Taguchi* et enfin si les lecteurs sont intéressés, je ressortirai des applications réalisées quand j'étais en activité.

Généralités :

La méthode des plans d'expériences est mise en oeuvre dans diverses industries et est appliquée dans des domaines très variés :

- Aéronautique,
- Chemin de fer,
- Industrie automobile,
- Téléphonie,
- Textile,
- Industrie pharmaceutique, etc. .

Paradoxalement le seul secteur réfractaire est l'éducation nationale !

Cet outil fait appel au raisonnement et peut donc être utilisé par des techniciens de tous niveaux.

Gérer un stock, gérer une fabrication, gérer un budget, cela consiste à tenir compte de facteurs très divers. Par exemple, pour qu'un stock soit suffisant et minimum, que la fabrication arrive juste à temps, que le budget soit équilibré, il faut tenir compte des flux d'entrée, de sortie etc. . Ces trois exemples sont des asservissements traités par des gens qui ne connaissent rien à l'automatique. Pourtant, ces problèmes sont bien plus compliqués que les TP exécutés dans nos lycées.

Méthodologie :

Décider de mettre en place un plan d'expériences consiste à mettre en oeuvre une démarche expérimentale draconienne basée à la fois sur l'expérience des utilisateurs et sur des règles statistiques rigoureuses.

Afin de prendre une décision judicieuse visant à modifier le comportement d'un procédé, il faut connaître le modèle "mathématique ou graphique" du procédé. Pour en disposer, la méthode consiste à réaliser volontairement une série de mauvais essais dont le traitement statistique permettra d'élaborer le modèle.

Attention, certains essais peuvent se révéler dangereux. Pour cette raison, cette méthode bien que facile à appréhender ne peut être menée que par des techniciens responsables.

Les compétences à réunir :

Pour effectuer correctement un plan d'expériences, il faut réunir deux compétences :

- 1- L'une, spécialiste des plans d'expérience, gardienne de la méthode et qui imposera la démarche.
- 2- L'autre, spécialiste du système, définit parfaitement le cahier des charges et fixe les limites en matière de sécurité.

Démarche d'exécution d'un plan d'expériences.

La démarche d'exécution d'un plan est constituée de plusieurs phases *indispensables* qui sont :

- 1- la préparation,
- 2- l'exécution des essais de la table.
- 3- le traitement statistique des réponses,
- 4- l'analyse des résultats,
- 5- l'exécution d'un essai de validation consécutif à l'analyse
- 6- la décision de continuer ou non.

1 - La préparation.

Elle comprend plusieurs volets :

- 1-1 **établissement** du cahier des charges :
- 1-2 **connaissance** parfaite du procédé et du problème.
- 1-3 **définition claire des réponses** : Ce sont les grandeurs qu'il faut optimiser et les fourchettes de tolérance.
- 1-4 **identification des facteurs internes** : Ce sont les éléments susceptibles d'agir sur les réponses. Essayer d'identifier les plus influents :
- 1-5 **identification des facteurs externes** : Ce sont les éléments dont l'utilisateur n'a pas la maîtrise mais qui sont susceptibles d'agir sur les réponses :
- 1-6 **identification des limites** en matière de sécurité.
- 1-7 **choix de la table des essais.**

Les essais qui vont permettre de modéliser le comportement seront inscrits dans une table statistique.

La connaissance du nombre de facteurs internes et l'étendue de la plage de variation des facteurs à tester guident le choix de la table des essais.

Exemples :

Table $L_3(3^4)$

- 4 facteurs au maximum,
- 3 niveaux par facteur,
- 9 essais à réaliser.

Table $L_4(2^3)$

- 3 facteurs au maximum,
- 2 niveaux par facteur,
- 4 essais à réaliser.

2 – l'exécution des essais.

Attention les essais ne doivent pas être dangereux.

Tous les essais doivent être réalisés.

Il faut consigner ou enregistrer les résultats.

3 – Le traitement des résultats.

Les résultats sont traités statistiquement.

On doit évidemment traiter les réponses mais aussi d'autres grandeurs qui permettront d'approcher de la solution.

4 – L'analyse des résultats.

L'observation des graphes d'influences et des tableaux des moyennes et l'évaluation des influences permettent de prédire un comportement.

5 – L'essai de validation.

Les essais de la table ont pour but d'obtenir une modélisation. L'amélioration du comportement est obtenue par un essai supplémentaire qui doit valider la prédiction précédente.

6 – La décision.

Elle dépend du résultat de l'essai de validation.

Trois possibilités :

- 1- arrêter les essais si l'essai de validation convient,
- 2- affiner avec un nouveau plan si le comportement s'est amélioré mais si la cible n'est pas atteinte,
- 3- recommencer la préparation si le comportement s'est détérioré.

Application au réglage d'un mouvement.

C'est volontairement que le mot mouvement est employé car dans les procédés du type skip de haut fourneau, enrouleur de papier, enrouleur de tôle, cage de laminage, train sans conducteur etc. , les périodes de mise en mouvement et de ralentissement sont plus délicates à maîtriser que le point de fonctionnement en régime établi.

Remarque :

La fonction asservissement des équipements est maintenant assurée de manières très variées : Logique floue, logique interactive utilisation de circuits spécialisés, etc. . Dans de nombreux cas, les connaissances classiques ne sont plus suffisantes.

Démarche de réglage :

Elle dépend :

- de l'état initial dans lequel se trouve le système,
- des essais qu'il est possible d'exécuter,
- de la qualification du technicien qui intervient.

Quatre cas parmi les plus courants.

Cas N°1

Le mécanisme fonctionne mais ce n'est pas satisfaisant.

On ne connaît pas le rôle des organes de réglage.

Le technicien n'est pas automaticien.

On exécute le plan 1.

Cas N°2

Le mécanisme ne fonctionne pas.

le régulateur est de type connu Ex PI

On peut réaliser un essai en boucle ouverte.

On exécute le plan 2 à la fin duquel, on se trouve dans la cas 1. On exécute alors le plan 1.

Cas N°3

Le mécanisme ne fonctionne pas.
Le régulateur est de type connu Ex PI
On ne peut pas réaliser un essai en boucle ouverte.
On exécute le plan 3 à la fin duquel, on se trouve dans la cas 1. On exécute alors le plan 1.

Cas N°4

Le mécanisme ne fonctionne pas.
On ne connaît pas ou on ne sait pas maîtriser ce type de régulateur
Tous les réglages sont à zéro.
On exécute le plan 4 à la fin duquel, on se trouve dans la cas 1. On exécute alors le plan 1

Réglage du système de traction FEROLEC :

Mise en situation :

Le système Ferelec permet l'étude de la traction d'un train. Comme la locomotive BB 15000, il est équipé de deux moteurs à excitation série. Les couples exercés sur les axes de ces moteurs sont similaires dans un rapport de 1170 à ceux qui sont appliqués sur les moteurs d'une BB 15000 qui tracte une charge de 170 ou 340 tonnes.

La puissance de l'ensemble est de l'ordre de 3kW.

A l'arrêt, la locomotive pèse sur les rails par l'intermédiaire des roues en acier. La surface du rail est bombée, la jante de la roue trapézoïdale ce qui fait que le contact roue, rail est ponctuel.

Sous l'effet de l'effort pesant environ 18 tonnes par essieu, le point de contact avec le rail s'aplatit et la roue s'enfonce dans le rail.

Pour démarrer, il faut dégager la roue de l'empreinte. Si l'effort à la jante n'est pas suffisant, la roue ne tourne pas, s'il est trop important, il y a perte d'adhérence, la roue patine, la dimension de l'empreinte augmente etc.

Dans un train, les seuls indicateurs de vitesse sont ceux des axes des moteurs. On ne connaît pas la vitesse du train.

L'objectif de ce propos est de régler le comportement d'un mécanisme : Atteindre la vitesse de régime sans patiner et sans à coups.

Nous utilisons le logiciel «Les plans d'expériences» développé spécialement pour guider l'utilisateur dans sa démarche. Il sera ainsi libéré de la partie calcul qui n'apporte rien et qui l'empêche de se concentrer sur la préparation, et l'analyse, deux étapes qui forment l'esprit de technicien.

L'état initial correspond au Cas N°1.

1 La préparation.

Les conditions initiales.

Le mécanisme fonctionne mais le comportement n'est pas satisfaisant.

Pour avoir en mémoire la situation d'origine, nous effectuons un essai en appliquant un échelon de consigne de 300 tr/min.

L'enregistrement, reproduit sur la figure 1 montre l'évolution des vitesses des deux axes moteurs.

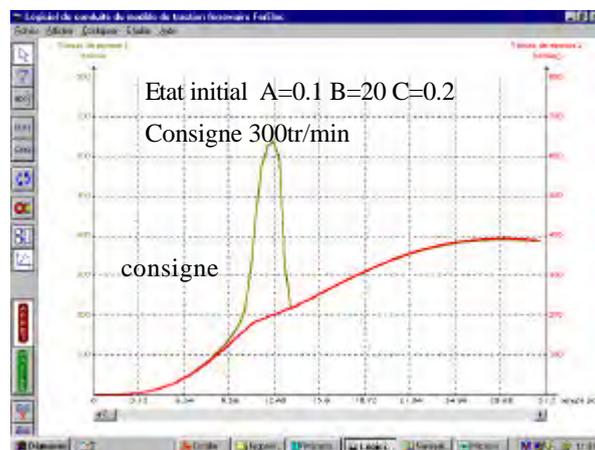


Figure 1

Comment lire et interpréter cet enregistrement ?

On constate que les vitesses angulaires des deux axes ne sont pas synchrones.

On ne connaît que la vitesse angulaire des axes des moteurs.

Le fait que les vitesses ne soient pas synchrones suffit à dire qu'au moins un axe motorisé a patiné.

Enfin, on constate que la vitesse des moteurs atteint 400 tr/min au lieu de 300, ce qui est un dépassement de consigne.

Le technicien sait uniquement que les deux axes motorisés sont pilotés par les facteurs de réglage : A, B, C. les valeurs actuelles sont : 0.1 pour A, 20 pour B et 0.2 pour C.

On ne connaît pas le rôle des facteurs, le technicien n'est pas ou n'est plus, le temps ayant fait son oeuvre, automaticien.

Les facteurs internes sont A, B, C, les plages de variation sont : 0.01 à 1000 pour A, 1 à 1000 pour B et 0.01 à 1000 pour C.

Les facteurs externes sont : la charge transportée, la pente de la voie, l'état du contact roue rail (sec ou humide) et la consigne de vitesse. Dans cet exemple nous considérerons que les facteurs externes sont fixes. Charge de 170 tonnes, la voie horizontale, le temps sec et la consigne de vitesse unique.

Cahier des charges :

On désire une mise en vitesse sans à coups ni patinage, une accélération de confort qui se traduit par un temps d'accélération de l'ordre de 45 secondes, une vitesse de croisière de 300 tr/min avec très peu de dépassement.

La campagne d'essais.

L'objectif est de modéliser le comportement afin de connaître l'action des divers points de réglage.

Le patinage observé nous complique la tâche. Nous allons essayer de nous déplacer dans une zone où ce phénomène n'est pas observé.

Le technicien nous dit « le patinage est provoqué par un effort à la jante supérieur à la limite d'adhérence, cet effort est calculé par le système et dépend de l'écart entre la consigne et la vitesse réelle. »

Pour éviter le patinage au démarrage, il faut réduire la consigne. Nous divisons celle-ci par deux; la consigne sera de 150 tr/min.

Si lors du premier essai, le phénomène persiste, nous réduirons encore la consigne.

Nous mettons le logiciel "Les plans d'expériences" en service. Il nous propose un choix de tables et pour chacune, nous fournit des renseignements.

Choix de la table :

Comme le mécanisme peut déjà être mis en service, nous allons effectuer le plus petit plan qu'il est possible d'effectuer avec 3 facteurs. Il s'agit d'un plan dont la table est :

Table $L_4(2^3)$

- 3 facteurs au maximum,
- 2 niveaux par facteur,
- 4 essais à réaliser.

Choix des valeurs des niveaux :

Afin d'obtenir des modifications dans les observations, j'effectue trois essais en modifiant légèrement chaque facteur. Il faut observer au moins une variation dans le comportement.

Les modifications sont pour A de 0.1 à 0.2, B de 20 à 30, C de 0.2 à 0.4.

Je décide des valeurs suivantes :

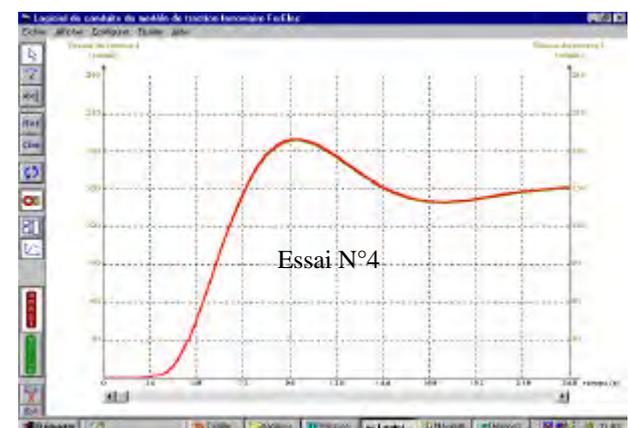
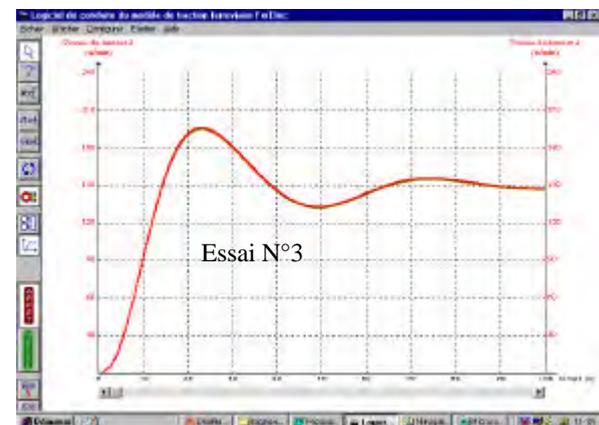
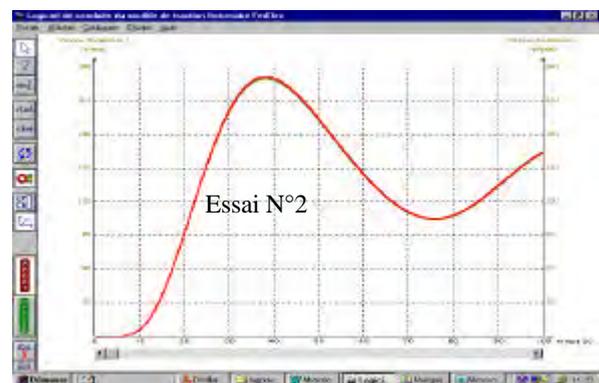
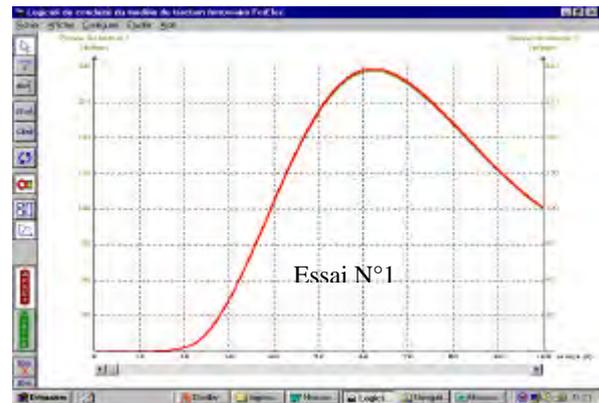
A1 = 0.05, A2 = 0.2 B1 = 15, B2 = 30 C1 = 0.1, C2 = 0.4

2 L'exécution des essais

Table des essais qu'il faut exécuter.

| Facteur | | A | B | C |
|----------|---|------|----|------|
| N° Essai | | | | |
| N° | 1 | 0,05 | 15 | 0,10 |
| N° | 2 | 0,05 | 30 | 0,40 |
| N° | 3 | 0,20 | 15 | 0,40 |
| N° | 4 | 0,20 | 30 | 0,10 |

Essais : résultats rassemblés sur les figures 2 Evolutions des vitesses des 2 axes.



Figures 2

Les essais sont enregistrés afin de pouvoir reprendre l'analyse.

Les noms sont L41.fer, L42.fer, L43.fer L44.fer. Il suffit de charger le logiciel Ferelec pour pouvoir les observer et disposer de toutes les grandeurs mémorisées.

Si ne dispose pas du logiciel Ferelec, des fichiers de points sont disponibles sous les noms L41.xls etc.

Les observations.

On constate que les deux axes évoluent de manière synchrone donc il n'y a pas de patinage.

Les réponses :

On peut tenter l'analyse de plusieurs phénomènes par exemple :

- Le dépassement de consigne.
- L'amplitude de la première oscillation.
- Le nombre d'oscillations en un temps donné.
- Le retard au démarrage.
- L'accélération au début du mouvement.
- L'accélération au cours de la montée en vitesse.

Comme les essais sont réalisés, il ne coûte rien de traiter plusieurs réponses. Compte tenu du cahier des charges, nous commençons par traiter :

- Le dépassement de vitesse, obtenu par la différence entre la valeur crête de la vitesse et la consigne.(figure 3)
- L'accélération initiale obtenue en traçant la tangente notée **accél initiale** et en évaluant la vitesse virtuelle atteinte en 10 s.(figure 4)
- L'accélération médiane obtenue en traçant la tangente notée **accél médiane** et en évaluant la variation vitesse virtuelle en 10 s.(figure 4)

Comment sont évaluées les réponses ?

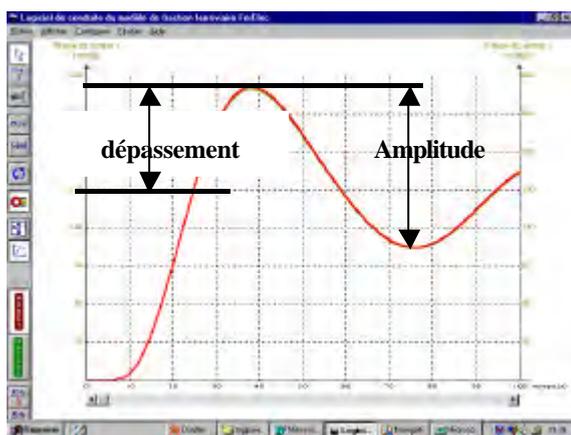


Figure 3

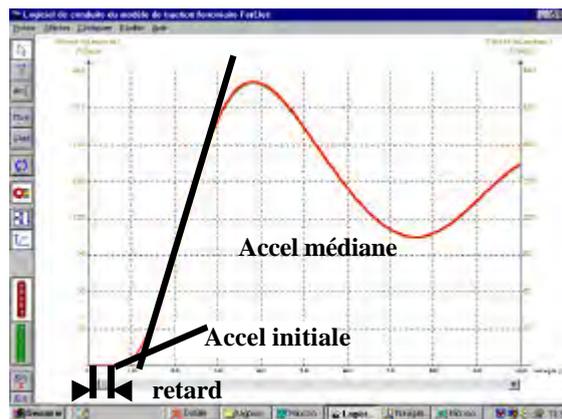


Figure 4

Le tableau des résultats.

| N° essai | Dépass | Accél init | Accél méd |
|----------|--------|------------|-----------|
| 1 | 90 | 10 | 10 |
| 2 | 80 | 20 | 140 |
| 3 | 45 | 30 | 150 |
| 4 | 40 | 7 | 90 |

3 le traitement des résultats

Le logiciel donne pour chaque réponse un tableau des moyennes et des influences ainsi que le graphe des influences.

| Influences sur le dépassement | | | |
|-------------------------------|-------|------|------|
| | A | B | C |
| Niveau 1 | 85 | 67,5 | 65 |
| Niveau 2 | 42,5 | 60 | 62,5 |
| Δ | -42,5 | -7,5 | -2,5 |

| Influences sur l'accélération initiale | | | |
|----------------------------------------|------|------|------|
| | A | B | C |
| Niveau 1 | 15 | 20 | 8,5 |
| Niveau 2 | 18,5 | 13,5 | 25 |
| Δ | 3,5 | -6,5 | 16,5 |

| Influences sur l'accélération médiane | | | |
|---------------------------------------|-----|-----|-----|
| | A | B | C |
| Niveau 1 | 120 | 125 | 95 |
| Niveau 2 | 120 | 115 | 145 |
| Δ | 0 | -10 | 50 |

Ces tableaux indiquent :

- 1- les moyennes des réponses obtenues pour chaque niveau de chaque facteur.
- 2- Les variations des moyennes imputables à la variation du facteur considéré.

Modélisation :

Nous pouvons déduire l'influence relative de chaque facteur

sur le dépassement

| | | | |
|------------------|------|-------|--------|
| Δ relatif | -283 | -0,50 | -12,50 |
|------------------|------|-------|--------|

Sur l'accélération initiale

| | | | |
|------------------|-------|-------|-------|
| Δ relatif | 23,33 | -0,43 | 82,50 |
|------------------|-------|-------|-------|

Sur l'accélération médiane

| | | | |
|------------------|------|-------|--------|
| Δ relatif | 0,00 | -0,67 | 250,00 |
|------------------|------|-------|--------|

Ces résultats sont à manier avec beaucoup de prudence.

Graphes des influences :

Les variations de moyennes sont représentées par des graphes de la figure 5

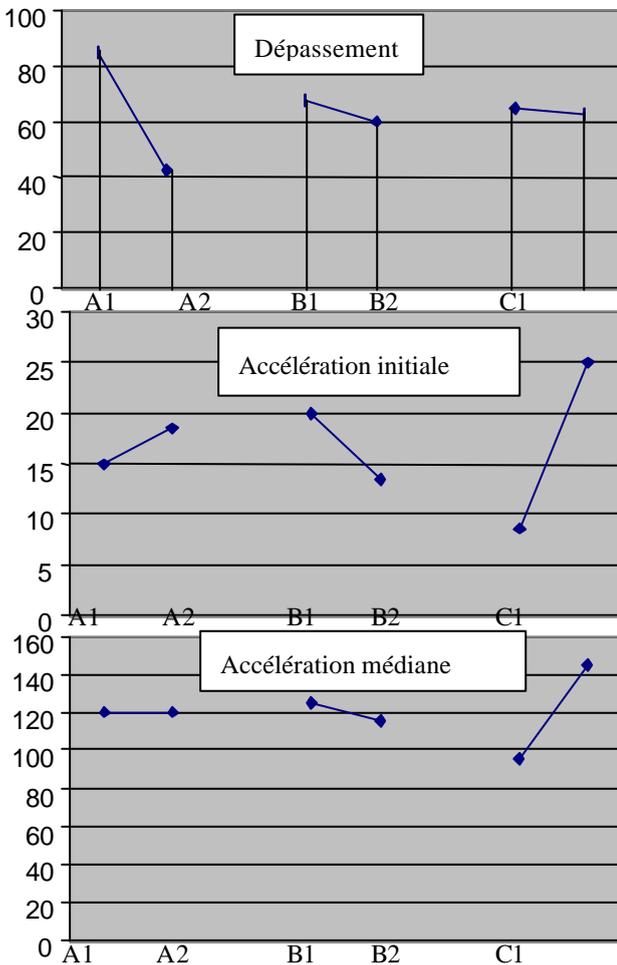


Figure 5

4 l'analyse des résultats

Dans la zone testée les résultats montrent l'absence de phénomène de patinage.

Le dépassement :

- Quand A passe de A1 à A2, il diminue de 42.5.
- Quand B passe de B1 à B2, il diminue de 7.5.
- Quand C passe de C1 à C2, il diminue de 2.5.

L'accélération initiale :

- Quand A passe de A1 à A2, elle augmente de 3.5.
- Quand B passe de B1 à B2, elle diminue de 6.5.
- Quand C passe de C1 à C2, elle augmente de 15.5.

L'accélération médiane :

- Quand A passe de A1 à A2, elle ne change pas
- Quand B passe de B1 à B2, elle diminue de 10.
- Quand C passe de C1 à C2, elle augmente de 50.

5 Essai de validation :

Le meilleur des essais est le N°4 (figure 6)

Les valeurs des facteurs sont : A=0.2,B=30,C=0.1.

Nous allons tenter de l'améliorer.

Le dépassement est de 40 tr/min

L'accélération initiale de 7 tr/min en 10 secondes.

L'accélération médiane de 90 tr/min en 10 secondes.

Nous allons tenter de réduire le dépassement et diminuer l'accélération médiane.

Le dépassement doit diminuer de 40,

L'accélération médiane doit diminuer d'environ 30.

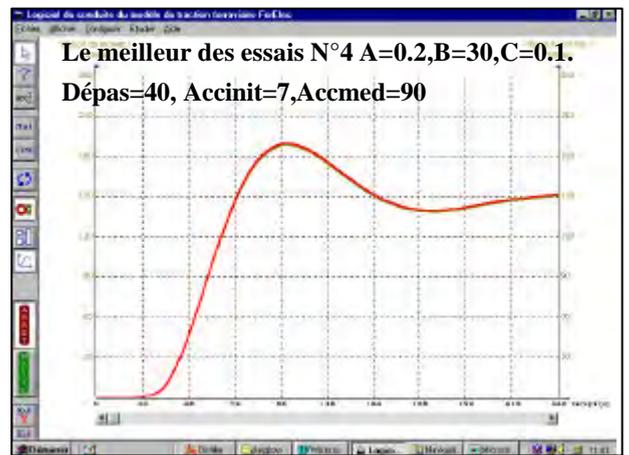


Figure 6

On peut tenter de linéariser le comportement de la manière suivante.

$$\Delta \text{dépassement} = -283\Delta A - 0.50 \Delta B - 12.5\Delta C$$

$$\Delta \text{accél initiale} = +23\Delta A - 0.43 \Delta B + 82.5\Delta C$$

$$\Delta \text{accél médiane} = 0\Delta A - 0.67 \Delta B + 250\Delta C$$

Il faut garder à l'esprit que cette modélisation n'est qu'un pari et que l'essai de validation viendra ou non confirmer nos hypothèses.

Les variations seront les suivantes +0.23, +17 pour B et - 0.02 pour C.

Ce qui donne en final A= 0.43, B= 37 et C = 0.08.

Graph de l'essai de validation (figure 7)

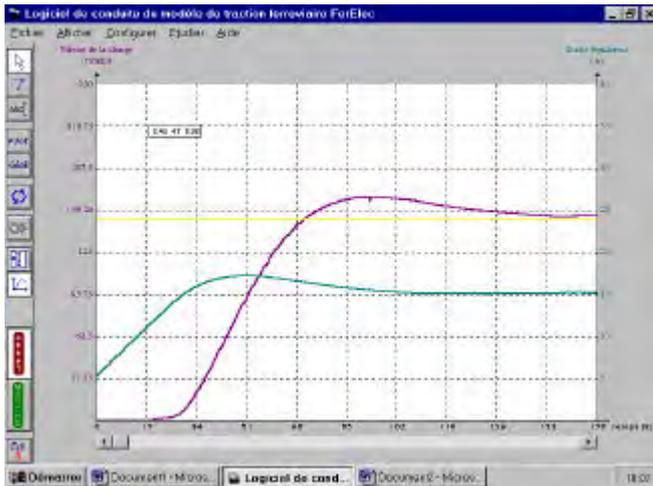


Figure 7 : réponses de validation.

L'amélioration est satisfaisante, la modélisation est valable.

Nous allons progressivement augmenter la consigne jusqu'à 300 tr/min. Ensuite en utilisant les résultats de l'analyse, nous apporterons les corrections nécessaires.

6 La décision.

essai à 200 t / min (figure 8)

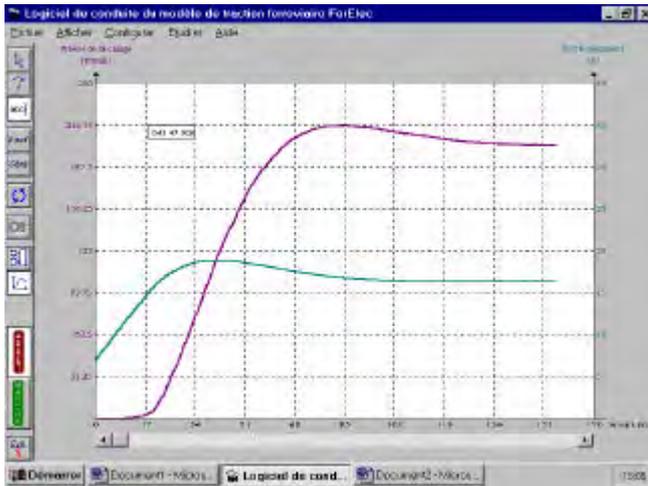


Figure 8

Essai à 300t/min (figure 9)

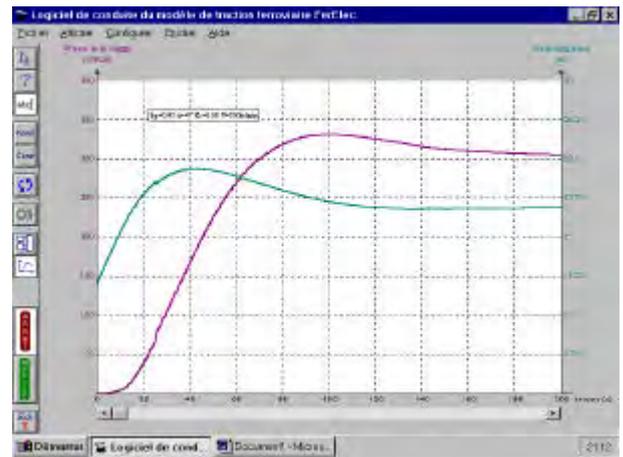


Figure 9

Essai à 300 t/min. corrigé en utilisant la modélisation $A = 0,5$ $B = 47$ et $C = 0,08$ (figure 10)

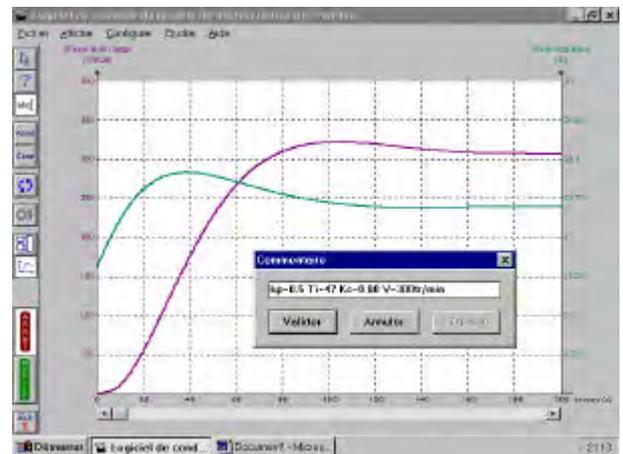


Figure 10

La montée en vitesse est supérieure à 45 secondes,
Le dépassement de vitesse est inférieur à 20 tr/min.

A suivre. J FILIPPINI

Le logiciel, "plans d'expériences" utilisé, est commercialisé par CREATEC,
27 rue Louis Blériot 88 000 EPINAL
Tel 03 29 81 20 37. Fax 03 29 81 20 38.
Courrier. Createc innovation@wanadoo.fr

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.

suite de la 3ème partie : L'ère des thyristors, leurs applications en traction sous courant continu 1500 V

C.2.3 - Expérimentations des hacheurs en traction et sur des convertisseurs auxiliaires ; les engins 1500 V et bicourant de nouvelle génération

Les principes de fonctionnement des systèmes à semi-conducteurs sous tension continue viennent d'être vus précédemment (*La Revue 3EI n°31*).

On y a retrouvé toutes les fonctionnalités permises par les thyristors en redressement monophasé, la principale étant la possibilité de régler, de façon statique et avec un maximum de facilité et de souplesse, la tension aux bornes des moteurs de traction sans avoir recours à d'importantes pertes d'énergie dans des résistances de démarrage.

Au début des années 1970, la conception et la mise au point des hacheurs ne se sont faites ni instantanément, ni sans tâtonnements.

De nombreux schémas ont été imaginés et expérimentés car, parallèlement à la recherche des meilleures performances (contrôle du pouvoir de commutation dans toute la plage de fonctionnement en tension, réduction des contraintes sur les semi-conducteurs, taux de conduction minimum et maximum, etc...), il s'agissait de concilier les impératifs de sécurité des circulations (en ne générant pas de fréquences nuisibles ou en garantissant des niveaux inférieurs à des valeurs limites fixées par les services techniques spécialisés en "circuits de voie"), et les possibilités techniques et économiques de réalisation des équipements hacheurs.

Ceux-ci devaient utiliser des semi-conducteurs de caractéristiques reproductibles industriellement à un coût acceptable et ne pas nécessiter de composants passifs, selfs et condensateurs, trop nombreux, volumineux et de caractéristiques trop difficiles à obtenir, à reproduire et à conserver dans le temps.

Les expérimentations en "auxiliaires" :

Préalablement, puis parallèlement, aux études et essais des hacheurs de traction de plus ou moins forte puissance, la SNCF a modestement expérimenté des petits convertisseurs statiques, continu-continu, destinés à des fonctions "auxiliaires" telles la charge des batteries d'accumulateurs sous 72 V ou l'alimentation de groupes moto-ventilateurs.

C'est ainsi qu'ont été essayés, vers 1968, des chargeurs de batteries 1500 V / 72 V de 1,5 kW

(convertisseurs CR 1500 ALSTHOM) sur 4 locomotives BB 9200, dont 2 machines spécialisées à Vmax de 200 km/h, dites "CAPITOLE", et 5 BB 9500 du dépôt d'Avignon.

Une version de 3 kW (CR 3000) a aussi été montée sur une automotrice de la banlieue Sud-Ouest de Paris, non pas pour charger une batterie mais pour alimenter l'éclairage (en remplacement du groupe tournant moto-générateur d'origine). Ces convertisseurs, à thyristors de petit calibre, étaient équipés d'un transformateur qui assurait une fonction, jusqu'ici presque impossible à obtenir en courant continu, il s'agit de la séparation galvanique entre les circuits H.T. 1500 V d'alimentation et les circuits B.T. 72 V alimentés par les batteries. Leur schéma de principe, très simple, (ou, tout au moins, une variante) sera appliqué en série par la suite sur les convertisseurs auxiliaires ALSTHOM, de 20 kW, des puissantes locomotives CC 6500 et CC 21000 ; il sera vu plus loin.

Quant à la société JEUMONT-SCHNEIDER, elle a expérimenté, dès 1966, sur une locomotive (la BB 9283, qui était aussi équipée de l'un des chargeurs ALSTHOM ci-dessus) un hacheur de 15, puis de 40 kW qui alimentait, sous tension réglable, 2 groupes moto-ventilateurs de traction en série. Ce hacheur préfigurait les hacheurs de traction de 375 kW installés sur les anciennes automotrices Z4001 et Z4002 que l'on va décrire ci-après

C.2.3.1 - Les expérimentations en "traction"

1968 - les automotrices Z 4001 et Z 4002

En 1968, c'est la première expérimentation en ligne, à la SNCF, d'un hacheur de traction.

La société JEUMONT-SCHNEIDER installe, au dépôt des Aubrais (Orléans) de la région Sud-Ouest de la SNCF, 2 hacheurs expérimentaux, de 375 kW chacun, sur les très anciennes automotrices Z 4001 et Z 4002 équipées de 2 moteurs de traction couplés en série avec un courant de démarrage de 250 A. Cinq machines de cette série avaient été construites en 1904-1907 pour le P.O., elles étaient, à l'origine, équipées pour la traction sous 600 V continu entre Paris-Orsay et Juvisy.

Ces 2 automotrices ont d'abord circulé isolément avant d'être accouplées de manière permanente. Les 2 hacheurs, fonctionnant chacun à 250 Hz, étaient alors

alimentés avec un filtre commun ; ils fonctionnaient avec entrelacement et constituaient un ensemble de 750 kW à fréquence de découpage de 500 Hz.

La figure 116 représente ces 2 automotrices accouplées.



Les "vénérables" automotrices Z4001 et Z4002, à hacheurs expérimentaux, en stationnement au dépôt de Brétigny où elles étaient basées pour les essais.
(photographie JEUMONT-SCHNEIDER)

Figure 116

Le schéma de la figure 117 montre la disposition retenue pour chacun des 2 hacheurs.

Le circuit d'extinction du thyristor principal est plus simple que celui du schéma générique présenté en C.2.2.2 (La Revue 3EI n°31) puisqu'il ne comporte pas de thyristor dit d'inversion ; celle-ci est assurée par le thyristor principal lui-même, au moment de son amorçage, comme vont le montrer les séquences de fonctionnement schématisées à la figure 118.

Caractéristiques des éléments du schéma :

Filtre d'entrée :

- L_0 - selfs de filtre : le schéma représente les 2 selfs couplées en parallèles, soit 11 mH ; lorsque les 2 automotrices n'étaient pas accouplées, chaque hacheur fonctionnait avec une self de filtre de 22 mH
- C_0 - capacité de filtre : elle est de 1500 μF , il s'agit de la capacité d'entrée d'un seul hacheur qui était mise en commun lorsque les automotrices étaient accouplées (l'autre capacité n'était pas utilisée)

La réduction du produit $L_0 \cdot C_0$, adoptée lorsque les 2 hacheurs sont couplés en parallèles, est permise par leur entrelacement (les 2 hacheurs sont alors pilotés par la logique de commande de l'un d'eux).

Semi-conducteurs :

- Th_1 thyristors principaux : 6 thyristors CDSW de 1000 V - 250 A en série, pressés double faces, temps de recouvrement t_{rr} de 30 μs
- Th_2 thyristors d'extinction : 6 thyristors CDSW de 1000 V - 175 A en série, pressés double face, temps de recouvrement t_{rr} de 30 μs

- D_1 diodes d'inversion : 4 diodes SW de 1400 V - 200 A en série, boîtier à vis
- D_2 diodes de récupération de charge : 4 diodes SW de 1400 V - 200 A en série, boîtier à vis
- D_{RL} diodes de "roue libre" : 4 diodes SILEC de 2000 V - 250 A en série, boîtier à vis

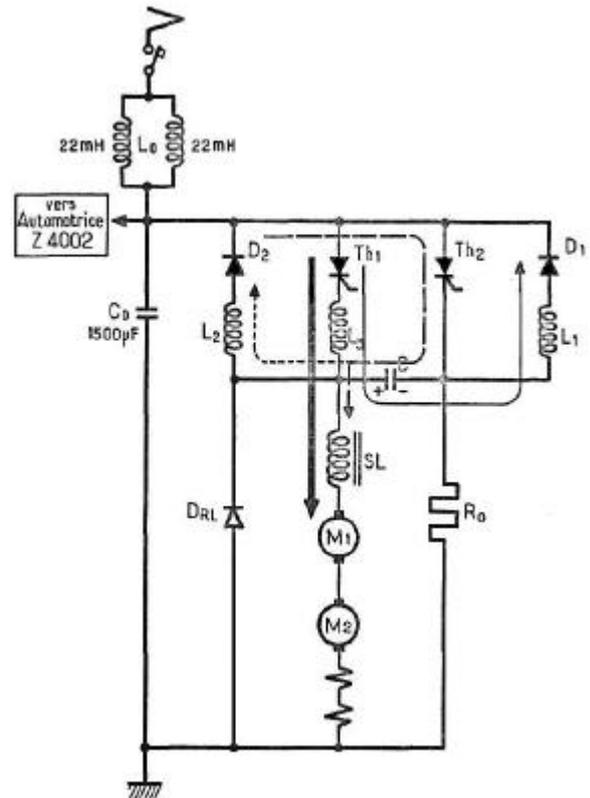


Schéma de principe des hacheurs expérimentaux de 375 kW des Z4001 et 4002. Le filtre d'entrée LoCo est commun aux 2 hacheurs.

légende :

- | | |
|-----------------------------------------------|------------------------------------------------------|
| $L_0 - C_0$: filtre d'entrée | R_0 : résistance de compensation (5,4 k Ω) |
| C : capacité d'extinction | SL : self de lissage |
| L_1 : self de 1ère oscillation (inversion) | D_1 : diode d'inversion |
| L_2 : self de 2ème oscillation (extinction) | D_2 : diode d'extinction |
| L_3 : self de limitation de di/dt | Th_1 : thyristor principal |
| | Th_2 : thyristor d'extinction |
| | D_{RL} : diode de "roue libre" |

Figure 117

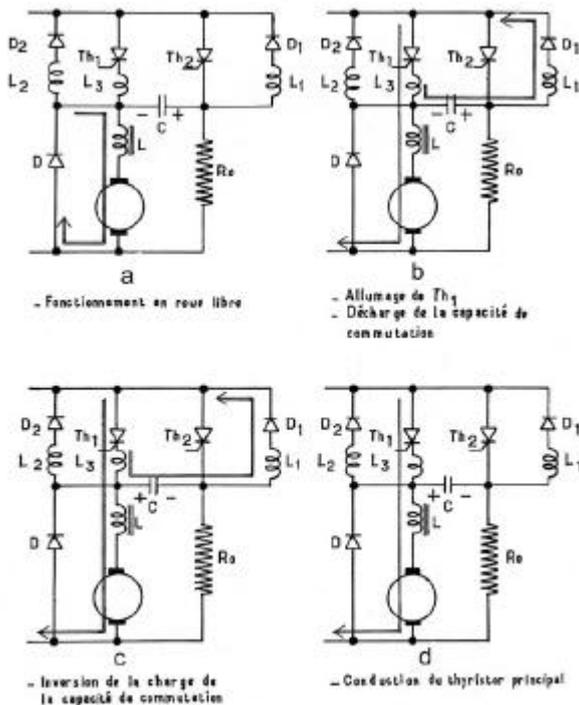
Séquences de fonctionnement d'un hacheur :

La figure 118 a correspond à l'état de blocage du hacheur, le courant self de lissage-moteur circule dans les diodes de roue libre D_{RL} ; le condensateur de commutation C a été chargé selon les polarités indiquées comme il sera indiqué plus loin.

Le thyristor principal Th_1 assure, au début de son temps de conduction, l'inversion de la charge du condensateur d'extinction grâce à la self L_1 (figures b et c) ; ceci implique une durée minimale de conduction d'environ 200 μs (pour la fréquence nominale de découpage utilisée de 250 Hz).

Il en résulte une tension moyenne minimale aux bornes des moteurs (elle est approximativement de 100 V) au-dessous de laquelle on ne peut descendre. Pour les démarrages, on est alors contraint d'utiliser les "sous-fréquences" de découpage, que l'on a déjà évoquées.

On notera que le thyristor principal Th1 peut rester en conduction permanente (figure 118 d) car la résistance R_0 , assure la compensation des pertes de charge inévitables du condensateur d'extinction C. Les moteurs sont alors alimentés directement par la tension caténaire ; on gagne ainsi une centaine de V par rapport à la tension obtenue avec le hacheur à son taux de conduction maximum.



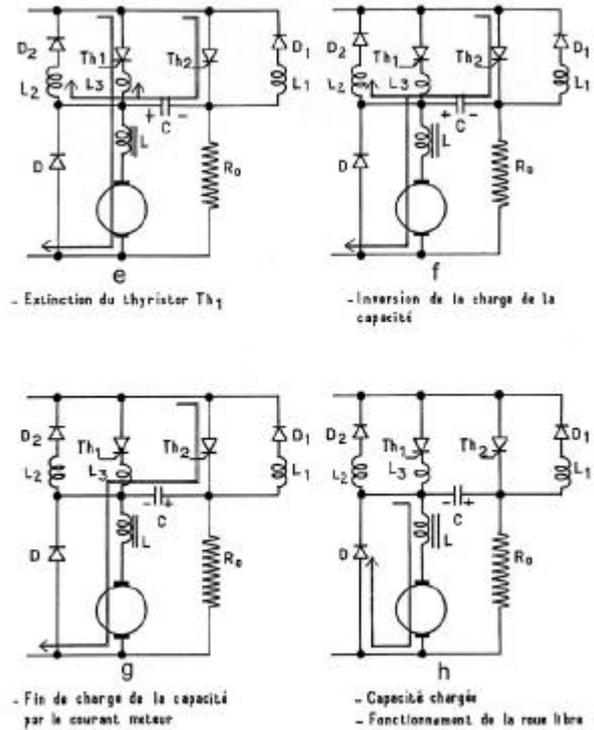
Séquences de fonctionnement du hacheur des Z4001 et 4002

Figure 118 (séquences a à d)

L'extinction du thyristor Th₁ est commandée par l'amorçage de Th₂ qui permet à C de se décharger en inverse dans Th₁ (figure 118 e).

Lorsque Th₁ est bloqué, la décharge se poursuit via le circuit moteur et la self L_2 qui provoque aussi l'inversion de la charge (figure 118 f) ; cette charge est complétée par le courant moteur (figure 118 g) pour aboutir au fonctionnement en roue libre de la figure 118 h (qui est aussi la situation de départ de la figure 118 a).

On a aussi expérimenté diverses fonctions complémentaires ; il s'agit, sur la Z 4001, du freinage rhéostatique contrôlé par le hacheur (à excitation série et préexcitation par batterie), du freinage par récupération sur la caténaire 1500 V et d'un dispositif (éphémère) de shuntage des inducteurs par découpage à la même fréquence que le hacheur principal et utilisant des transistors.



Séquences de fonctionnement du hacheur des Z4001 et 4002

Figure 118 (séquences e à h)

1969 - l'automotrice Z 4203

Il s'agit d'un ancien engin moteur dit "fourgon-automoteur" du réseau Sud-Ouest de la SNCF qui a reçu, en 1969, un hacheur expérimental BBC-CEM de 450 kW qui alimentait les 2 moteurs de traction d'un bogie couplés en série dont le courant max de démarrage était de 400 A (les moteurs du 2ème bogie n'étaient pas alimentés).



L'automotrice z4203 équipée d'un hacheur expérimental BBC-CEM de 450 kW alimentant 1 seul bogie.

Figure 119

Le hacheur, dont le schéma est représenté ci-dessous à la *figure 120*, pouvait fonctionner soit à fréquence fixe, soit à fréquence variable.

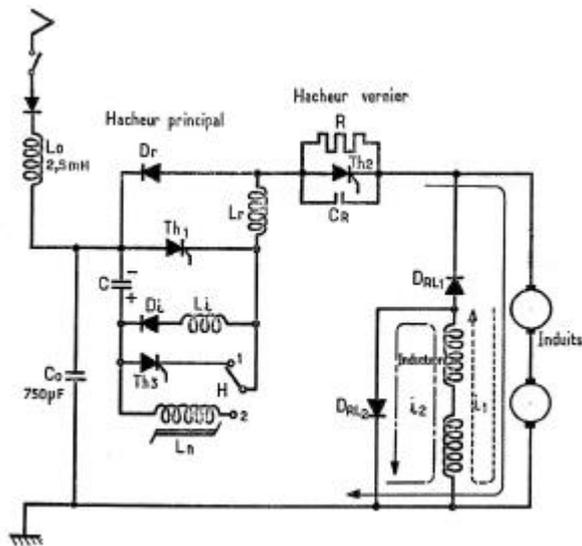


Schéma du hacheur BBC-CEM de la Z4203

Le commutateur H permet le changement du mode de fonctionnement : (1) fréquence fixe ou (2) fréquence variable.

Figure 120

On remarquera la présence d'un hacheur "vernier" (Th2, R, Cr) qui est nécessaire pour les démarrages en fonctionnement à fréquence fixe (la tension de sortie à la conduction minimum est trop importante) ; le contacteur Cr court-circuite ce dispositif lors du fonctionnement à fréquence variable.

Par ailleurs, on notera que la "sortie" du hacheur principal n'est pas prise directement sur la cathode de Th1 mais derrière la self de récupération Lr, cette disposition évite la surtension aux bornes des moteurs par l'ajout direct de la tension du condensateur de commutation C à la tension d'alimentation au moment de l'extinction de Th1 (amorçage de Th3), c'est la self Lr qui supporte cette surtension.

Fonctionnement en fréquence fixe à 600 Hz :

Le commutateur H est en position 1, Th3 est tout d'abord amorcé pour assurer la charge initiale du condensateur C puis c'est l'amorçage du thyristor principal Th1 qui, d'emblée, provoquera l'inversion de la charge de C (demi-oscillation avec Li) ; l'extinction de Th1 est ensuite assurée, au moment opportun, par l'amorçage de Th3. Le thyristor vernier Th2 sera amorcé un peu avant la fin de la conduction de Th1 pour assurer les démarrages et en même temps que Th1 lorsque le temps de conduction minimum de Th1 ne produit pas une tension trop élevée aux moteurs.

Fonctionnement en fréquence variable :

Le commutateur H est en position 2, la self non linéaire (dite "saturable") Ln est mise en circuit. Dès la mise sous tension, le condensateur C se charge au travers de cette self et des circuits moteurs.

A l'amorçage de Th1, la charge de C s'inverse par demi-oscillation avec Li dont la tension est appliquée aux bornes de Ln dont l'état magnétique approchera de la saturation alors que la tension du condensateur est inversée ; au moment où cette saturation est atteinte, la valeur de self de Ln s'effondre brutalement et la tension du condensateur C est appliquée en inverse aux bornes de Th1 qui se bloque par dérivation de son courant puis application d'une tension inverse (cela peut être assimilé à l'amorçage automatique d'un thyristor d'extinction), la demi-oscillation se prolonge par le circuit moteur puis par Dr permettant le retour aux polarités initiales de C et la désaturation de Ln.

On constate donc que la durée de conduction de Th1 est déterminée par les caractéristiques des circuits C, Li et Ln, le hacheur est bien à durée de conduction fixe et il peut fonctionner à fréquence variable en amorçant seulement Th1 ; la fréquence de découpage peut varier de 30 à 1200 Hz.

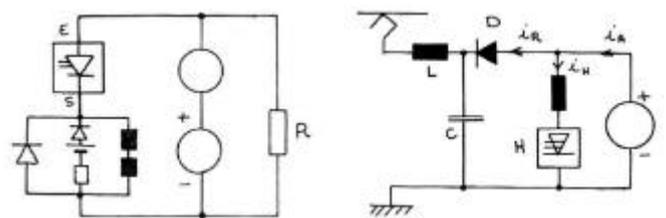
Réduction automatique du champ :

Le schéma montre une disposition assez inhabituelle, en effet, les inducteurs sont placés dans le circuit de "roue libre" ; ils ne sont traversés par le courant des inducts que lorsque le hacheur est bloqué et la diode DRL1 conductrice. Lorsque le hacheur est conducteur, le courant d'excitation retombe et il ne se poursuit que par DRL2.

Ce fonctionnement équivaut, à peu près, à un régime "plein champ" lorsque le hacheur est très peu ouvert (il s'agit des démarrages) et "champ réduit" lorsque le hacheur est à son ouverture maximum, c'est à dire pour la pleine vitesse du moteur.

On retrouve donc, mais de façon automatique et sans organes supplémentaires, ce que l'on pratique couramment avec un système de shuntage par résistances et contacteurs ou par thyristors. Ce dispositif, simple mais peu souple, est acceptable pour des automotrices ou des engins peu puissants, tels les trolleybus.

Le hacheur de la Z 4203 a aussi permis des expérimentations de freinage électrique comme le montrent les schémas, très simplifiés, de la *figure 121*.



Freinage rhéostatique par modulation de la résistance

Freinage par récupération sur la caténaire. Le hacheur est alors utilisé en élévateur de tension

Figure 121

Le schéma de gauche permettait le freinage par "modulation" de résistance (une préexcitation, fournie

par une batterie était utilisée) ; celui de droite, le freinage par récupération sur la caténaire, dont les principes ont déjà été exposés précédemment .

1970 - la locomotive BB 17

Cette très ancienne locomotive a reçu un hacheur multiphase (hexaphasé en l'occurrence) de 1200 kW conçu par la société OERLIKON (usine d'Ornans). La *figure 122* montre la BB 71, très représentative des machines de la même série que la BB 17.

L'équipement de la BB 17 était constitué de 6 hacheurs élémentaires. Il alimentait les 2 moteurs d'un bogie en parallèle (il s'agissait donc seulement d'un demi-équipement de la locomotive) ; chaque hacheur élémentaire fonctionnait à fréquence de découpage fixe de 250 Hz.

De par l'entrelacement des hacheurs élémentaires, le filtre d'entrée était sollicité à 6×250 Hz, soit 1500 Hz, ce qui était favorable au dimensionnement du filtre d'entrée.



Vue de l'une des locomotives de la série des BB 1 à 80 construites entre 1924 et 1928 pour le réseau du P.O. La BB 17 a reçu le hacheur expérimental OERLIKON en 1970 alors qu'elle avait été radiée des effectifs du dépôt de Chambéry. (photographie extraite d'un article de M. Bernard Collardey, revue "VOIES FERREES" n°92 de novembre 1995)

Figure 122

Le schéma de l'un de ces hacheurs, représenté à la *figure 123*, montre la particularité d'être équipé d'un dispositif auxiliaire (en l'occurrence, une source de tension triphasée redressée par un pont à 6 diodes) de charge du condensateur d'extinction destiné à compenser les pertes de charge de ce condensateur et permettre ainsi la conduction permanente du hacheur, mais aussi de rendre le pouvoir de commutation du hacheur indépendant de la tension caténaire. Cette source était un groupe tournant auxiliaire, dit "statodyne", fabriqué également par la société OERLIKON et utilisé sur les automotrices 1500 V de banlieue de la série Z 5300.

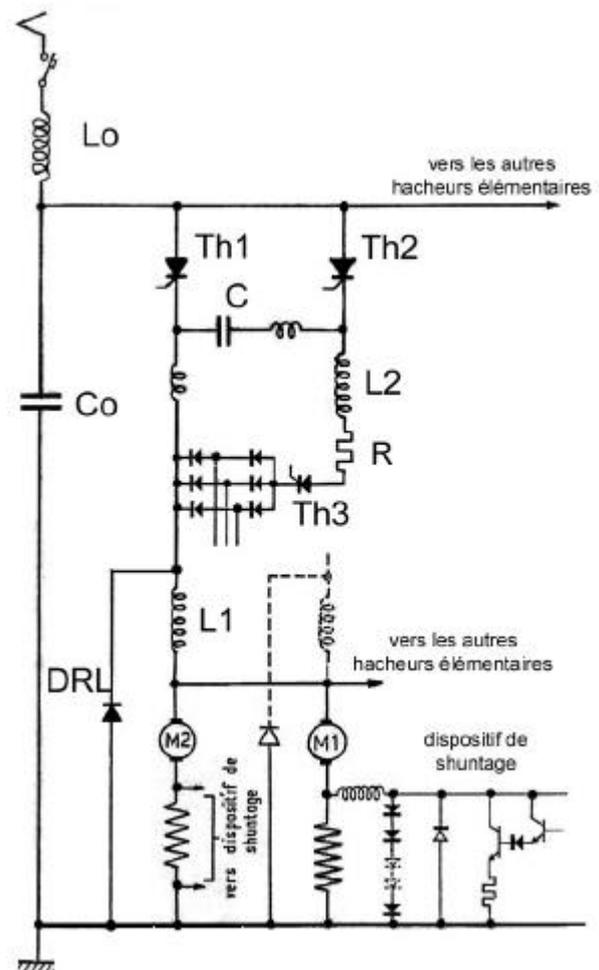


Schéma de principe de l'un des 6 hacheurs élémentaires OERLIKON de la BB 17

Lo - Co : filtre d'entrée, L1 : self de lissage, L2 : self de charge du condensateur d'extinction C, DRL : diode de roue libre, Th1 : thyristor principal, Th2 : thyristor d'extinction, Th3 : thyristor de charge du condensateur d'extinction C. Le dispositif de shuntage était à transistors (38 boîtiers en //).

Figure 123

Caractéristiques des éléments du schéma :

Composants passifs :

- Lo : self du filtre d'entrée - réglable de 1 à 30 mH
- Co : condensateur du filtre d'entrée - 750 μ F
- L1 : self de lissage - 8 mH (en sortie de chaque hacheur élémentaire, cette self assure aussi un rôle de découplage vis à vis des autres hacheurs)
- L2 : self de charge de C - 2 mH
- C : condensateur d'extinction - $2 \times 3 \mu$ F 1250 V eff.
- C'2 : condensateur de protection - 20 nF 2000 V
- R : résistance de limitation de la charge - 2,5 Ω .

Semi-conducteurs :

- Th1 : thyristors principaux (5 en série) - boîtiers pressés 1000 V, 315 A eff, tq 60 μ s
- Th2 : thyristors d'extinction (7 en série) - boîtiers pressés 1000 V, 315 A eff, tq 60 μ s

- Th3 : thyristors de charge (7 en série) - boîtiers pressés 1000 V, 315 A eff, tq 60 µs
- DRL : diodes de "roue libre" (2 en série) - boîtiers pressés 1 seule face 3800 V, 400 A moy.

Fonctionnement d'un hacheur élémentaire :

Le thyristor d'extinction TH2 est commandé régulièrement à 250 Hz. (initialement, son amorçage provoque la charge de C au travers du circuit du moteur, même s'il n'y a pas eu d'amorçage préalable de Th3).

A mi-temps des impulsions de commande de Th2, soit 2 ms, on amorce le thyristor Th3 qui provoque l'inversion de la charge de C, via la self L2 et la source de tension auxiliaire qui est mise en circuit avec les polarités requises et apporte un complément à la charge du condensateur.

L'amorçage du thyristor principal Th1 pourra se faire à n'importe quel instant compris entre 2 impulsions de commande de Th2 ; on n'est plus tributaire d'un temps d'amorçage minimal du thyristor principal Th1 puisque l'état de charge de son condensateur d'extinction ne dépend que de la séquence d'amorçage de Th2 et Th3 qui est figée.

Le courant moteurs minimal sera le courant de charge du condensateur sous la tension caténaire qui suivra tout amorçage de Th2.

Ce schéma de hacheur ne nécessite donc pas l'emploi de sous-fréquences de découpage pour les démarrages (le thyristor Th2 joue un peu le rôle d'un thyristor vernier).

1971 - le couplage expérimental CC 20002 - BB 9252

A cette époque, la SNCF et les sociétés JEUMONT SCHNEIDER et ALSTHOM préparaient la série des locomotives BB 15000, machines monophasées pures de 4650 kW.

Parallèlement, les diverses expérimentations de hacheurs de traction que nous venons de décrire avaient montré la possibilité d'appliquer ces systèmes à des engins de fortes puissances.

La famille des matériels à courant continu ferait ainsi le "saut" technologique dans les domaines de la souplesse de fonctionnement, de l'économie énergétique et de la facilité de conduite. Les nouveaux systèmes électroniques de contrôle et d'asservissement (antipatinage, régulation d'effort et de vitesse), destinés à améliorer les performances et la facilité de conduite, qui allaient équiper les BB 15000, pouvaient aussi être utilisés avec les hacheurs de traction.

Il a donc été envisagé de construire une version à courant continu 1500 V des locomotives BB 15000. Ces locomotives seraient équipées des mêmes moteurs 1500 V-1550 A (TAB 666) et d'un équipement hacheur de 4400 kW. Dans cet esprit, la société JEUMONT-SCHNEIDER (usine de La Plaine-St Denis) a entrepris

l'étude de ce hacheur en partant de l'expérimentation faite sur les Z 4001-4002.

Les idées directrices de cette étude étaient les suivantes :

- L'ensemble hacheur principal, constitué de 6 hacheurs élémentaires à fonctionnement entrelacé, les dispositifs de shuntage des inducteurs et les résistances de freinage devaient pouvoir trouver place, en compagnie de divers appareillages et moto-ventilateurs, dans un bloc principal de même taille que celui des BB 15000.
- Les selfs de lissage et la self du filtre d'entrée devaient être logées dans une cuve à huile correspondant à celle du transformateur principal de ces locomotives monophasées, tandis que les condensateurs de filtrage seraient installés sur la charpente de cette cuve.
- Le bloc disjoncteur à courant continu (du type HRKS à ouverture ultra rapide), l'armoire contenant les équipements électroniques bas niveau ainsi que le relaiage BT et un bloc convertisseur statique auxiliaire de 30 kW (alimentation des moto-ventilateurs, de la moto-pompe à huile et charge de la batterie 72 V) étaient à prévoir aux côtés du bloc principal.

Afin de définir complètement les éléments entrant dans cette étude, un ensemble maquette correspondant à la moitié de la puissance de l'équipement projeté, a été réalisé et installé, fin 1969, sur la plate-forme d'essais du laboratoire électrotechnique de la SNCF à Vitry sur Seine (le moteur de la plate-forme permettait une puissance de 1500 kW).

A l'issue de ces essais de plate-forme, qui ont permis la mise au point des dispositifs de commande et de contrôle du hacheur, ainsi que la détermination des selfs et condensateurs divers, l'étude précise des sous-ensembles, à l'image de ceux des BB 15000, a été poursuivie et a abouti à la fabrication d'un équipement prototype complet, prêt à être installé, alors que la série des BB 15000 commençait seulement à sortir (1971). Compte tenu du faible effectif de ces locomotives monophasées, il était difficile d'utiliser l'une d'entre elles pour y installer l'équipement hacheur prototype à essayer.

Il suffisait, pour cette première expérimentation en ligne de forte puissance, de pouvoir monter l'ensemble sur un véhicule apte à circuler et capable de lui fournir l'alimentation caténaire nécessaire. Quant au hacheur, il devait seulement alimenter un groupe quelconque de moteurs de traction, de puissance suffisante, même si ces moteurs n'étaient pas ceux du véhicule porteur.

C'est selon ce principe que la constitution d'un couplage d'engins, facilement disponibles, a été décidée. On a choisi comme véhicule porteur la CC 20002, ancienne locomotive prototype des essais monophasés de Savoie à moteurs "directs" 50 Hz (construite en 1950), capable de circuler à 140 km/h et qui venait d'être retirée du service en 1969 ; l'engin

moteur serait la BB 9252, du dépôt d'Avignon, à 4 moteurs d'une puissance de 3850 kW.

Après les études d'adaptation nécessaires, les ateliers d'Oullins de la SNCF ont transformé la CC 20002 (entrée en atelier en mai 1970) en neutralisant ses propres moteurs (désaccouplement mécanique) et en remplaçant l'ancien équipement de traction par l'ensemble hacheur prototype ; un pantographe a été conservé et maintenu opérationnel tandis que l'une des cabines de conduite a été adaptée.

Quant à la BB 9252, mis à part l'installation du câblage HT d'alimentation des 4 moteurs couplés en parallèle, du câblage des fonctions BT (commande du pantographe, du disjoncteur, contrôle de la traction et interphonie), entre elle et la CC 20002, elle n'a subi que des adaptations fonctionnelles des circuits de traction puisque le dispositif à arbre à cames de type JH n'assurait plus que le sectionnement, l'inversion des inducteurs et la réduction de champ à résistances (l'alimentation de 4 moteurs en parallèles par un seul ensemble hacheur ne permettait pas l'essai du shuntage continu à thyristors).

La figure 124 montre cet imposant couplage expérimental de 2 locomotives, rendues indissociables par l'installation de leurs câblages intermédiaires, tandis que son diagramme et le schéma de principe de

l'installation électrique de traction sont représentés à la figure 125.



Couplage expérimental des CC 20002 et BB 9252

Le hacheur prototype JEUMONT-SCHNEIDER de 4400 kW était installé sur la CC 20002, il alimentait les moteurs de traction de la BB 9252.

(Vue extraite de la Revue JS n°14 - décembre 1972)

Figure 124

L'ensemble, ainsi constitué, est sorti des ateliers d'Oullins le 5 mai 1971, son premier essai en ligne a eu lieu le 25 juin entre Brétigny et Dourdan (banlieue Sud-Ouest de Paris).

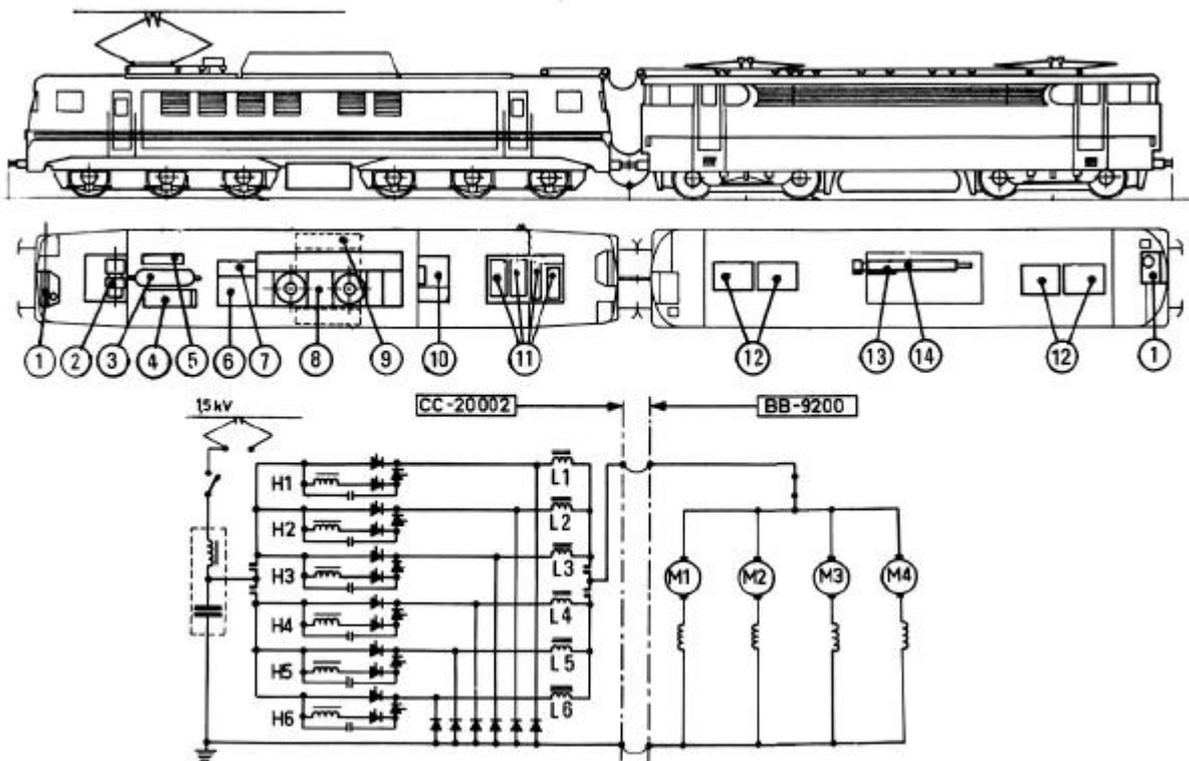


Diagramme du couplage expérimental CC 20002 - BB 9252 équipé du hacheur prototype JEUMONT-SCHNEIDER de 4400 kW

légende : 1 - pupitres de conduite, 2 - compresseur, 3 - réservoirs principaux, 4 - bloc batterie, 5 - bloc pneumatique, 6 - bloc disjoncteur, 7 - convertisseur auxiliaire, 8 - bloc hacheur, 9 - cuve à selfs, 10 - table de mesures, 11 - compartiment des condensateurs, 12 - moteurs de traction, 13 - JH 2 (shuntage), 14 - JH 4 (inversion)
On notera, sur le schéma de principe, les 6 phases élémentaires du hacheur (H1 à H6) alimentées par un filtre d'entrée commun L_0-C_0 (avec L_0 de 2 mH et C_0 de 8mF).

Figure 125

Le schéma de la *figure 126*, ci-dessous, représente le détail de l'une des 6 phases, il est identique au schéma de principe du hacheur type rencontré en C.2.2.2, figures 107 et 108 (La Revue 3EI n°31) où a été explicité le fonctionnement du circuit d'extinction ; nous ne reviendrons donc pas sur ces explications.

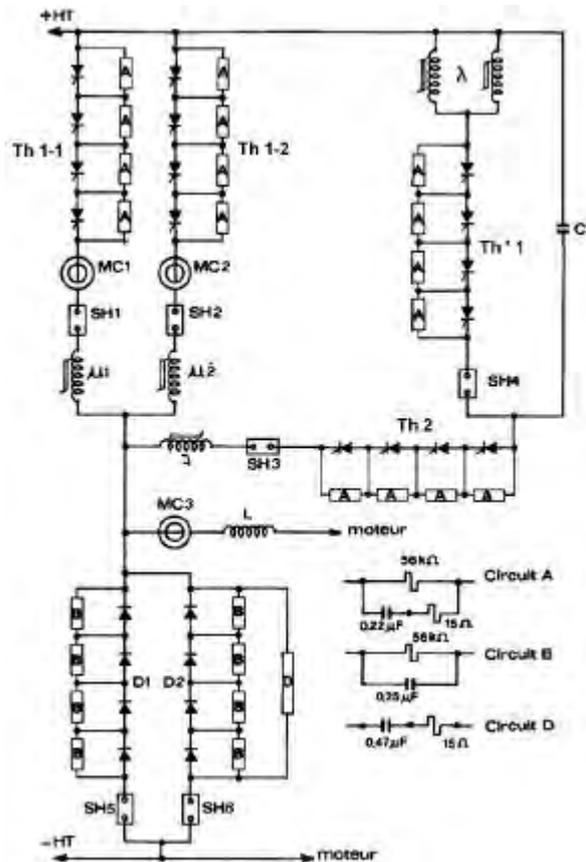


Schéma de principe détaillé de l'un des 6 hacheurs élémentaires (phase) JEUMONT-SCHNEIDER qui ont équipé le couplage CC 20002-BB 9252

Les selfs en série avec les divers bras de thyristors sont munies de ferrites qui, non saturées, leur permettent d'avoir une valeur plus élevée aux courants faibles (limitation en di/dt). MC1 et MC2 sont des capteurs de courant à isolement galvanique (sonde de Hall), SH1 et SH2 des shunts coaxiaux de mesure.

(schéma extrait de la Revue JS n°14 - décembre 1972)

Figure 126

On indiquera cependant que, pour chacune des 6 phases dont les commandes sont entrelacées, la fréquence de découpage est fixe (300 Hz à la fréquence nominale, ce qui conduit à une fréquence apparente, vue du filtre d'entrée, de 1800 Hz), le réglage du courant débité par chaque phase est obtenu par variation du taux de conduction.

Les démarrages sont effectués en utilisant successivement les 3 sous-fréquences de découpage de $f/27$, $f/9$ et $f/3$.

Caractéristiques des éléments du schéma :

Les semi-conducteurs sont tous en boîtiers pressés à refroidissement double-face :

- les thyristors sont des 1200 V - 400 A eff (300 A moyens environ) à toff de 25 μ s
- les diodes de "roue libre" sont des 2000 V - 470 A eff à trr de 2 μ s
- chacun des bras des thyristors principaux (Th 1.1 et Th 1.2) comporte une self μ de limitation en di/dt, ce sont des selfs saturables à ferrites, à forte valeur de self en début d'allumage des thyristors tandis que leur valeur "saturée", à fort courant, est de 60 μ H.
- la self ν , en série avec le thyristor d'extinction Th 2, est aussi une self saturable ; mais sa valeur "saturée" n'est que de 8 μ H, tandis que la self d'inversion λ (2 selfs en parallèles), en série avec les thyristors Th' 1, a une valeur saturée de 120 μ H.
- le condensateur de commutation C a une valeur de 45 μ F.
- chacune des 6 phases débite dans le groupe des 4 moteurs par une self de lissage L individuelle de 3,5 mH. dimensionnée pour un courant de 520 A en régime continu (633 A pendant 20 mn et 800 A pendant 35 s).

A titre d'information historique : on notera que les engins expérimentaux, décrits ci-dessus, ont tous été déséquipés à l'issue des essais :

- les automotrices Z 4001 et 4002 en 1971
- l'automotrice Z 4203 et la locomotive BB 17 en 1972
- le couplage CC 20002 - BB 9252 en 1972 également ; l'équipement hacheur de la CC 20002 étant mis en attente d'installation sur une locomotive prototype (qui sera la BB 7003) tandis que la BB 9253 a été "remise au type" et rendue à son service normal.

1974 - la locomotive BB 7003

En octobre 1973 et en juin 1974, la SNCF a notifié aux constructeurs (sociétés MTE-Creusot-Loire, Alsthom-Atlantique et Jeumont-Schneider), la commande de 300 locomotives de 4400 kW de la famille des BB 15000 dont 110 locomotives BB 7200, à courant continu et de 150 BB 22200, leur version bicourant et 40 BB 15000 complémentaires.

Les 260 locomotives 1500 V ou bicourant, à base mécanique et moteurs de traction dérivés des BB 15000, devaient être équipées du hacheur de 4400 kW dont la plupart des éléments avaient été expérimentés sur le couplage CC 20002-BB 9252 présenté ci-dessus ; la sortie des BB 7200 devait commencer en 1976.

Mais, auparavant, il a été décidé de réaliser une locomotive prototype, aussi proche que possible des locomotives de la série en cours de préparation.

Les équipements de la CC 20002 ayant été conçus dans cet esprit, il était tout naturel de les installer, presque tels quels, dans une caisse de locomotive BB 15000 existante. La BB 15007 a été choisie à cet effet et ce sont les ateliers SNCF d'Hellemmes (proches de Lille) qui en ont fait la transformation ; la locomotive en est ressortie fin 1974 renumérotée

BB 7003 (figure 127). Elle entamait là, comme nous le verrons, une longue carrière de locomotive expérimentale.



La locomotive prototype BB 10003
au départ d'un train en gare de Laroche-Migennes
(photographie Transphot - Jean-Paul Demoy)

Figure 127

Aux équipements issus de la CC 20002, il a fallu ajouter un convertisseur statique, continu-continu, de 30 kW pour alimenter les ventilateurs du hacheur et charger la batterie. C'est l'usine CGEE-Alsthom de Massy qui l'a réalisé en partant du convertisseur auxiliaire de 20 kW des CC 6500 - 21000, qui sera décrit par la suite.

Le groupe moto-compresseur des BB 15000, équipé d'un moteur à collecteur alimenté sous 420 V par un redresseur semi-contrôlé, a été remplacé par un groupe 1500 V.

Le pantographe 25 kV, unique, des BB 15000 a été remplacé par 2 pantographes spécifiques à la caténaire 1500 V.

Par rapport à ce qui vient d'être vu à propos de la CC 20002, l'équipement de traction a été complété par un rhéostat de freinage et le dispositif de shuntage à réglage continu par thyristors des inducteurs.

Les équipements hacheurs et leur environnement, représentés au schéma de la figure 128, étant pratiquement identiques à ceux qui seront montés en série sur les BB 7200 et 22200, leur description détaillée sera donnée au titre de ces séries.

Cependant, seuls les hacheurs alimentés directement sous la caténaire 1500 V avaient été expérimentés jusqu'alors. La mise à l'étude d'une locomotive bicourant utilisant ces ensembles (les BB 22200) a poussé à essayer la partie monophasée de ces engins qui, sous 25 kV, devait se substituer à la caténaire 1500 V.

C'est ainsi, qu'après des essais préliminaires en laboratoire, on a reconstitué le schéma des futures BB 22200 en couplant la BB 7003 à la BB 15015 (qui avait, pour l'opération, ses moteurs isolés) dont l'ensemble transformateur - redresseurs alimentait le

filtre d'entrée des hacheurs de la BB 7003 sous une tension régulée.

A l'issue de son rôle de prototype des machines à hacheur 1500 V de 4400 kW de la SNCF, la BB 7003 a été utilisée temporairement dans des configurations d'essais pour la préparation des rames TGV Paris Sud-Est où un puissant convertisseur auxiliaire continu-alternatif triphasé de 400 kVA utilise comme filtre d'entrée celui des hacheurs de traction.

En 1980 elle a reçu un équipement de traction à onduleurs de tension du type M.L.I. à thyristors et moteurs asynchrones (sous l'appellation de BB 10003). De 1990 à 1996, elle a été équipée d'un bloc moteur prototype à onduleur de tension à GTO (de 3000 A - 4,5 kV), préfigurant ceux des TGV-Transmanche (dits TMST), qui n'alimentait qu'un seul des 2 bogies.

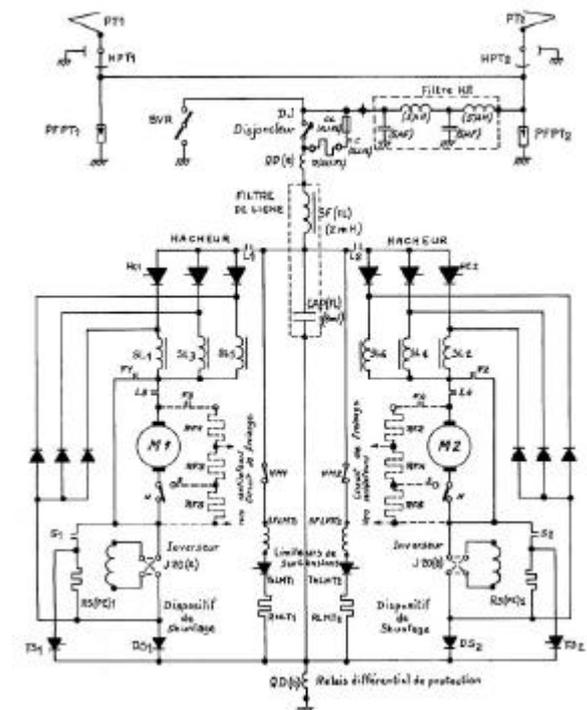


Schéma de principe de la BB 7003 équipée d'un hacheur JEUMONT-SCHNEIDER de 4400 kW, prototype de ceux de la série BB 7200-22200.

(schéma SNCF - Direction du Matériel, février 1975)

Figure 128

Bibliographie :

- Revue JEUMONT-SCHNEIDER n° 14, décembre 1972
- Revue "Voies-Ferrées" n° 92, novembre-décembre 1995, article de M. Bernard Collardey "La saga des BB 1 à 80"
- Documents internes SNCF - Direction du Matériel



La Revue 3EI -Cercle 13.01 de la SEE- rappelle que tous les numéros de ses collections sont disponibles

Commande à envoyer, accompagnée du règlement à :
SEE-La Revue 3EI
17 rue Hamelin 75783 Paris Cedex 16

(les prix sont indiqués TTC, frais d'envoi compris)

| N° | TITRE |
|-----------|-----------------------------------------------------------------------|
| 1994-95 | 1 La machine asynchrone (photocopie) |
| | 2 Association machine asynchrone et convertisseur statique |
| | 3 La machine synchrone (photocopie) |
| 1995-96 | 4 Influence des convertisseurs statiques sur les réseaux |
| | 5 L'électrothermie |
| | 6 Première approche sur les réseaux |
| 1996-97 | 7 La machine à courant continu |
| | 8 La conversion d'énergie |
| | 9 Les composants inductifs et capacitifs en électronique de puissance |
| | 10 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 1997-98 | 11 Le transformateur |
| | 12 Les capteurs |
| | 13 Le génie électrique dans l'armement |
| | 14 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 1998-99 | 15 Les aimants et électroaimants |
| | 16 L'automatique en électrotechnique |
| | 17 L'appareillage basse tension |
| | 18 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 1999-00 | 19 La traction électrique ferroviaire |
| | 20 Energies renouvelables |
| | 21 Moteurs électriques pour applications de grandes séries |
| | 22 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |
| 2000-2001 | 23 Les automatismes industriels |
| | 24 L'éclairage |
| | 25 L'état de l'art en électronique de puissance |
| | 26 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |

**TARIF PUBLIC
au 1^{er} décembre 2002**

| C E E | | | | HORS C E E | | | |
|-------|-------|-------|-------|------------|-------|-------|-------|
| 1 vol | 2 vol | 3 vol | 4 vol | 1 vol | 2 vol | 3 vol | 4 vol |
| 11 € | 22 € | 27 € | 36 € | 13 € | 26 € | 32 € | 43 € |

Collection 2001-02 (ces numéros ne peuvent être vendus séparément)

| | |
|----|--------------------------------------------------|
| 27 | Métrologie : mesures et estimations |
| 28 | Convertisseurs propres |
| 29 | Les alimentations et convertisseurs embarqués |
| 30 | Pratiques pédagogiques et réalités industrielles |

| C E E | HORS C E E |
|-------|------------|
| 36 € | 43 € |

La série complète de 30 numéros est en vente au tarif de 270 € avec copie du numéro « 0 »

Recueils des Journées 3EI

- 3EI'95 – Moteurs synchrones et leurs applications industrielles
3EI'97 – Convertisseurs statiques
3EI'99 – Contrôle et commande des systèmes électrotechniques

- 30 € pour la France (35 € pour l'étranger)
30 € pour la France (35 € pour l'étranger)
30 € pour la France (35 € pour l'étranger)

CETSIS 2003



Colloque
sur l'Enseignement
des Technologies
et des Sciences
de l'Information
et des Systèmes

OBJECTIFS

Le quatrième Colloque sur l'Enseignement des Technologies et des Sciences de l'Information et des Systèmes, sur l'initiative du club EEA (Électronique, Électrotechnique, Automatique, Signal et Images) aura lieu les 13 et 14 novembre 2003 à Toulouse au centre de congrès Pierre Baudis.

Ces journées, concernant l'ensemble des disciplines relevant de l'EEA, sont ouvertes à la communauté internationale. La langue officielle est le français.

Le but est de présenter des expériences pédagogiques motivées par la nécessaire adaptation de la formation aux évolutions rapides et continues des technologies, des sciences et du monde de l'entreprise.

Ces journées s'adressent donc à tous les enseignants et industriels désireux de partager leurs expériences, leurs savoir-faire et contribuer à l'évolution de la formation post-baccalauréat dans les domaines des technologies et des sciences de l'information et des systèmes : EEA, informatique industrielle, mécanique, physique.

Le Colloque consiste en la présentation d'expériences pédagogiques et de démonstrations innovantes ou originales dans leur contenu ou leur forme. Il permet aussi de présenter des formations proposées dans différents pays.

CONTACTS-RENSEIGNEMENTS

CETSIS, Mission Formation Continue et Apprentissage

Université Paul Sabatier, 118 route de Narbonne

31 062 TOULOUSE CEDEX 4

Mél : cetsis@cict.fr Web : <http://mfca.ups-tlse.fr/cetsis/>

Tél : 05 61 55 87 33
Fax : 05 61 55 87 39

UNIVERSITÉ PAUL SABATIER



Club EEA



TOULOUSE III

TOULOUSE

13 et 14 novembre 2003
Centre de Congrès Pierre Baudis

THÈMES ABORDÉS

- **Nouvelles Approches, Nouveaux Outils** : T.P., T.E.R., projets innovants, campus numérique et formation à distance, démarche qualité...
- **Formations Interdisciplinaires** : E.E.A. et...
 - micro systèmes, - aéronautique et spatial,
 - nano et bio-technologies, - énergies et environnement...
 - matériaux,
- **Professionnalisation des Formations** :
Rénovation des diplômes, relations avec l'industrie, apprentissage, lycée des métiers...
- **Formation Continue** : Validation des Acquis de l'Expérience, formation continuée, ingénierie de formation...
- **Politique Régionale en Matière de Formation et de Recherche** : valorisation, soutien à l'innovation, ressources humaines et mobilité...
- **Culture Scientifique et Technologique** :
Tourisme scientifique, retour vers les citoyens, vulgarisation...

APPEL À COMMUNICATIONS

Les auteurs devront soumettre un résumé en noir et blanc au format pdf (préféré), rtf, word 95/6 ou Appleworks 6 (2 pages A4 maximum sur une colonne, marges de 3cm, police helvetica corps 12) par mél à l'adresse : cetsiart@cict.fr

Les recommandations détaillées aux auteurs se trouvent sur le site
Web : <http://mfca.ups-tlse.fr/cetsis/>

Il reste possible si l'on ne dispose pas de connexion Internet d'obtenir les recommandations et d'envoyer une version papier du résumé et de l'article définitif à l'adresse du CETSIS.

NOTIFICATION D'ACCEPTATION vers le 28 mai 2003

Les auteurs dont la communication aura été acceptée devront renvoyer l'article définitif (**maximum 4 pages A4 sur 2 colonnes**) avant le 18 juillet 2003

3EI Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

c'est



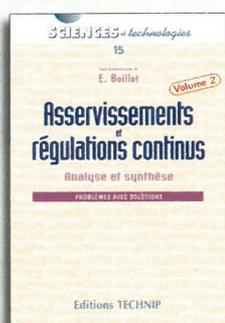
- Une revue trimestrielle
- Un site web pour partager l'Enseignement du Génie Electrotechnique : <http://www.lesite3EI.com>

Thèmes futurs

- ☛ L'électricité dans l'automobile
 - ☛ Applications pédagogiques et réalités industrielles (septembre 2003)
 - ☛ Utilisation de l'outil informatique et enseignement énergie

Asservissements et régulations continus

Analyse et synthèse. Problèmes avec solutions
Des thèmes variés illustrés par des cas réels rencontrés dans l'industrie. Treize problèmes avec corrigés complets couvrent la majorité des sujets rencontrés en examen d'automatique dans les écoles d'ingénieurs. E. Boillot. *Broché*, 216 p. €32



Asservissements et régulations continus

Vol. 2 Nouveauté
Analyse et synthèse. Problèmes avec solutions
Le second volume d'un ouvrage à succès. Dix nouveaux problèmes d'automatique abordant des systèmes réels rencontrés dans l'industrie, avec leurs corrigés complets. E. Boillot. *Broché*, 240 p. €34

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

Initiation à la programmation avec Scheme

Un langage de programmation dont la clarté des concepts et la simplicité de la syntaxe facilitent l'apprentissage, sans sacrifier rigueur ou puissance expressive. L. Bloch. *Broché*, 240 p. €32

Estimation, prédiction

Éléments de cours et exercices résolus
Une présentation des méthodes et des exemples spécialement choisis en vue d'une application à des problèmes industriels. E. Duflos, Ph. Vanheeghe. *Broché*, 176 p. €27

Identification et commande numérique des procédés industriels

Les principales données théoriques et pratiques permettant de réussir l'application d'une commande numérique adaptative à un procédé industriel. R. Ben Abdennour, P. Borne, M. Ksouri, F. M'sahli. *Relié*, 256 p. €44

Nouveauté

