

Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay Evolution de la structure en domaines en fonction du champ pour un matériau magnétique doux F. Mazaleyrat - Page 9

> Les matériaux magnétiques dans les convertisseurs d'énergie

# **Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

Conduite en ciment armé de Pontamafrey (Figure 2 - Page 57)



Conduite métallique autoporteuse rive de La Praz (Figure 1 - Page 56)

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

HISTOIRE DES SCIENCES ET DES TECHNIQUES

Electrométallurgie et hydroélectricité en Maurienne - Page 55

N° 41 - Juin 2005





Suite et fin de l'article d' A. FERAUD - Les centrales ALSTOM à l'horizon 2020 - Page 26



La Revue 3EI

publication trimestrielle

du Cercle Thématique 13-01

de la SEE

#### SOCIETE de l'ELECTRICITE, 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 site web : www.see.asso.fr

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

#### 3EI : Enseigner l'Électrotechnique et l'Électronique Industrielle.

La Revue 3EI, Édition SEE, 17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16	Sommaire du n°41 Thème : Les matériaux magnétiques pour convertisseurs d'énergie.
<b>Directeur de la publication</b> Jean-Gabriel REMY Président de la SEE	p. 2 Éditorial, p. 3 Publications, Informations. Thème (première partie).
<b>Rédacteur en Chef</b> François BOUCHER	p. 7 Matériaux magnétiques doux pour la conversion d'énergie Frédéric. MAZALEYRAT , SATIE, ENS-Cachan, 94235 CACHAN
Adresser les propositions d'article à F. Boucher : revue3ei.art@voila.fr	p. 17 Aimants permanents pour la conversion d'énergie. Caractéristiques physiques et électromagnétiques.
Communication Micheline BERTAUX	Francisco ALVES, Jean-Baptiste DESMOULINS, 94235 ENS-CACHAN (Suite du thème 40) Production centralisée de l'électricité
Publicité en Régie	p. 26 Les centrales thermiques ALSTOM à l'horizon 2020 A. FERAUD, ALSTOM POWER-Centrales, 90018 BELFORT
TRENDICE CONSEIL	Recherche et développement
Philippe MINGORI 01 45 74 96 47 Marine FERRON 01 45 74 96 48	p.37 Modélisation d'une alimentation haute tension pour générateurs industriels à magnétrons M. CHRAYGANE ESTA Agadir, M. FERFRA, EMI, RABAT AGDAL,
Abonnement (4 numéros par an) déc. 2004, mars, juin, sept. 2005. tarifs TTC : <u>Individuel</u> : France et CEE	<i>p</i> 48 Le refroidissement des semi-conducteurs de puissance <i>Romain DARDEVET, ENS-Cachan</i> <i>Histoire des sciences et des techniques</i> <i>p. 55 Électrométallurgie et hydroélectricité en Maurienne : synergies scientifiques et</i> <i>techniques</i> <i>Daniel DAVID, U. T. C., 60200 COMPIEGNE</i>
Pays hors CEE63 € <b>Réalisation et impression</b> Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin	p. 63 L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire : le thyristor à blocage par la gâchette, le GTO C. LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF
<b>Routage et Expédition</b> Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand	
Dépôt Légal : juin 2005	
Commission Paritaire 1207 G 78028 ISSN 1252-770X	

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'oeuvre 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).

#### Juin, le mois maudit ?

Ce n'est pas la première fois que les articles promis concernant le thème prévu, ne peuvent être publiés. Cette fois encore, le thème annoncé pour ce numéro de juin, subit ce mauvais sort ! Deux des articles promis nous seront fournis tardivement, nous contraignant à les publier en septembre (l'un sur les ferrites, l'autre sur l'utilisation des poudres de fer). Les auteurs, très sollicités ces dernières semaines, par leurs activités professionnelles, n'ont pu respecter la date butoir, imposée pour la parution de La Revue 3EI début juillet. Nous sommes persuadés que nos lecteurs, compréhensifs, sauront patienter.

#### Les articles adressés spontanément,

continuent de nous parvenir et nous ne pouvons que nous en féliciter. Nous regrettions, il n'y a pas si longtemps encore, ce manque d'envois spontanés ; aujourd'hui, leur régularité et leur qualité prouvent que La Revue 3EI est devenu un vecteur d'échanges d'informations essentiel dans le domaine de l'Enseignement de l'Électrotechnique et de l'Électronique Industrielle (" 3EI ").

#### Un numéro de septembre presque déjà bouclé

Avec entre autres, un article, décrivant le premier dispositif de transmission télévisuelle ("La RadioVision") utilisant des dispositifs électromécaniques dans la réalisation du balayage, d'où le nom de Télévision Mécanique. Passionné de l'histoire des sciences et des techniques, Roger DUPOUY, décrit non seulement le principe de cette technique mais le matériel qu'il a su reconstruire à partir des plans d'origine avec des éléments d'époque !

#### La Revue 3EI

#### Comité de publication

Jean BONAL François BOUCHER Jean-Claude BOUDENOT Gérard DELAVIER Lucien DESCHAMPS Jean FAUCHER Gilles FELD François FOREST Brigitte GRELAUD Jean-Philippe ILARY Chérif LAROUCI Marie Michèle LE BIHAN Pascal LOOS **Bernard MULTON** Claude OBERLIN Oviglio SALA Jean-François SERGENT Jean-Claude VANNIER Pierre VIDAL

Site WEB 3EI ( http://www.lesite3EI.com )

> Responsable : Philippe LE BRUN

Jean-Pierre TAREL Jean-Philippe ILARY

*Pour vos insertions publicitaires, contacter :* 

TRENDICE CONSEIL

Philippe MINGORI 01 45 74 96 47 Marine FERRON 01 45 74 96 48

Abonnement à la Revue 3EI, année 2004-2005 : Numéros : 39 (décembre 2004), 40 (mars), 41 (juin) et 42 (septembre 2005).

<u>Abonnement individuel :</u>		<u>Abonnement collectif souscrit</u> (bibliothèque, CDI, labor	par bon de commande atoire, entreprise, etc.)
France et Pays de la CEE :	33 €, TTC	France et Pays de la CEE :	50 €, TTC
Pays hors CEE :	42 €, TTC	Pays hors CEE :	63 €, TTC

Une seule adresse :

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

pour nous contacter au sujet de votre abonnement écrivez à revue3ei.cour@voila.fr

#### Le génie électrique automobile : La traction électrique Traité EGEM - Série électronique - génie électrique -micro systèmes Joseph BERETTA

Éditeur : Hermes - Lavoisier, ISBN : 2-7462-1094-0-Format : 16 x 24 cm - 351 p

Le génie électrique a depuis le début du siècle envahi notre vie quotidienne. Il est présent dans la plupart de nos objets de tous les jours. Aujourd'hui il investit en force l'automobile. Si la mutation a été dans ce domaine très lente durant les dix dernières années elle est en train de s'accélérer et nous assistons à une vague poussée par les contraintes réglementaires et les lois du marché. Même si la voiture électrique n'a pas eu le succès escompté, la traction électrique est en passe de prendre une place importante dans l'automobile.

Dans ce contexte, cet ouvrage apporte à la fois des éléments historiques, scientifiques, et prospectifs pour comprendre l'évolution des technologies dans ce domaine.

II aborde ainsi :

• Les véhicules électriques à batterie qui représentent une réponse absolue au défi de la pollution urbaine et s'intègrent dans tous les schémas de la mobilité en ville. L'apport environnemental global est lié au type d'énergie utilisé pour produire l'électricité.

• Les véhicules hybrides **thermique-électrique** qui, combinant deux sources d'énergie pour assurer leur propulsion, peuvent être utilisés en mode électrique pur et permettent d'obtenir des consommations globales réduites.

• Les véhicules à pile à combustible : il s'agit de l'une des technologies les plus prometteuses pour l'avenir, sa capacité à utiliser n'importe quel combustible est un atout pour les années futures. Le combustible idéal aussi bien énergétiquement qu'écologiquement est l'hydrogène, mais les contraintes imposées par l'infrastructure et le stockage posent de nombreux problèmes qui ne sont pas à ce jour résolus.

• Les organes électriques constituant les systèmes de traction électrique : les sources d'énergies embarquées (batteries et piles à combustible), les systèmes de recharge des batteries, les convertisseurs électroniques et les moteurs électriques.

Cet ouvrage est disponible dans toutes les librairies spécialisées et à la librairie Lavoisier : 11 rue Lavoisier - 75008 PARIS Té1 : 33(0)I 42.65.39.95 Fax; 33(0)1.42.65.02.46 - Internet : <u>www.Lavoisier.fr</u>

1 : 55(0)1 +2.05.57.75 1 ux, 55(0)1.+2.05.02.+0 - Internet : <u>www.Lavoister.jr</u>

#### Physique appliquée : 1 Les bases et l'électronique de puissance



EGEM

génie électrique - microsystèmes

Le génie électrique

Lavoisier

automobile

sous la direction de Joseph Beretta

Bermes

la traction électrique

#### 2 Puissances - Machines

BTS électrotechnique. Contrôle continu

*Valérie LEGER, professeur agrégé en STS Électrotechnique au lycée Maupertuis, Saint Malo* 

Éditions : Ellipses, Tome 1 : 400 pages, Tome 2 : 224 pages.

Destiné principalement aux étudiants de BTS Électrotechnique, mais aussi aux étudiants de licence EEA et Ingénierie Électrique, ces ouvrages sont des recueils d'exercices avec des solutions détaillées couvrant l'ensemble du programme de physique appliquée.

Les exercices sont de difficultés croissantes. Le contrôle de fin de chapitre, souvent extrait d'une épreuve de physique appliquée de BTS Électrotechnique permet ainsi de contrôler les connaissances et d'appliquer des méthodes de travail.

Chaque chapitre débute par un résumé de cours comprenant les résultats essentiels à la compréhension du cours et des exercices.

Le premier tome regroupe les bases comme les théorèmes généraux, l'électronique linéaire, non linéaire, les composants de l'ENPu, l'analyse harmonique, le triphasé, mais aussi l'Électronique de puissance (ENpu).

Le second tome regroupe tout ce qui touche à la puissance : les circuits magnétiques, les transformateurs, les machines et les asservissements linéaires

ellipses

BTS Électrotechnique IUT Génie électrique Licence EEA

Conversion d'énergie Électrotechnique Électronique de puissance

> Résumé de cours Problèmes corrigés

> > Valérie LÉGE Alain JAMEA

# <section-header><section-header><section-header><section-header><section-header><text><text><text><text>

Conversion d'énergie, électrotechnique, électronique de puissance -Résumé de cours et problèmes corrigés. Nouvelle édition.

BTS Électrotechnique IUT Génie électrique - licence EEA JAMEAU Alain, LÉGER Valérie, Professeurs agrégés de Physique Appliquée Éditions Ellipses, 400 pages

Ce livre est destiné aux étudiants de B.T.S électrotechnique, mais il servira également aux étudiants en IUT génie électrique ainsi qu'en licence E.E.A. Il se compose d'un résumé de cours que les auteurs ont choisi d'être le plus complet et précis possible. Ce résumé est suivi de sujets corrigés dont le choix à été fait de façon à couvrir l'ensemble du programme.

#### Les réseaux électriques industriels, Tomes l et 2

*Christophe PRÉVÉ,* ingénieur de Supélec, responsable recherche et développement de AREVA T&D centre de Mâcon. Éditeur : Hermes - Lavoisier

Ce traité -en deux volumes- contient les informations théoriques et pratiques permettant de concevoir un réseau électrique industriel et de comprendre les phénomènes qui s'y produisent. Il constitue un outil de travail pour un ingénieur ou un technicien d'études, et un support de connaissances pour les métiers de formation technicocommerciale. Chaque volume comporte trois parties.

Volume 1:

- la méthodologie de conception d'un réseau électrique. Description des étapes de conception et explication sur un cas pratique : élaboration du schéma unifilaire, choix des régimes de neutre, détermination des sections de conducteur, compensation de l'énergie réactive, étude des harmoniques, étude de la sélectivité des protections et étude du démarrage des moteurs ;

- les architectures de réseaux : les postes de livraison HTA et HTB, les structures des réseaux HTA, les modes d'alimentation des tableaux HTA et BT, les réseaux BT secourus par des groupes électrogènes ou des alimentations sans interruption;

- la détermination des sections de conducteurs : une méthode pratique de détermination des sections de conducteurs HTA et BT est décrite ainsi que le choix des dispositifs de protection BT.

#### Volume 2 :

- la compensation de l'énergie réactive : des applications, avec des exemples, sont décrites pour la réduction de la facture d'énergie, l'accroissement de la puissance disponible des transformateurs, la compensation des moteurs asynchrones, la diminution des pertes et des chutes de tension;

- les harmoniques : les notions théoriques de base sont expliquées. Les effets des harmoniques sur les équipements électriques et les moyens de se prémunir contre ces perturbations sont expliqués avec de nombreux exemples d'applications ;

- la stabilité dynamique des réseaux industriels : le comportement d'un réseau électrique lors d'un phénomène transitoire tel que court-circuit, coupure d'alimentation, creux de tension sont expliqués. L'étude de la stabilité dynamique permet d'éviter la perte d'alimentation lors de ces phénomènes.

La Revue 3EI nº 41 – juin 2005 page 4

hermes

#### EF'2005 ELECTROTECHNIQUE DU FUTUR 14-15 septembre 2005 LEG / ENSIEG / Grenoble http://www.leg.ensieg.inpg.fr/EF2005/

#### Communiqué de presse

#### **INGENIEURS « FRAICHEMENT DIPLOMES » :**

# Le Groupe Sogeti-Transiciel recrute 500 ingénieurs dans le métier du Conseil En Haute Technologie dont <sup>3</sup>/<sub>4</sub> de jeunes diplômés

Au niveau mondial, le Groupe de services informatiques SOGETI-TRANSICIEL recrute 2.800 collaborateurs en 2005. Le Conseil en Haute Technologie, l'un des trois métiers du groupe recherche 500 ingénieurs en France dont <sup>3</sup>/<sub>4</sub> de jeunes diplômés.

#### Des recrutements d'ingénieurs de haut vol

Sogeti-Transiciel Technology, société du groupe Sogeti Transiciel, est le partenaire privilégié des industriels de la défense, de l'aéronautique, du spatial, des télécommunications et de l'informatique scientifique.

Les profils d'ingénieurs recrutés sont spécialisés en : Systèmes Temps Réels, Informatique technique, Informatique industrielle, Logiciels critiques, Calcul scientifique, Technologie du logiciel, Télécommunications, Électronique, Mécanique, Aérodynamique, Hyperfréquences, Thermique, Vibro-acoustique, Simulation, Traitement du signal, Soutien logistique et Sûreté de fonctionnement.

#### Une stratégie d'accompagnement des jeunes diplômés

Les jeunes diplômés ont la possibilité d'évoluer dans un environnement de haut niveau au sein d'agence de taille humaine de 80 à 100 personnes. Ils sont accompagnés par des collaborateurs expérimentés afin de s'intégrer rapidement au cœur de projets comprenant des prestations allant des interventions de conseil et d'assistance à maîtrise d'ouvrage, au développement de systèmes complexes.

#### Des rencontres régulières avec les jeunes diplômés

- 20 au 22 juin - Forum recrutement Air & Espace - Salon du Bourget

- 21 juin 2005 Les Salons des Ingénieurs - Cnit - Paris La Défense

- 15 septembre 2005 Les Jeudis de l'informatique - Paris - Palais des Congrès Porte Maillot

- mi-novembre 2005 Les Jeudis de l'informatique - Paris - Palais des Congrès Porte Maillot

- 14 et 15 décembre 2005 Les Salons des Ingénieurs - Cnit - Paris La Défense

Pour consulter et répondre aux offres d'emploi, rendez-vous sur

#### www.recrut.sogeti-transiciel.com

#### A propos du Groupe Sogeti-Transiciel

Le pôle Local Professional Services SOGETI-TRANSICIEL (filiale de Cap Gemini SA) propose une offre de services informatiques de proximité pour les grandes entreprises autour de trois métiers complémentaires :

• L'ingénierie scientifique, l'informatique technique et industrielle, la mécanique et l'électronique dans les grands projets de Recherche & Développement industriels (High Tech Consulting).

• Le conseil et l'intégration de solutions applicative de gestion (Application Services),

• Le service aux infrastructures techniques et réseaux ainsi que la gérance de la production informatique (Infrastructure Services).

Au total, le Groupe SOGETI-TRANSICIEL réunit 14 000 collaborateurs.

SOGETI-TRANSICIEL : 6 rue Duret - 75784 Paris cedex 16 - Tél. : +33 (0) 1 58 44 55 66, Fax +33 (0)1 58 44 55 70

## Lire La Revue 3EI c'est bien et même très bien,

Lire La Revue 3EI en étant abonné c'est encore mieux !

Informations

# Matériaux magnétiques doux pour la conversion d'énergie

#### Frédéric MAZALEYRAT

SATIE UMR 8029 CNRS / École Normale Supérieure de Cachan 61, avenue du Président Wilson, 94 235 Cachan

Résumé : Après un bref panorama historique, nous nous attacherons à définir les grandeurs caractéristiques des matériaux magnétiques et à décrire les phénomènes physiques qui régissent l'aimantation. Nous présenterons les principales familles de matériaux magnétiques doux couramment utilisés en électrotechnique et en électronique de puissance : aciers au silicium, au cobalt ou au nickel, amorphes, nanocristallins et ferrites. Nous aborderons ensuite le problème de la modélisation des pertes, puis nous proposerons quelques méthodes simples pour bien évaluer les propriétés magnétiques des matériaux.

#### 1. Un peu d'histoire

magnétisme du La découverte est traditionnellement attribuée à Thalès de Millet qui, selon la légende, remarqua que sa marche était ralentie par l'attraction des clous de ses sandales sur une roche volcanique. Le phénomène était peut-être connu auparavant, mais c'est à partir de ce moment (vers 585 av JC) que la magnétite est connue sous le nom de pierre d'aimant. La connaissance du magnétisme jusqu'au XIXe siècle ne va connaître de progrès que très ponctuels. Au VIe siècle, l'anti-aristotélicien Jean Philopon d'Alexandrie remarque le phénomène d'attraction et répulsion des aimants. Vers le IXe siècle, le chinois Shen Kua s'intéresse à la pierre d'aimant et mentionne l'aimantation d'une aiguille d'acier par l'influence d'un aimant naturel. Ce phénomène, connu sous l'appellation d'aimantation par frottement, est d'ailleurs source d'une confusion qui

perdure, puisque le frottement n'a rien à faire ici. L'alignement de l'aimant vers le sud est connu semble-t-il au Xe siècle mais il n'est pas exclu que les arabes soient les premiers à avoir exploité le phénomène pour la navigation dès le milieu du XIe siècle : cela expliquerait que Chu Yu en mentionne l'introduction par des étrangers en 1086<sup>1</sup>. Finalement, la boussole est <sup>c</sup> connue sous sa forme actuelle en Europe au début du XIIe siècle. La première véritable expérimentation est réalisée par Pierre de Maricourt en 1269 qui définit la notion que William Gilbert appellera dans son ouvrage De Magnete en 1600, pôles magnétiques (par analogie avec le magnétisme terrestre). Le dessin de Gilbert



ci-contre représente les positions de la boussole autour d'un barreau aimanté. On remarque la qualité de la description expérimentale exceptionnelle pour l'époque. Jusqu'au XIXe siècle, le magnétisme des

matériaux reste une vertu occulte supposée à l'origine des phénomènes les plus farfelus, allant des vertus curatives jusqu'à la révélation des femmes adultères ! Durant toute cette période, Descartes est le seul en 1644 à refuser l'occultisme et à proposer une interprétation mécaniste, certes erronée, mais au moins raisonnée à la lumière des connaissances de l'époque. L'explosion de la science du magnétisme aura lieu en 1819 avec la découverte fortuite de l'action du courant électrique sur la déviation de la boussole par Christian Oersted. Apprenant l'expérience, André Marie Ampère en 1820, se passionne subitement pour ce phénomène. Bien qu'il ne se soit guère préoccupé de physique jusque là, il fonde en 4 mois la théorie de l'électrodynamique. Il émet en 1827 l'hypothèse que les aimants sont le siège de courants moléculaires (on ne connaît pas encore l'atome) qui produisent le champ magnétique. Les scientifiques du monde entier s'emparent alors de cette théorie et l'électrodynamique va progresser à grands pas grâce, notamment, à Jean Baptiste Biot, Félix Savart, Joseph Henry, François Arago, Sturgeon, Barlow... C'est à ce moment que Machael Faraday, simple ouvrier relieur, devient l'assistant de Humprey Davy. Il découvre en 1821 le principe du moteur électrique et l'induction en 1831. En 1845 il s'intéresse au magnétisme de la matière et distingue le ferromagnétisme, le paramagnétisme et le diamagnétisme. Il montre en 1852 que le fer chauffé au rouge perd son magnétisme. Pendant que Maxwell formalise les lois de l'électromagnétisme en 1872, la connaissance des matériaux progresse peu jusqu'au début de l'électricité industrielle. En 1882, J.A. Ewing donne un nouvel élan au magnétisme en découvrant l'hystérésis puis en publiant en 1891 un ouvrage complet sur les connaissances du magnétisme de la matière (contenant de nombreuses mesures d'aimantation en fonction du champ et de la température), après quoi il part étudier les tremblements de terre au Japon où il fonde l'école japonaise de magnétisme. En 1885, Hopkinson invente l'aimant d'acier au chrome plus coercitif que la magnétite et l'acier durci et, en 1887, Lord Rayleigh établi le premier modèle comportemental de la

<sup>1</sup> Certains textes historiques chinois font remonter la découverte de la boussole à une date antérieure, mais les textes sont plus récents et certainement peu sincères.

perméabilité en fonction du champ. En 1895, Pierre Curie rapatrie le leadership du magnétisme de notre côté de la Manche grâce à ses travaux sur le magnétisme des corps purs. Il montre que le diamagnétisme est indépendant de la température et établit que la susceptibilité des paramagnétiques suit une loi inverse de la température,  $\chi = C/T$  (Loi de Curie). Il mesure très précisément la température à laquelle le ferromagnétisme disparaît (point de Curie) pour divers matériaux magnétiques connus (fer, nickel, magnétite...) mais passe complètement à côté de la loi  $\chi = C/(T-T_c)$  pour les ferromagnétiques et que Pierre Weiss n'énoncera qu'en 1904. La même année, Paul Langevin expose la théorie du diamagnétisme et du paramagnétisme, puis en 1906, Weiss invente le champ moléculaire et postule l'existence des domaines magnétiques. Ces deux idées seront vérifiées par les développements théoriques de Brillouin en 1927, de Heisenberg en 1928 et les expériences de Bitter en 1931 qui permirent de visualiser les domaines. Pendant ce temps les matériaux se développent grâce à Hadfield qui invente le fer-silicium (1900), Weiss (Fe<sub>2</sub>Co à 2.45 T, 1912), Elmen (permalloy, 1913), Honda (acier dur Co-W-Cr, 1917). Enfin, les années 30 verront le début d'une progression constante des performances des matériaux connus et du nombre d'inventions parmi lesquelles nous citerons : l'Alnico (Mishima, 1931), le Cobalt-Platine (Jellinghaus, 1936), les ferrites doux (Snoek, 1933-45), les ferrites durs (1952), les amorphes (Duwez, 1960), les aimants SmCo (1966), NdFeB (1980) et enfin les nanocristallins (1988).

#### 2. Phénoménologie du magnétisme

#### Cycle d'hystérésis, définitions

La courbe de première aimantation, **Figure 1**, correspond à l'évolution de B (l'induction) ou J (la polarisation) en fonction de H croissant partant de l'état démagnétisé (J=0, H=0). Cette courbe n'est pas réversible. Pour des valeurs de champ très petites (typiquement moins d'un A/m pour les matériaux doux), la polarisation dépend linéairement du champ.

$$J = \chi \mu_0 H$$
 comme  $B = J + \mu_0 H$  on trouve  
 $B = (1 + \chi_i) \mu_0 H = \mu_0 \mu_i H$ 

où  $\chi_i~(\mu_i)$  est la susceptibilité (perméabilité relative) initiale.

Pour des valeurs plus grandes de H, cette relation linéaire n'existe plus et la perméabilité n'est donc plus définie. Pour simplifier les calculs, on linéarise:

$$\mu_z = \frac{B_{\max}}{\mu_0 H_{\max}}$$

où  $\mu_z$  est appelée perméabilité (relative) d'impédance où d'amplitude. Elle correspond à la valeur que l'on utilise pour modéliser les circuits magnétiques alimentés en courant alternatif sinusoïdal et elle dépend de l'amplitude de B (ou H, cf. **Figure 1**).

Lorsque le matériau est saturé, on peut écrire l'induction

$$B = J + \mu_0 H = \mu_0 \mu_z H \implies \mu_z = 1 + \frac{J_S}{\mu_0 H}$$



**Figure 1 :** Courbe typique de première aimantation d'un matériau doux (à droite) et variation de la perméabilité d'impédance avec le champ (ligne continue) et l'induction (ligne pointillée).

L'énergie à fournir au matériau pour atteindre un point de polarisation à partir de l'état désaimanté (ou démagnétisé) est appelée énergie (ou parfois travail) volumique d'aimantation,  $W_A$ . Comme  $dW_A$ =HdB, H>0 et dB>0, alors  $W_A>0$ . Si l'on diminue le champ magnétique jusqu'à l'annuler, la branche de retour ne suit pas le même chemin. Comme dB<0, une partie de l'énergie est restituée à la source et le reste est dissipé par effet Joule via divers phénomènes dépendant de la nature du matériau.

Si l'on applique au matériau un champ alternatif, on a parcouru après un période un cycle dans le plan (H, B) ou (H,J) appelé cycle d'hystérésis ou d'hystérèse. Ce cycle est parcouru dans le sens trigonométrique. La surface de ce cycle correspond à l'énergie volumique dissipée sous forme de chaleur au cours d'un cycle. La forme du cycle dépend de la nature chimique et structurale du matériau.



Figure 2 : Cycle d'hystérésis majeur et cycles mineurs d'une tôle de FeSi 3% à grains non orientés.

#### Distinction doux-dur

Les grandeurs caractéristiques d'un cycle d'hystérésis sont les suivantes:

 $J_{\rm S}$ : polarisation à saturation

 $J_R$ : polarisation rémanente (H=0 partant de l'état saturé)  $H_{CJ}$ : champ coercitif (J=0 partant de l'état saturé)  $H_K$ : champ d'anisotropie (quand J=J<sub>S</sub>)

Dans le plan (H, B) on peut définir B<sub>R</sub>=J<sub>R</sub> l'induction rémanente (car à ce point H=0

 $H_{CB}$ : champ coercitif (B=0 partant de l'état saturé)

Il faut remarquer que la dénomination "induction à saturation" est tout à fait abusive dans la mesure où

 $B=J_S + \mu_0 H \rightarrow \infty \text{ si } H \rightarrow \infty$ .

La distinction entre doux et dur se fait par le champ coercitif.

 $0.3 < H_{CJ} < 100 \ A/m$ , le matériau est doux: il est aimantable et se désaimante spontanément  $10^4 < H_{CJ} < 2.10^6 \ A/m$ , le matériau est dur: s'il est aimanté, il le reste en permanence

 $100 < H_{CJ} < 10^4$  A/m, le matériau est dit semirémanent ou mi-dur

Pour un matériau doux,  $J_{\rm S}$  de l'ordre du tesla et la saturation est atteinte pour un champ de l'ordre de H=8000 A/m, d'où :

$$B=J_{S}+\mu_{0}H\sim 1+4.10^{-7}\times 8000\sim 1.01 T$$

soit un écart de l'ordre de 1% entre la polarisation et l'induction, ce qui explique l'utilisation abusive du terme d'induction à saturation pour les matériaux doux.

Pour un aimant sous un champ à  $H=H_{CJ}\sim 800 \text{ kA/m}$ 

 $B=J_S+\mu_0\mu_iH_{CJ}\sim 1+4.10^{-7}\times 8\times 10^5\sim 2 T$ 

Dans ce cas il est indispensable de bien différencier les notions de polarisation et d'induction comme on peu le constater **Figure 3** où l'on voit également que  $H_{CB} < H_{CJ}$ . Pour un très bon aimant,  $H_{CJ} > \mu_0 B_R$  ce qui implique que  $H_{CB} = \mu_0 B_R$ .



*Figure 3 : Exemple de cycle d'hystérésis pour un ferrite dur et un ferrite doux* 

#### Structure en domaines

Les éléments paramagnétiques et ferromagnétiques portent tous un moment magnétique, mais dans le premier cas ceux ci sont agités thermiquement ce qui fait que la polarisation est nulle en l'absence de champ et très faible aux températures et champs usuels. Dans le second cas, il existe une énergie, dite d'échange, qui tend à orienter tous les moments magnétiques parallèlement et dans la même direction, ce qui fait qu'ils présentent une aimantation spontanée. Ces moments s'orientent vers la direction de facile aimantation (une direction particulière du cristal). Cette situation donne naissance à une énergie magnétostatique importante. Le système tend à minimiser l'énergie magnétostatique en créant des zones d'aimantation opposées. Lors du passage d'un domaine à l'autre, la paroi de Bloch, l'aimantation tourne à 180° en hélice. L'énergie associée à la paroi dépend des constantes d'anisotropie et d'échange. En fonction de l'importance de ces termes, il se crée un nombre fini de parois dans chaque grain. Les parois de Bloch ont une largeur de l'ordre 5 nm (~15 atomes) pour les durs et 100 nm pour les doux (~300 atomes). Si l'énergie d'anisotropie est faible, le matériau est désaimanté en l'absence de champ et l'aimantation se fait par déplacement des parois et par rotation des moments (voir Figure 4).

Si l'énergie d'anisotropie est forte les parois sont minces et facilement piégées par les défauts du cristal et l'influence de l'énergie magnétostatique est faible. Après aimantation, les moments restent bloqués suivant l'axe de facile aimantation et on a un aimant.



Figure 4 : Évolution de la structure en domaines en fonction du champ pour un matériau magnétique doux. Le zoom montre la structure de la paroi.

#### 3. Matériaux métalliques cristallins

#### Métaux purs magnétiques

Il n'existe que trois éléments porteur d'un moment magnétique fort à température ambiante : le fer, le cobalt et le nickel. De ces trois éléments, le fer est celui qui porte le moment magnétique le plus important, Js=2.16 T à 300 K, et il est de loin le plus abondant et donc le moins cher. Le fer pur est peu utilisé car sa dureté et son élasticité sont médiocres, il n'est pas finement laminable, il est sensible à la corrosion et sa résistivité est faible. Le fer pur n'est donc utilisé que sous forme massive et sous champ magnétique continu (gros électro-aimants).

Le cobalt pur n'est pas utilisé car il n'est pas vraiment doux ni assez dur et le nickel a une polarisation trop faible pour être intéressant (Js=0.6 T à 300 K).

#### Alliages fer-silicium

Au début de l'histoire de l'électricité, les métallurgistes ont cherché à obtenir le fer le plus pur possible pour améliorer ses qualité magnétiques. En fait, il s'agissait surtout d'éliminer le carbone responsable de la précipitation de phases dures des

aciers (martensite notamment). En 1896, Hadfield découvre que la présence fortuite de quelques % de silicium dans le fer améliore ses qualités mécaniques mais n'en étudie les propriétés électromagnétiques qu'en 1900.

La présence de silicium à raison de 2 à 4% de la masse confère à l'alliage une forte augmentation de la dureté et la limite d'élasticité, une nette amélioration de la laminabilité, une meilleure résistance à la corrosion, une multiplication de la résistivité par 4 et une anisotropie divisée par 2 pour une perte de polarisation à saturation de moins de 10%.



Figure 5 : Courbes d'aimantation pour 4 types de tôles NO comparées avec un GO conventionel. On remarque que toutes les courbes convergent vers 1,8 T mais pour des champs qui diffèrent d'un ordre de grandeur entre NO et GO. LPour ls tôles NO la perméabilité à faible champ augmente avec l'épaisseur.

On distingue deux familles de tôles de Fe-Si.

Les tôles à grains non orientés, NO, sensiblement isotropes dans le plan et les tôles à grains orientés, GO, anisotropes dans l'axe de laminage.

Les tôles NO sont produites par laminage d'abord à chaud (1000-13000°C) puis à froid (300-40°C) jusqu'à 40-60/100 mm suivit d'un recuit (800°C). Les tôles dites "semi-process" sont ensuite isolées et découpées. Les tôles dites "fully process" sont écrouies 35/100 mm découpées, recuites et isolées.

Les tôles GO sont laminées une fois à chaud et deux fois à froid puis recuites. Elle sont traitées à la magnésie avant de subir un recuit de recristallisation qui va favoriser la croissance des cristaux suivant l'axe de laminage et permet d'obtenir la texture cristallographique de Goss, du nom de son inventeur (GOSS en anglais signifie aussi grain oriented steel sheet, ça ne s'invente pas!). Les tôles GO dite HiB (prononcer "aïe bi") subissent un process plus évolué qui permet d'augmenter la tailles des grains et d'améliorer l'orientation. En même temps l'épaisseur est portée à 20, 10 voire 5/100. Un revêtement spécial permet en outre d'appliquer une contrainte de traction permanente qui augmente la perméabilité et diminue les pertes.

Sur la **Figure 5**, on voit que la l'induction dans les GO monte très rapidement à une valeur proche de la saturation. Ceci s'explique très bien quand on regarde la structure en domaine sur la **Figure 6** : les domaines sont grands et bien alignés suivant la direction de

laminage (DL). Quand on applique le champ suivant cet axe, les domaines se déplacent facilement et le processus de rotation est quasiment absent. Pour les NO, on voit que le processus de déplacement de paroi est achevé vers 200 A/m (comme pour les GO). En revanche, comme les domaines sont mal orientés, il faut beaucoup d'énergie pour faire tourner tous les moments magnétiques dans la direction du champ.



Figure 6 : Structures en domaines visualisées par effet Kerr magnéto-optique (largeur des images 3mm). Dans les tôles NO l'orientation et la taille des domaines est très variable (gauche). Les tôles GO ont des grains beaucoup plus grands et des domaines larges (droite).

Les tôles GO sont utilisées dans les transformateurs ou les inductances. Pour les transformateurs au delà de 1 kVA, on peut les couper en E-I, sachant que le champ dans les colonnes du E et le I doivent //DL. Dans la culasse du E, le champ est transversal à la DL, donc les pertes sont plus importantes dans cette zone (de l'ordre de 4 fois). Les transformateurs de plus de 10 kVA sont réalisés à partir de I assemblés (les raccords sont coupés à 45°). On peut également, à partir de tôles GO de 100 à 50 µm, réaliser des circuits magnétiques enroulés de forme torique ou rectangulaire (dans ce cas on les coupe en deux pour passer les bobinages). Les tôles NO sont réservées aux petits tranformateurs (à cause du prix) et aux machines tournantes.

La norme classifie les tôles FeSi par rapport aux pertes et à l'épaisseur sous la forme :

FeV – 240 – 35	pour les NO
VM – 97 – 30	pour les GO

Le premier chiffre indique les pertes exprimées en  $W/kg \times 100$ 

Le second chiffre indique l'épaisseur exprimée en  $100^{\rm ème}$  de mm

#### Alliages fer-cobalt

Après les travaux de Weiss sur le FeCo, G.W. Elmen montre en 1926 que l'alliage contenant 50% de chaque métal est beaucoup plus perméable avec une polarisation sensiblement égale (2.4 T). Cependant, ce matériau étant difficile à laminer, il faut procéder à des additions. L'alliage industriel le plus courant est Fe48Co48V2 car le vanadium, en plus d'améliorer la laminabilité permet de faire passer la résistivité de l'alliage de 6,3 à 26  $\mu\Omega$ cm. Ce matériau est réservé aux applications militaires et aéronautiques car le cobalt est un métal cher et stratégique (39% de la ressource mondiale au Zaïre, 30 à Cuba, 10 en Zambie, 7 en Nouvelle Calédonie). La tendance actuelle est de réduire le pourcentage de cobalt en améliorant l'orientation des grains pour préserver la douceur magnétique.

#### Alliage fer-nickel

Les premiers alliages de Fe-Ni ont été étudiés par Hopkinson en 1889, mais il a fallu attendre 1921 pour qu'un alliage contenant 78% de nickel (Permalloy 78) trouve son application en tant que matériau magnétique dans la téléphonie.



*Figure 7 :* Courbes de première aimantation de différents alliages spéciaux cristallins ou amorphes.

Les alliages Fe-Ni sont des alliages à haute perméabilité. Ils se décomposent principalement en deux familles:

- Permalloy 50, Ni<sub>50</sub>Fe<sub>50</sub>, à polarisation élevée (1.6 T) - Permalloy 80, Ni<sub>80</sub>Fe<sub>20</sub>, à perméabilité élevée (~90 000) et à polarisation faible (0.8 T).

De nombreuses nuances de Permalloy 80 existent contenant des éléments d'addition dont le rôle est de modifier légèrement certains paramètres physiques pour obtenir par exemple une magnétostriction nulle<sup>2</sup> et une anisotropie nulle en même temps et augmenter la résistivité. On citera les principaux alliages commerciaux:

- Mollypermalloy,  $Fe_{15}Ni_{80}Mo_5$  à résistivité et perméabilité optimales, qui est aussi utilisé sous forme de poudres liées pour les circuits à entrefer réparti (perméabilité 20 à 300) utilisable à fréquence élevée grâce à leur finesse de grain (20 à 100 µm).

- Mumétal,  $Fe_{13}Ni_{78}Mo_4Cu_5$  ou  $Fe_{16}Ni_{77}Cr_2Cu_5$ , de performances moindres mais beaucoup plus facile à fabriquer (donc moins cher).

Les inox magnétiques FeNiCr sont également utilisés pour les casseroles de table à induction. La composition permet d'ajuster le point de Curie à la température voulue, permettant ainsi une régulation naturelle de la température de cuisson.

Ces alliages sont destinés à des applications spécifiques quand une très grande perméabilité est indispensable. Le nickel est moins stratégique que le cobalt car les ressources sont plus abondantes et mieux distribuées.

#### 4. Verres métalliques

#### Élaboration des verres métalliques

Les verres ou amorphes métalliques sont des matériaux de structure topologiquement et chimiquement désordonnés. En pratique, pour que le métal ne cristallise pas, il faut une proportion d'éléments dits amorphisant, c'est à dire qui naturellement se solidifient sans cristalliser. De plus il est nécessaire de refroidir le métal en fusion très rapidement (de l'ordre de  $10^6 \text{ Ks}^{-1}$ ) par des méthodes dites d'hyper trempe comme la projection sur roue. La composition chimique des amorphes magnétiques est du type:

{Fe,Ni,Co}-	+{B,Si,P,C}·	+{Ga,Al,Ge}	+{Nb,Zr,Mo,Cr}
métaux ferro	non-métaux	semi-métaux	réfractaires
70-80	15-20	0-5	0-5% atomique

Les métaux de transition donnent le ferromagnétisme, les non-métaux et semi-métaux, la capacité à former le verre et les réfractaires, la stabilité.

Leur structure chimique et topologique entraîne une perméabilité très élevée (pas d'anisotropie), possibilité d'induire une direction de facile aimantation par des traitements magnéto-thermiques, résistivité élevée (50 à 200  $\mu\Omega$ cm. En revanche, la proportion importante d'éléments non ferromagnétiques donne un point de Curie faible (100-500°C) et une polarisation à saturation modeste (0,8 à 1,8 T).

Le mode de production permet d'obtenir directement des rubans de 15 à 40  $\mu$ m d'épaisseur à une vitesse de 40 m/s pour des largeurs jusqu'à 20 cm.

Les circuit magnétiques sont exclusivement réalisés par enroulement, sous forme de tores ou de rectangles coupés (« C core »).

#### Propriétés générales des verres métalliques

Dans le cas des verres métalliques, l'anisotropie magnéto cristalline est nulle en raison du désordre. L'anisotropie est due aux contraintes internes liées au processus de solidification rapide par effet magnétostrif inverse. Cet effet est d'autant plus important que le coefficient de magnétostriction est grand, ce qui est le cas pour la plupart des verres métalliques ( $\sim 20 \ \mu m/m$ ) à l'exception de certains alliages à base de cobalt. Pour les utilisations en génie électrique, il est nécessaire de faire subir à ces matériaux un recuit pour réduire les contraintes internes. Ce recuit s'accompagne d'une diminution de l'anisotropie magnétoélastique, donc de l'anisotropie totale et, par suite, du champ coercitif et des pertes. Les traitements thermiques sont réalisés dans des fours électriques classiques non inductifs, à des températures de l'ordre de 400°C pour des durées comprises entre 1 et 2 heures. Le traitement optimum dépend évidemment de la composition de l'alliage.

L'application d'un champ magnétique pendant le recuit permet d'induire une anisotropie dans le sens du champ appliqué. Ainsi un champ longitudinal (dans le sens du ruban) induit une anisotropie axiale révélée par un cycle d'hystérésis qui devient rectangulaire et des domaines magnétiques longitudinaux (voir Figure 8 & Figure 9). Dans ce cas l'aimantation se fait par déplacement de parois irréversible. De même un champ magnétique transversal induit une anisotropie transverse qui se manifeste par un cycle d'hystérésis

<sup>2</sup> La magnétostriction est un phénomène de déformation du matériau sous l'action d'un champ magnétique. Le phénomène inverse peu servir à réaliser des capteurs de force mais il est souvent considéré comme néfaste car une contrainte appliquée sur le circuit magnétique peu engendrer une dégradation des propriétés magnétiques.

plat et des domaines transversaux (voir **Figure 8**). Dans ce cas, l'aimantation se produit par rotation de l'aimantation à l'intérieur des domaines sans que les parois ne bougent.

#### Amorphes à base de fer

Au début de la commercialisation des amorphes magnétiques, il existait plusieurs variétés à base de fer, mais seul l'alliage  $Fe_{78}Si_9B_{13}$  a eu une véritable carrière commerciale dans les transformateurs de distribution. En dépit de leurs qualités, ces appareils n'ont pas été installés en Europe. On les trouve aux USA, souvent pour alimenter des endroits isolés ou au Japon.



Figure 8 : Cycles d'hystérésis mesurés selon l'axe du ruban d'un amorphe à FeSiB recuit sous un champ magnétique appliqué parallèlement ou perpendiculairement à cet axe.



*Figure 9 : Influence du traitement thermique sur la structure en domaines d'un amorphe FeSiB. De gauche à droite, non recuit, recuit simple et recuit sous champ longitudinal.* 

#### Amorphes à base de cobalt

Les amorphes à base de cobalt sont particulièrement doux grâce à un coefficient de magnétostriction très faible. Déjà à l'état brut, ils présentent des champs coercitifs faibles et des perméabilités élevées par rapport aux amorphes à base de fer. Ils sont utiles dès que l'on a besoin d'un matériau de haute perméabilité et très ductile. Les compositions les plus douces sont proches de Co<sub>66</sub>Fe<sub>2</sub>Mo<sub>2</sub>Si<sub>16</sub>B<sub>12</sub> (Ni peu remplacer Mo) et ont des champs coercitifs de l'ordre de 0.3 A/m, ce qui reste un record pour le moment. En raison de l'absence d'anisotropie d'origine magnétocristalline 011 magnétoélastique, il est très facile de modifier la forme du cycle d'hystérése par un recuit sous champ. Certaines nuances, exemple par Co<sub>70</sub>(Fe,Mo)<sub>2</sub>Mn<sub>5</sub>(Si,B)<sub>23</sub> permettent d'induire une anisotropie plus forte de manière à avoir un cycle plus couché mais toujours plat.

Comme leur induction à saturation est relativement faible (0.55 à 0.8 T) mais que leur perméabilité est très élevée, ces matériaux sont surtout utilisés dans les capteurs et dans les badges de surveillance électronique.

#### Nanocristallins

En 1988, Y. Yoshizawa et son équipe (Magnetic & Electronic Materials Research Laboratory, Hitachi Metals) ont mis au point l'alliage Finemet® qui permet d'obtenir des propriétés particulièrement intéressantes. De nombreuses combinaisons de type FeSiBMCu (où M est un métal de transition réfractaire du groupe 5 ou 6 de la table de Mendeléev) ont été testées mais les meilleurs alliages sont du type  $Fe_{73.5}Nb_3Cu_1Si_xB_{22.5-x}$ . Les compositions les plus courantes contiennent 13.5% (Hitachi), 15.5% (Vacuumschmelze) ou 16.5% (Imphy Alloys) de silicium. Le métal est constitué après traitement termique ad-hoc (540-550°C) de nanoparticules (10-15 nm) de Fe<sub>80</sub>Si<sub>20</sub> dispersées dans la matrice amorphe résiduelle.

Les recuits de ce type d'alliage sont généralement d'une durée d'une heure. Le minimum de coercitivité (0,5 A/m) est obtenu entre 520 et 580°C. La perméabilité initiale peut atteindre plus de 10<sup>6</sup> selon le traitement thermique et la qualité métallurgique du ruban amorphe précurseur. La plupart des produits commerciaux sont traités sous champ transverse. Ils ont un cycle quasiment linéaire jusqu'à la saturation (Figure 10). La perméabilité peut être contrôlée par l'intensité du champ appliqué pendant le traitement et par le cycle thermique (15000  $\leq \mu_i \leq 200000$ ).



Figure 10 : Cycle d'un nanocristallin recuit sous champ transverse comparé avec celui d'un ferrite MnZn à haute perméabilité

#### 5. Les ferrites doux

La magnétite

La magnétite ou ferrite de fer est un aimant naturel d'origine volcanique. Elle contient des ions fer de différentes valence dont  $Fe^{2+}$  responsable d'une conductivité relativement basse (10<sup>-4</sup>  $\Omega$ m). La substitution du fer au profit de certains métaux permet d'augmenter la résistivité de plusieurs ordres de grandeur et contrôler les propriétés magnétiques.

Dans les ferrites, les moments magnétiques des ions s'organisent en sous-réseaux anti-parallèles. Les moments sont donc partiellement compensés et la polarisation est limitée dans tous les cas à 0,55.

#### Ferrites de type MnZn

La formule du ferrite MnZn est Fe<sub>2</sub>Mn<sub>1-x</sub>Zn<sub>x</sub>O<sub>4</sub> où en général x est proche de 0.5. Le contrôle du ratio Mn/Zn ainsi que les légers écarts à la stœchiométrie permettent de régler la perméabilité maximale. Les ferrites sont des céramiques composées de grains d'environs 100 µm. La résistivité du ferrite MnZn est intrinsèquement relativement peu élevée (de l'ordre de  $0.1 \Omega m$ ) car il contient une petite part de fer divalent. On isole donc les grains entre eux par des oxydes isolants (CaO et SiO2), ce qui porte la résistivité globale à environ 1 Ωm. Les ferrites de MnZn peuvent présenter des perméabilités supérieures à 15 000 mais leur résistivité n'est pas suffisante pour permettre des applications au-delà du MHz. En fait ce ferrite est un semi-conducteur ce qui implique que sa conductivité (et donc ces pertes) augmente avec la température ce qui est susceptible de générer un phénomène d'emballement thermique. Par l'intermédiaire de la composition et des conditions d'élaboration, on peut favoriser soit la perméabilité pour les applications de filtrage, soit les pertes pour les application en électronique de puissance.

Les ferrites MnZn sont fabriqués à partir d'oxydes de fer, de manganèse et de zinc. Les oxydes sont broyés, calcinés vers 1200°C pour les faire réagir, puis broyés à nouveau pour obtenir ce que l'on appelle la chamotte. La chamotte est pressée dans un moule de forme donnée (tore, E ou pot) puis frittée entre 1200 et 1300°C selon les propriétés désirées (la croissance de grain favorise la perméabilité à basse fréquence au détriment des pertes). Pour terminer, les surfaces d'entrefer des E et des pots sont rectifiées. Le ferrite MnZn est le matériau pour l'électronique de puissance par excellence car son prix est très bas par rapport aux amorphes et nanocristallins.

#### Ferrites de type NiZn

Les ferrites NiZn ont des compositions proches des précédents:  $Fe_2Ni_{1-x}Zn_xO_4$ . Là encore, les propriétés magnétiques se règlent par l'intermédiaire du ratio x. La résistivité est par contre très élevée (jusqu'à 10<sup>8</sup>  $\Omega$ m). Son utilisation est possible jusqu'à 10 MHz environ selon les nuances. Ces ferrites présentent des perméabilités entre 15 et 1000 selon la fréquence d'utilisation.

Les ferrites NiZn sont en général utilisés en petits signaux, notamment en radio, en tant qu'antenne, transformateur ou inductance. Cependant, de nouvelles formulations développées pour les inductances CMS et qui contiennent une petite part de cuivre, pourraient être utilisées prochainement en électronique de puissance. Les méthodes de fabrication des ferrites NiZn(Cu) sont semblables à celles des MnZn. L'opération de frittage, qui permet la consolidation et la densification, se fait souvent sous air.

# 6. Pertes dans les matériaux ferromagnétiques doux

#### Séparation des pertes

La surface du cycle d'hystéresis dépend fondamentalement de la fréquence. Quels que soient les matériaux elle augmente toujours tant que l'induction maximale est maintenue.



**Figure 11 :** Cycle d'hystérésis d'une tôle de FeSi NO à différentes fréquences pour une même induction maximale.

Habituellement on sépare les pertes en trois contributions: pertes par hystérésis, pertes par courants de Foucault et pertes supplémentaires (voire anormales). Cependant cette dénomination est très ambiguë car, dans les métaux, toutes ces pertes sont dues à des courants induits. A cette dénomination nous préfèreront pertes quasi-statiques et pertes dynamiques. Par mesure de commodité (en fait parce que l'on ne peut prédéterminer les pertes dynamiques correctement dans les cas réels) nous conserverons la séparations entre pertes classiques et supplémentaires.

Les pertes mesurées en W sur un échantillon seront divisées de la façon suivante:

$$P = P_{qs} + P_{cl} + P_{\sup}$$

Comme cette mesure dépend éminemment de la quantité de matière on calcule en général les pertes par unité de volume,  $P_V$ , exprimées en W/m<sup>3</sup> ou de masse,  $P_m$ , exprimées en W/kg. Pour revenir à la surface du cycle d'hystérésis, on exprime les pertes en terme d'énergie:

$$P = Wf = wfV$$
 et  $W = W_{as} + W_{cl} + W_{sun}$ 

En dessous d'une certaine fréquence qui dépend de la nature du matériau, la surface atteint une limite minimale: il s'agit du cycle quasi-statique, c'est à dire mesuré à une fréquence très faible. Cette surface est sensiblement proportionnelle au carré de l'induction. Le terme suivant fera l'objet de la partie suivante et le troisième a une expression sensiblement arbitraire. En résumé on a:

$$w_{qs} = k_0 B^2$$
  $w_{cl} = k_1 B^2 f$   $w_{sup} = k_2 B^n f^m$  [J/m<sup>3</sup>]  
 $p_{qs} = k_0 B^2 f$   $p_{cl} = k_1 B^2 f^2$   $p_{sup} = k_2 B^n f^{m+1}$  [W/m<sup>3</sup>]  
avec n~2 et m~0,5

Expérimentalement, la dépendance en  $B^2$  est assez bien vérifiée comme on le voit sur la Figure 12.

#### Courants de Tourbillonaires

Contrairement à une idée reçue, Foucault n'a pas découvert les courants tourbillonnaires, il a simplement inventé le frein électrique. C'est Kelvin qui montre que l'échauffement est dû a des courants induits qui se développent dans la masse du conducteur traversé par un flux magnétique variable. Ces courants dépendent essentiellement de la fréquence de l'intensité de l'induction et de la géométrie. Selon la géométrie et les hypothèses faites, le calcul est plus ou moins compliqué. Il peut être fait analytiquement dans le cas d'une sphère, d'un ellipsoïde de révolution, d'un cylindre infiniment long ou d'une plaque infinie. Si les deux premiers cas ne correspondent pas à des cas usuels en électrotechnique, le troisième correspond à un fil conducteur et le quatrième à une tôle magnétique. Nous ne traiterons pas ici le cas du fil car, en général, les matériaux magnétiques se présentent sous forme de tôles.



Figure 12 : Pertes électromagnétiques de 'types de tôles FeSi GO et NO en fonction du carré de l'induction.

L'équation de Maxwell-Faraday

$$\overrightarrow{\text{rot}E} = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad \text{se réduit à} \quad \frac{\partial E_y}{\partial z} = \frac{\partial B_x}{\partial t}$$

Dans l'hypothèse où le champ de réaction créé par les courants induits est faible devant l'induction (l'épaisseur de peau  $\delta >>$  e),  $B_x$  est indépendant de z et en tenant compte de la symétrie sur z :  $E_y = \frac{\partial B_x}{\partial t} z$ 

avec 
$$P_{cl} = \int_{V} \frac{E_{y}^{2}}{\rho} dV$$
  $P_{cl} = \frac{L_{x}L_{y}e^{3}}{12\rho} \left(\frac{\partial B_{x}}{\partial t}\right)^{2}$ 



*Figure 13 :* Schéma du problème. Si Lx << e, Ly<< e, les courants induits et le champ électrique sont dirigés suivant y.

Pour une onde sinusoïdale et en ramenant à l'unité de volume, on trouve

On remarque sur les courbes de la **Figure 14**, que les pertes des nanocristallins évoluent bien en  $f^2$  pour les fréquences élevées, c'est à dire quand le terme de pertes classique est dominant. En revanche, à basse fréquence, on a plutôt une évolution en f, ce qui indique que les pertes quasi-statiques dominent. Par contre, les pertes des ferrites varient essentiellement en fonction de la fréquence, il n'y a pas ou peu de courants induits.



*Figure 14 :* Pertes mesurées sous induction sinusoïdale à fréquence variable et induction fixe pour un nanocristallin et deux types de ferrites.

#### 7. Représentation des pertes en petits signaux

Une inductance dans le domaine des basses fréquences peut être représentée par un classique modèle RL série

$$\underline{Z} = R + jL\omega = j\omega \left(\frac{N^2 S \mu_0 \mu_R}{\ell} - j\frac{R}{\omega}\right)$$

avec N le nombre de spires,  $\ell$  et S la longueur et la section du circuit magnétique et R représente les pertes magnétiques.

$$\underline{\mu} = \mu_R - j \frac{(R_{ac} - R_{dc})\ell}{N^2 S \mu_0} = \mu' - j\mu''$$

où  $R_{ac}$  représente la résistance mesurée en alternatif et  $R_{dc}$ , la résistance ohmique.

Pour une fréquence donnée, la perméabilité complexe est indépendante du champ magnétique si celui-ci reste suffisamment faible ( $H < H_C$ ). En reprenant les équations de Maxwell dans les conditions décrites dans la **Figure 13** et sans approximation, on arrive après quelques calculs à

$$\underline{\mu} = \mu_i \frac{\tanh(\underline{k}e/2\delta)}{\underline{k}e/2\delta}$$

avec  $\mu_i$ , la perméabilité relative initiale en basse

fréquence, et  $\underline{k} = 1 + j$  et  $\delta = \left(\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_i f}\right)^{1/2}$ .

Comme on le voit sur la **Figure 15**, ce modèle fonctionne particulièrement bien pour les métaux quand l'aimantation se fait sans déplacement de parois. Pour les ferrites en moyenne fréquence, on a généralement recours au modèle de relaxation de Debye qui est du type passe-bas du premier ordre.



Figure 15 : Spectre des composantes réelle et imaginaire d'un nanocristallin recuit sous champ transverse

#### 8. Mesure des propriétés magnétiques

*Mesure directe des pertes* 

Si l'on mesure directement les pertes en plaçant un wattmètre en amont du bobinage, le résultat inclus les pertes Joules dans la bobine qu'il faut ensuite. La méthode d'Epstein permet d'éviter cet écueil : elle consiste à placer le circuit courant sur un bobinage secondaire pour avoir un image de la fem primaire (cf Figure 16a). La lecture donne :

$$W = \frac{1}{T} \int v_2 i_1 dt = \frac{N_2}{N_1 T} \int v_1 i_1 dt = \frac{N_2}{N_1} P_{fer}$$

Si la tension est sinusoïdale  $V_{2eff} = \pi \sqrt{2} N_2 f SB_{max}$ 

#### Mesure du cycle d'hystérésis

Pour un circuit magnétique fermé, le courant est l'image directe du champ magnétique à l'intérieur du matériau :  $H = N_I I_I / l$ 

et  $B(t) = \frac{1}{N_2 S} \int v_2(t) dt$ 

Le cycle peut être visualisé en traçant  $v_3(i_1)$  sur une table traçante ou un oscilloscope (cf. schéma b). Les oscilloscopes numériques ou les cartes d'acquisitions permettent d'acquérir les signaux sur un PC qui fera les corrections pour tracer directement B(H) et qui calculera l'aire du cycle, c'est à dire les

pertes : 
$$A = \oint H dB = w \quad [J/m^3].$$

Dans le cas où la mesure est faite en régime alternatif, l'intégrateur peut être réalisé avec un circuit RC comme sur le schéma c, en vérifiant que  $\frac{1}{2\pi RC} \leq f_{mesure}/100$ . Dans ce cas :

$$v_3(t) = \frac{1}{RC} \int v_2(t) dt \implies B(t) = \frac{RC}{N_2 S} v_3(t)$$

Cette méthode marche très bien pour des transformateurs 230V car la tension secondaire est suffisamment importante pour être atténuée de 40 dB sans nuire à la qualité du signal.

Si la section de matériau ou la fréquence sont faibles, il faut utiliser un intégrateur plus performant comme sur le schéma d. La résistance r est indispensable car elle sert à couper le continu pour éviter la dérive d'intégration. En fait, il est très difficile de réaliser un bon intégrateur pour les mesures quasistatiques car la tension  $V_2$  est très faible. Si les offsets des amplificateurs ne sont pas parfaitement compensés, le cycle ne se referme pas. Si les amplificateurs introduisent un déphasage, il apparaît des boucles vers la saturation. Pour réaliser des mesures quasi-statiques précises, il est souvent préférable d'acquérir un fluxmètre commercial.



Figure 16 : Méthodes de mesure des propriétés magnétiques

Avec les instruments numériques modernes, l'intégrateur n'est pas indispensable. On peut acquérir les signaux et réaliser l'intégration de la tension secondaire numériquement. Pour éviter d'intégrer l'offset des amplificateurs, il faut soustraire la valeur moyenne de la tension avant intégration. Cette méthode ne permet généralement pas de faire des mesures à moins de 1 Hz mais elle est très performante dans toutes les gammes de fréquence jusqu'à la dizaine de MHz.

#### Précautions particulières

Sonde de courant : la sonde de courant est très importante car si elle introduit un déphasage le cycle fait des boucles à la saturation et la valeur des pertes est erronée. En général, les sondes à effet Hall sont déconseillées de même que les sondes de courant des fabricants d'oscilloscopes sauf s'il existe un système de compensation du retard. Il est préférable d'utiliser un shunt coaxial ou des résistances non inductives en couches épaisses.

Conversion analogique-numérique : si l'on fait l'intégration numériquement, la résolution est très importante car l'essentiel de l'information est dans les LSB ( $H_C \ll H_{max}$  si le matériau est saturé). Le CAN doit toujours travailler en pleine échelle. Il vaut mieux donc utiliser un oscilloscope qui permet d'adapter le calibre à la situation quelle que soit la fréquence ou la taille du circuit magnétique. En haute fréquence un CAN 8 bits est suffisant car le matériau travaille loin de la saturation. En revanche, en basse fréquence un CAN 12 bits est souvent indispensable. Les cartes d'acquisition ont en général une résolution de 16 bits, mais fonctionnent souvent en 0-10 V, ce qui fait que dans certaines situations, on peut avoir moins de 8 bits significatifs. De plus leur fréquence est souvent limitée et l'acquisition des voies n'est pas synchrone (contrairement aux oscilloscopes).

<u>Bruit</u>: il ne faut jamais filtrer les signaux car les filtres introduisent toujours un déphasage même très

loin de la fréquence de coupure. Il faut garder à l'esprit que 1° de déphasage peut doubler la surface du cycle ! Avec un oscilloscope numérique on peut faire l'acquisition en mode « moyenne » sur plusieurs périodes. Cette méthode permet de supprimer le bruit non synchrone et d'augmenter la résolution de 1 ou 2 bits.

Forme des signaux : en général les mesures sont réalisées sous flux sinusoïdal pour des raisons normatives. En quasi-statique, la forme du signal n'a pas d'importance et on fait souvent les mesures sous champ triangulaire. Les mesures peuvent être faites sous toutes formes de signaux (MLI, carré...). En régime asymétrique, les mesures sont délicates car la dérive d'intégration ne peut pas être corrigée après acquisition. <u>Circuit magnétique :</u> le circuit magnétique doit être fermé. L'idéal est d'avoir un tore de rayon grand devant son épaisseur pour avoir un champ homogène. Les ferrites, les amorphes, les nanocristallins, les FeNi, les FeCo et parfois les FeSi GO, sont disponibles commercialement sous forme de tores. Pour des rubans ou des tôles uniques, on peut utiliser un cadre à bande unique (schéma e). Les deux culasses servent à annuler la différence de potentiel magnétique aux extrémités de l'échantillon. Elles doivent avoir une grande perméabilité et une section très supérieure à celle de l'échantillon. La bobine secondaire doit être, dans la mesure du possible, bobinée directement sur l'échantillon.

						Hc				λs	
Matériau				e (µm)	J <sub>S</sub> (T)	(A/m)	μ <sub>max</sub> /1000	T <sub>C</sub> (°C)	ρ (Ωm)	(10 <sup>-6</sup> )	densité
verre Fe	Metglas	SA	Fe <sub>78</sub> B <sub>13</sub> Si <sub>9</sub>	20-25	1.56	2.4	60 (Z) 6 (F)	415	1.3 10 <sup>-6</sup>	27	7.18
verre Fe	Metglas	S3	$Fe_{77}Cr_2B_{16}Si_5$	20-25	1.41	4.8	20	358	1.38 10 <sup>-6</sup>	20	7.29
verre Fe	Metglas	CO	Fe <sub>66</sub> Co <sub>18</sub> B <sub>15</sub> Si <sub>1</sub>	20-25	1.8	4	250	145	1.23 10 <sup>-6</sup>	35	7.56
verre Co	Vac	6025	Co66Fe <sub>4</sub> B <sub>12</sub> Si <sub>16</sub> Mo <sub>2</sub>	20-25	0.55	0.3	1000 (Z) 100 (F)	210	1.35 10 <sup>-6</sup>	0,2	7.7
verre Co	Vac	6030	Co <sub>70</sub> (Fe,Mo) <sub>2</sub> Mn <sub>5</sub> (B,Si) <sub>23</sub>	25-17	0.82	0.8	300 (Z) 3,5 (F)	365	1.3 10 <sup>-6</sup>	0,2	7.6
Nanocr,	Hitashi	Finemet	Fe <sub>73,5</sub> Si <sub>13,5</sub> B <sub>9</sub> Nb <sub>3</sub> Cu <sub>1</sub>	20	1,35	1,3	100	580	1.35 10 <sup>-6</sup>	2,3	7,4
tôle FeSi	Ugine	NO	Si 3,5%	50-600	1,9	5 à 10	12	750	50 10 <sup>-8</sup>	7,8	7,65
FeCo	Imphy		Fe <sub>48</sub> Co <sub>48</sub> V <sub>2</sub>	100-300	2,35	80	10	980	40 <sup>-8</sup>	60	8,12
FeNi	Imphy		Fe <sub>52</sub> Ni <sub>48</sub>	100-300	1,5	2,8	19	450	45 10 <sup>-8</sup>		8
Permalloy	Imphy		Fe <sub>15</sub> Ni <sub>80</sub> Mo <sub>5</sub>	50-300	0,8	0,4	360	420	60 10 <sup>-8</sup>		8.74
Ferrite	AVX	A2-A6	MnZn	massif	0.41	12	10 à 4	160	0.5	-1	4.4
Ferrite	AVX	H2	NiZn	massif	0.3	80	0.7 à 0,015	320	1000	-10	4.7
Z : cvcle	rectangulai	ire	F : cvcle plat		λ <sub>s</sub> est le	e coeffici	ent de magnétost	riction			

#### FABRICANTS:

FeSi NO : Ugine (Arcelor), Nippon Steel, Thyssen-Krupp, NKK

FeSi GO, Thyssen-Krupp, Cogent Power

FeNi et FeCo: Imphy Alloys (Arcelor), Vacuumschmelze

Ferrites: AVX-TPC (ex-Thomson), TDK, Philips, Siemens, FDK, Neosid, Fair Rite

Oscilloscopes numériques de bonne qualité métrologique: LeCroy (8 bit HF), Nicolet (12 bits BF)

Applications	propriétés souhaitables	matériaux possibles
Transformateur de distribution à faibles pertes à vide	haute induction, faibles pertes BF	verres à base de fer, FeSi GO
Transformateur aviation	haute température	conventionnel ou HiB
		FeCo
Machines tournantes	faibles pertes, isotropie planaire	FeSi NO
Transformateur d'impulsion transformateur audio	haute perméabilité	verres base cobalt, Finemet
capteurs de courant interrupteur différentiel		Permalloy (f<10 kHz)
transformateur de courant, inductance de mode	haute perméabilité, linéarité	Finemet F, verres base cobalt F
commun, disjoncteur différentiel		Permalloy F (BF), Ferrite MnZn haute perméabilité
blindage magnétique souple	haute perméabilité, ductilité	verres base cobalt, verres base fer-nickel
Inductance, transformateur d'alimentation à	faibles pertes MF, stabilité	Finemet, Ferrite MnZn de puissance
découpage	thermique	
Amplificateur magnétique, inductances saturables	haute rectangularité, faibles pertes MF	Finemet Z, verres base cobalt Z, Permalloy Z
Ligne à retard, transducteurs	haute magnétostriction	verres base fer, FeCo
Têtes de lecture magnétiques	haute dureté, haute perméabilité	verres base cobalt, permalloy

#### 9. Références

Techniques de l'Ingénieur, articles de la rubrique matériaux du traité Génie Électrique (D2 et D3).

P. Brissonneau, Magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique, Hermes.

E. du Trémolet de Lachesserie, Magnétisme (2 tomes), EDP Sciences.

Documentations techniques des fabricants cités au dessus (en général téléchargeables en PDF).

### Aimants permanents pour la conversion d'énergie. Caractéristiques physiques et électromagnétiques.

#### Francisco ALVES

Département EEA, ENS Cachan Laboratoire SATIE UMR 8029/SPEE Labs 61, Av. Pdt. Wilson 94235 Cachan. alves@satie.ens-cachan.fr Jean-Baptiste DESMOULINS Département de Physique, ENS Cachan

61, Av. Pdt. Wilson 94235 Cachan.

desmouli@physique.ens-cachan.fr

Résumé : Les aimants permanents, qui constituent une des branches de la famille des matériaux magnétiques, sont utilisés dans la conversion électromécanique, l'enregistrement magnétique, l'imagerie médicale, la lévitation, etc. Ces matériaux ont l'avantage de faciliter la création et le maintien d'un flux constant dans un circuit magnétique. Mais le flux de tout aimant, monté dans un circuit et aimanté à saturation, n'est pas absolument stable : il varie en fonction du temps et sous l'influence de contraintes extérieures (température, champ magnétique extérieur, présence de corps ferromagnétiques à proximité, corrosion, chocs, vibrations...). La connaissance de la sensibilité des propriétés magnétiques des aimants en fonction des facteurs extérieurs est nécessaire pour le design et la fiabilité des systèmes électrotechniques (électroaimants, actionneurs, générateurs), notamment les effets de la température sont peu connus et pris en compte.

#### 1. Introduction

Après avoir rappelé les caractéristiques générales des aimants, la motivation première de cet article est de présenter trois exploitations pédagogiques simples à réaliser, à savoir :

- La caractérisation d'un aimant, en faisant appel aux schémas réluctants, et analyse de l'effet de la température sur ses caractéristiques magnétiques.
- L'analyse d'un système de conversion électromécanique basé sur l'interaction aimantbobine avec comme exemple les soupapes électromagnétiques.
- L'analyse d'un freinage par courants de Foucault dans une structure en translation.

#### 2. Quelques généralités sur les aimants

#### La fabrication des aimants

Le frittage : Les composés sont d'abord extraits de minerais, dosés, mélangés et calcinés pour finalement donner le matériau recherché. Ce matériau brut est ensuite concassé, puis broyé en une fine poudre. Cette poudre est alors pressée, parfois en présence d'un champ magnétique lorsque l'on veut donner une anisotropie marquée à l'aimant. Vient ensuite le frittage, qui consiste à agglomérer la poudre sous une pression de quelques tonnes/cm<sup>2</sup> en la chauffant vers quelques milliers de degrés. Il ne reste qu'à le refroidir à l'aide de jets d'air : c'est la trempe. La dernière étape consiste à enduire l'aimant d'une couche protectrice de zinc, de nickel ou de résine d'époxy.

Le moulage : le matériau obtenu à partir de la matière première est alors fondu et versé dans un moule dans lequel il refroidira en présence d'un champ magnétique. Cette technique permet de produire des aimants de formes plus complexes et possédant des propriétés mécaniques différentes de ce qui peut être obtenu par frittage. La matière d'enrobage limite la tenue thermique de ce type d'aimant.

#### Les différentes qualités d'aimants permanents

Les premiers aimants permanents artificiels ont été fabriqués à partir des années 1930, formés à partir d'un alliage d'aluminium, de nickel, de cobalt (d'où l'abréviation *Alnico*) et de fer. Peu résistants à la désaimantation, ils sont néanmoins toujours utilisés.

Les aimants ferrite sont commercialisés depuis les années 1950 et sont fabriqués à base d'oxyde de fer. Ils prennent la forme d'une céramique ou d'un matériau flexible, ce dernier étant fabriqué à partir de caoutchouc sur lequel une poudre de céramique aimantée a été appliquée. Les aimants de ce type peuvent contenir du baryum et du strontium (ex. :  $SrFe_2O_3$ ).

Le dernier groupe d'aimants est fabriqué à partir d'éléments appelés « terres rares ». La première génération de ce type d'aimants, l'alliage SmCo<sub>5</sub>, a été développée aux États-Unis au cours des années 1960 et était destinée à l'industrie militaire. Une seconde génération d'aimants à base de samarium est apparue durant les années 1970. Ce nouvel alliage était composé de samarium, de cuivre, de cobalt, de fer et de zirconium. Ces alliages SmCo sont caractérisés par une haute coercitivité avec simultanément une haute saturation et une bonne stabilité en température (jusqu'à 250°C). Les aimants de la troisième génération sont ceux fabriqués à base de néodyme et sont le plus souvent appelés NdFeB, bien que la formule chimique complète de l'alliage soit Nd<sub>2</sub>Fe<sub>14</sub>B. Les alliages NdFeB offrent la plus haute densité énergétique. Les excellentes propriétés magnétiques de ce groupe de matériaux se caractérisent par une haute rémanence, une forte anisotropie mais une moins bonne tenue en température que les SmCo.

#### 3. Choix d'un aimant

Tout matériau magnétique est caractérisé par la relation  $B = \mu_0 H+J$  où B, H et J représentent le champ d'induction, le champ d'excitation et la polarisation magnétique. La figure 1 montre une représentation 4 quadrants des cycles B(H) et J(H) d'un aimant.

Le quadrant I décrit les processus d'aimantation quand le champ d'excitation magnétique croit, la polarisation magnétique évolue suivant la courbe de première aimantation. Lorsque tous les moments magnétiques sont alignés suivant le champ d'excitation extérieur, appelé aussi champ d'anisotropie, la polarisation atteint sa valeur maximale,  $J_s$ . A partir de cet état, le champ d'induction magnétique continue de croître linéairement. Dans le cas d'aimants fortement anisotropes à base de terres rares, la polarisation rémanente,  $J_{r}$ , est égale à la polarisation à saturation,  $J_s$ .

Le quadrant II décrit quant à lui le processus de désaimantation. Les paramètres les plus importants sont :

- La rémanence: quand H = 0,  $B_r = J_r$  (propriété intrinsèque, caractéristique de rotations réversibles parasites des moments magnétiques).
- Le champ coercitif, (Figure 2) correspondant à l'état où J atteint zéro, est noté  $H_{cJ}$ . Il définit la résistance à la désaimantation.  $H_{cJ}$  représente théoriquement le champ d'excitation pour lequel la plupart des moments magnétiques se sont retournés.

- L'énergie spécifique, BH: Ce produit représente l'énergie stockée dans l'aimant (Fig. 3). Le volume de l'aimant sera d'autant plus petit que ce produit sera important.
- Enfin le point de fonctionnement de l'aimant: intersection entre la droite de désaimantation et la droite de charge réluctante qui dépend du circuit magnétique.



Figure 1: Cycles d'hystérésis d'un aimant.

Les courbes de désaimantation sont dépendantes de la température. Deux types de changements existent dans les aimants: réversibles ou irréversibles.

Les changements réversibles, liés à la dépendance en température de  $J_s$ , sont caractérisés par des coefficients thermiques (Tableau 1) de la polarisation rémanente,  $TK(J_r)$ , et du champ coercitif,  $TK(H_{cJ})$ :

$$TC(J_r) = \frac{1}{J_r} \cdot \frac{dJ_r}{dT} \cdot 100 \ (\%/^{\circ}C)$$
  
$$TC(H_{cJ}) = \frac{1}{H_{cJ}} \cdot \frac{dH_{cJ}}{dT} \cdot 100 \ (\%/^{\circ}C)$$
  
Eq.1

Pour des applications en métrologie, des shunts magnétiques en matériau fer-nickel à faible point de Curie (typiquement : 30, 50 ou 90°C) sont nécessaires pour obtenir des coefficients thermiques de l'ordre de 0.01%/°C dans la gamme 20-100°C.

L'existence d'une bobine parcourue par un courant dans un environnement proche de l'aimant peut également être à l'origine d'une désaimantation de ce dernier. Pour limiter ce problème, on a recours à des aimants de forte coercitivité. Par ailleurs, dans les machines électriques, on va chercher à éloigner cette source par l'utilisation d'une réluctance entre la bobine et l'aimant (aimants enterrés).



Figure 2: Polarisation rémanente en fonction de H<sub>cJ</sub> pour différentes familles d'aimants (Ferrites, Alnico, SmCo et NdFeB).

Figure 3: Polarisation rémanente en fonction de (BH)<sub>max</sub> pour cinq familles d'aimants. (BH)<sup>theo</sup>max représente la valeur théorique considérant une courbe de désaimantation linéaire.

Matériau	$B_r$	$H_{cJ}$	$H_{cB}$	(BH) <sub>max</sub>	$TC(J_r) \%/^{\circ}C$	$T_c^*(^{\circ}C)$	Température
	(T)	(kA/m)	(kA/m)	$kJ/m^3$	entre 20-100°C		d'utilisation (°C)
$Sm_2Co_{17}$	1.1	2070	820	225	- 0.03	800	200-250
NdFeB	1.35	1190	1020	360	- 0.11	310	120-150
Ferrite	0.4	310	255	27	- 0.2	460	-
AlNiCo	0.7	-	50	13	- 0.02	860	450

température de Curie: transition ferro-paramagnétique Tableau 1: Caractéristiques intrinsèques de différentes familles d'aimants.



Figure 4: Effet de la température sur les courbes de Effet de la température sur les courbes de désaimantation désaimantation dans un aimant SmCo (VACOMAX). Données Vacuumschmelze.

Les changements irréversibles sont de moindre incidence et résultent principalement de 1a désaimantation de petits volumes de l'aimant et des changements de microstructure. La Figure 5 montre l'évolution en température des pertes irréversibles pour différents points de fonctionnement. Par exemple, pour le point de fonctionnement  $B/\mu_0 H = -0.5$ , l'aimant SmCo de chez Vacuumschmelze peut opérer jusqu'à des températures de 250°C sans pertes irréversibles de la polarisation.

Les pertes réversibles magnétiques peuvent être annulées par une ré-aimantation complète de l'aimant. Par contre, les pertes irréversibles structurales sont permanentes même après ré-aimantation, il s'agit d'une modification irréversible de la structure de la matière de l'aimant.



dans un aimant SmCo (RECOMA). Données Magnetquench.



Figure 5: Pertes irréversibles typiques pour différents points de fonctionnement en fonction de la température. Données Vacuumschmelze.

#### 4. Liste de quelques fabricants d'aimants

Vacuumschmelze GmBH : distributeur en France : Technicome S.A, Z.A. de Pissaloup, rue Edouard Branly, BP 102F-78191 Trappes Cedex Arelec : BP 429, 64004 Pau Cedex

<u>UGIMAG SA</u> Tour Boissy 2, 3 Av. Charles de Gaulle 94470 Boissy St Léger

Magnetquench, A.G. Hübelacherstrasse 15, CH-5242 Lupfig, Switzerland

<u>Maurer Magnetic AG</u> Industriestrasse 8, CH-8627, Grüningen, Switzerland

Euromag Sweden AB Torsplan 7, S-113 64 Stockholm, Sweden

Sura Magnets AB Hamragatan 2, SE-614 31 Söderköping, Sweden

<u>Goudsmit Magnetic Supplies BV</u> Prunellalaan 3, P.O. Box 65, 5580 AB Waalre, The Netherlands

Swift Levick Magnets High Hazels Road, Barlborough Links, Barlborough, Derbyshire S43 4TZ, United Kingdom

Magnetfabrik Schramberg Max Planck Strasse 15, D-78713 Schramberg-Sulgen, Germany

<u>Thyssen Magnet- und Komponententechnik GmbH</u> Beratgerstraße 36, D-44149 Dortmund, Germany

# 5. Dimensionnement d'un dispositif de caractérisation d'aimants : mesure expérimentale de la courbe de désaimantation [1]

Le dispositif présenté sur la figure 6 permet de mesurer, avec une incertitude de quelques %, les caractéristiques d'un aimant. La mesure de l'induction se fait à l'aide d'une sonde à effet Hall plaçée dans un entrefer de mesure situé juste au dessus de l'aimant. On estime le champ démagnétisant  $H_{ai}$  dans l'aimant par application du théorème d'Ampère.

#### Description du dispositif de caractérisation

Le système est constitué de :

- Deux demi-culasses en matériau Imphysil (longueur  $L_c=0.407m$ , section apparente  $S_c=31 \ 10^{-4}m^2$ ) permettant de canaliser les lignes d'induction,

- Un jeu de cales ferromagnétiques en acier Armco afin d'adapter la longueur du circuit magnétique à celle de l'aimant à tester,

- Un entrefer de mesure ( $L_e = 1 \text{ mm}$ ),

- Des cales amagnétiques calibrées pour maintenir constant l'entrefer de mesure,



**Figure 6 :** Dispositif global pour la caractérisation des aimants. Le courant continu d'excitation peut être obtenu via une alimentation continue ou un système autotransformateur / redresseur PD3 non commandé ou un redresseur PD3 commandé.

Le circuit magnétique du système de mesure peut se représenter par un schéma électrique équivalent permettant d'établir des relations entre les grandeurs du circuit magnétique. Le réseau de réluctances ainsi que les sources de champ magnétique permettant de décrire le comportement magnétique du système sont représentées sur la figure 7, les fuites magnétiques ( $\Phi_f$ ) sont supposées être localisées à la périphérie de l'aimant.



Figure 7: Schéma électrique équivalent.

Les différentes réluctances sont :

- pour la culasse,  $Rc = \frac{L_c}{\mu_0 \mu_r S_c} = 29 \ 10^3 \text{H}^{-1}$ - pour l'aimant,  $Rai = \frac{L_{ai}}{\mu_0 \mu_{rai} S_{ai}}$ - pour l'entrefer,  $Re = \frac{L_e}{\mu_0 S_e}$
- pour les fuites magnétiques,

$$Rf = \frac{(L_{ai} + L_e)}{\mu_0(S_c - S_{ai})} = 2.2 \ 10^6 \text{H}^{-1}, \ \frac{Rf}{Rf + Rc} \approx 1$$

Les équations régissant ce système réluctant sont :

a) 
$$\Phi_c = \Phi_{ai} + \Phi_f$$
  
b)  $Rf \Phi_f = Ni - Rc \Phi_c$  Eq. 2  
c)  $Ni = H_{ai}L_{ai} + H_cL_c + H_eL_e$ 

On combinant les équations 2 a) et b), on obtient l'expression du flux dans la culasse :

$$\Phi_c = \frac{Rf}{Rf + Rc} \left( \Phi_{ai} + \frac{Ni}{Rf} \right)$$
 Eq.3

d'où 
$$H_c = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rc} S_c} \frac{Rf}{Rf + Rc} \left( B_{ai} S_{ai} + \frac{Ni}{Rf} \right)$$
 Eq.4

En substituant Eq.4 dans Eq.2 c), on obtient l'expression générale du champ démagnétisant  $H_{ai}$ :

$$H_{ai} = \frac{1}{L_{ai}} \begin{bmatrix} Ni - \left(\frac{1}{\mu_0 \mu_{rc} S_c} \frac{Rf}{Rf + Rc} \cdot \left(B_{ai} S_{ai} + \frac{Ni}{Rf}\right) L_c\right) \\ -\frac{B_e L_e}{\mu_0} \end{bmatrix}$$
Eq.5

Or sur la face supérieure de l'aimant en regard de l'entrefer, on peut supposer qu'au centre de l'aimant  $B_{ai}=B_e$ :

$$H_{ai} = \frac{1}{L_{ai}} \left[ Ni - \left( \frac{1}{\mu_0 \mu_{rc} S_c} \left( B_{ai} S_{ai} + \frac{Ni}{Rf} \right) L_c \right) - \frac{B_{ai} L_e}{\mu_0} \right]$$
Eq.6

où  $\mu_{rc}$  dépend du point de fonctionnement de l'aimant car la culasse est un matériau non linéaire; la connaissance de sa courbe de première aimantation est indispensable.

#### Essais réalisés sur un aimant NdFeB lié

Constructeur : ARELEC Référence aimant : BREMAG 10 Section de l'aimant :  $B_{ai} = 9 \ 10^4 \ m^2$ Longueur de l'aimant :  $L_{ai} = 5 \ mm$ Induction rémanente :  $B_r = 0,68 \ T$   $H_{cB} = 460 \ kA/m$   $H_{cJ} = 820 \ kA/m$ Perméabilité réversible :  $\mu_{ai} = 1.25 \mu_0$ Température maximale d'utilisation :  $120^{\circ}C$ Coefficient en température sur  $B_r$  :  $-0.11\%^{\circ}C$ Coefficient en température sur  $H_{CJ}$  :  $-0.6\%^{\circ}C$ Masse spécifique :  $6g/cm^3$ 

L'élaboration de ce type d'aimants consiste à mettre en fusion l'alliage NdFeB, solidifié par projection sur un support mobile en cuivre refroidi. Le ruban de quelques micromètres ainsi obtenu est ensuite broyé en une poudre puis agglomérée à un liant synthétique (déterminant la température maximale d'utilisation).

La figure 8 montre que ce dispositif de caractérisation est fiable. La figure 9 montre l'influence de chocs thermiques (recuits) à 105, 120, 200 et 250°C sur l'induction rémanente de l'aimant. Lorsque les températures restent inférieures à 120°C, la chute du rémanent reste limitée à 10% après une durée cumulée de 8h. Par contre, au delà de cette température maximale d'utilisation, la désaimantation est supérieure à 20% après 2 heures de chauffe à 200°C. Afin de voir si cette diminution est irréversible, on procède à une réaimantation grâce à un dispositif tel que celui qui est représenté en figure 10 pour les aimants à faible champ coercitif (1200 kA/m). Les noyaux droits sont réalisés en acier Armco  $(J_s=2.2T)$  ou en fer-cobalt  $(J_s=2.4T)$ . D'une manière générale, l'application d'un champ magnétique trois à cinq fois supérieur au champ coercitif est suffisant à l'aimantation des aimants à terres rares. Pour les aimants à très forte coercitivité (5600kA/m), on utilise des systèmes à courant pulsé dans lesquels l'aimant est soumis à des cycles de charge et de décharge de condensateurs. Le tableau 2 met en évidence ces pertes irréversibles qui deviennent importantes dès lors qu'on dépasse cette température maximale d'utilisation. L'origine de ces pertes s'explique à la fois par les modifications d'ordre structural qui affectent l'aimant, mais aussi, par la dégradation du liant synthétique qui entre dans leur composition. Au regard de ces variations, le paramètre température devrait être pris en compte

dans l'optimisation des structures qui intègrent des aimants permanents et qui doivent travailler dans des conditions de température sévères (véhicules hybrides, aéronautique...).



**Figure 8:** Mesures expérimentales de la courbe de désaimantation de l'aimant BREMAG10.



**Figure 9:** Influence de la température sur l'induction rémanente d'un aimant NdFeB lié.



**Figure 10:** Exemple de dispositif de ré-aimantation. Simulation éléments finis de l'induction magnétique suivant Ox pour Ni=77000 ampères-tours (saturation magnétique des noyaux droits et flux de fuite négligés dans le calcul).

B à l'état brut	0.525T	0.54T	0.52T	0.53T
Température du choc	105	120	200	250
thermique				
$\Delta B/B$ après choc thermique	-8%	-12%	-26%	-46%
(liée aux pertes réversibles et				
aux pertes irréversibles)				
$\Delta B/B$ après ré-aimantation	0%	0%	-14%	-30%
(liée aux pertes irréversibles				
uniquement)				

**Tableau 2 :** Evolution relative de l'induction (pour un point de fonctionnement donné) en fonction du choc thermique avant et après ré-aimantation.

# 6. Principe d'une soupape électromagnétique ou l'interaction aimant-bobine

#### 6.1 Introduction

Une des priorités de l'industrie automobile, suite aux accords de Kyoto et aux nouvelles normes européennes Euro4 et Euro5, est de réduire de 90% les émissions de gaz à effet de serre [2]. Des solutions hybrides (Toyota Prius) ou tout électrique souffrent des problèmes liés au stockage de l'énergie embarquée (batteries, piles à combustible...). Une alternative consiste à remplacer les arbres à cames par des systèmes électromécaniques qui permettraient de mieux optimiser le rendement des machines thermiques, notamment à bas régime afin d'avoir un meilleur mélange air-carburant (gain en consommation) et ainsi d'émettre moins de rejets polluants. Ces systèmes, en cours d'études dans les laboratoires de recherche et les bureaux d'études des constructeurs automobiles, sont des électroaimants polarisés (voir schémas figure 11 ci-dessous). Le principe d'un électro-aimant est basé sur l'utilisation d'une pièce en matériau ferromagnétique doux (circuit magnétique) entourée d'un bobinage parcouru par un courant qui crée un champ magnétique dans le matériau. Quand l'électro-aimant est alimenté par du courant alternatif, le circuit magnétique doit être constitué de fines plaques de fer doux assemblées en couches, afin d'éviter des pertes liées à l'apparition de courants de Foucault en son sein. La forme du circuit magnétique doit permettre, soit de concentrer l'effet du champ magnétique, soit de le canaliser. L'électro-aimant joue le rôle d'un aimant, mais il est commandé par la présence ou non de courant. Il est utilisé soit pour produire une force électromagnétique soit pour produire un champ magnétique contrôlé dans un entrefer. L'introduction d'aimants dans ces électro-aimants permet d'en réduire la taille et la consommation électrique.



Figure 11: Electroaimants polarisés [3][4].

# 6.2 Etude pédagogique d'une structure simplifiée de soupape

Le circuit magnétique schématisé en figure 12 comporte deux culasses (une mobile et une fixe) en fersilicium et un aimant permanent (de section 0.5 cm<sup>2</sup> et de longueur 1cm) afin de réduire l'encombrement du bobinage inducteur constitué n spires (n=1000) réparties sur les pièces polaires. La culasse inférieure est mobile dans la direction verticale ; on négligera son poids. Un ressort, toujours en traction, exerce une force, F, verticale, dirigée vers le bas et de module 20N. On supposera par la suite que le déplacement de la culasse mobile est assez faible pour que la force de rappel du ressort reste constante.



**Figure 12:** Structure d'une soupape électromagnétique [5]. Modélisation simplifiée d'une soupape électromagnétique pour étude du fonctionnement d'un tel dispositif [6].

On appellera l<sub>e</sub> la longueur de chacun des entrefers avec  $0 < l_e < e$  (e= 5mm). On supposera qu'il n'y pas d'épanouissement des lignes de champ au niveau de l'entrefer. Le courant I sera compté positivement s'il circule dans le sens indiqué sur la figure. Le champ démagnétisant H<sub>ai</sub> et le champ d'induction magnétique B<sub>ai</sub> dans l'aimant seront comptés positivement s'ils circulent dans le sens de la polarité indiquée sur la figure. La perméabilité relative  $\mu_r$  du fer-silicium sera considérée comme infinie pour les ampères-tours dans la culasse. La caractéristique de l'aimant sera décrite par : B<sub>ai</sub>(H<sub>ai</sub>) = J<sub>r</sub>+ $\mu_0$ H<sub>ai</sub> pour 0<B<sub>ai</sub><1.5T avec J<sub>r</sub>=1T.

Nous avons choisi un aimant SmCo du fait de la stabilité thermique de ses propriétés magnétiques, requise pour ce type d'applications en raison de la proximité du moteur thermique.





La variation d'énergie mécanique est donnée par l'équation suivante :

$$dW_{m\acute{e}canique} = F \uparrow .dL_{e} = dW_{magn\acute{e}tique} - dW_{\acute{e}lectrique}$$
Eq.9

 $dW_{\acute{e}lectrique} = u.i.dt \approx id\Phi$  où  $\Phi$  est le flux total embrassé par le bobinage inducteur.

L'énergie magnétostatique W<sub>magnétique</sub> est donnée par

$$W_{magnétique} = \iiint_{volume \ fer} \mu_0 \frac{H_f^2}{2} dv +$$

$$\iiint_{volume \ aimant} \mu_0 \frac{H_{ai}^2}{2} dv + \iiint_{volume \ air} \mu_0 \frac{H_e^2}{2} dv$$

$$= \mu_0 \frac{H_f^2}{2} SL_f + \mu_0 \frac{H_{ai}^2}{2} SL_{ai} + \mu_0 \frac{H_e^2}{2} 2SL_e$$

$$\approx \frac{\mu_0}{2} S[H_{ai}^2 L_{ai} + 2H_e^2 L_e]$$

Le calcul de la force électromagnétique  $F\uparrow$  s'obtient à partir de l'équation 11 :

$$F \uparrow = \frac{dW_{magn\acute{e}tique}}{dL_e} - i \frac{dW_{\acute{e}lectrique}}{dL_e}$$
 Eq.11

où

$$\frac{dW_{magn\acute{e}tique}}{dL_{e}} = \frac{\mu_{0}}{2} S \left\{ 2H_{ai}L_{ai} \frac{dH_{ai}}{dL_{e}} + 4H_{e}L_{e} \frac{dH_{e}}{dL_{e}} + 2H_{e}^{2} \right\}$$
Eq.12

De plus,:

$$\begin{cases} H_{ai} = \frac{B_e - J_r}{\mu_0} \\ H_e = \frac{B_e}{\mu_0} \end{cases}$$
 Eqs.13

En combinant les équations 12 et 13, on obtient :

$$\frac{dW_{magnétique}}{dL_e} = \mu_0 S \left\{ \frac{1}{\mu_0} \frac{dB_e}{dL_e} (H_{ai}L_{ai} + 2H_eL_e) + H_e^2 \right\}$$
$$= \mu_0 S \left\{ \frac{1}{\mu_0} \frac{dB_e}{dL_e} (ni) + H_e^2 \right\}$$
Eq.14

Étude de cas :

Cas 1: L<sub>e</sub>=0, i=0  

$$F \uparrow = \frac{dW_{magnétique}}{dL_e} = \mu_0 S H_e^2 = 2 \frac{B_e^2}{2\mu_0} S \qquad \text{Eq.15}$$

Cas 2 : Le=e, i=I

$$F \uparrow = \frac{dW_{magnétique}}{dL_e} - I \frac{dW_{\acute{e}lectrique}}{dL_e}$$
$$= \mu_0 S H_e^2 + S \frac{dB_e}{dL_e} (nI) - I \frac{d(nSB_e)}{dL_e} = 2 \frac{B_e^2}{2\mu_0} S$$

Dans tous les cas, la force d'origine électromagnétique s'exerçant au niveau d'un entrefer est égale à  $\frac{B_e^2}{2\mu_0}S$ , S représente la surface active de l'entrefer où règne l'induction B<sub>e</sub>. Pour chaque phase de fonctionnement, on comparera F↑ à la force de rappel du ressort.

# 6.2.2 Analyse des différentes phases de fonctionnement

*Phase 0* : On suppose que I=0 et  $L_e$ =e est un état stable.

Le théorème d'Ampère donne :

$$H_{ai}L_{ai} + 2H_eL_e = nI = 0$$
 Eq.7

La conservation du flux aboutit à  $B_{ai} = B_e$ . L'équation 7 s'écrit alors  $B_{ai} = -\frac{\mu_0}{2} \frac{L_{ai}}{L_e} H_{ai}$ , qui représente la droite de charge réluctante. En combinant alors la courbe de désaimantation de l'aimant  $B_{ai} = J_r + \mu_0 H_{ai}$ , on trouve que le point de fonctionnement  $B_0$  du champ d'induction magnétique dans chacun des deux entrefers vaut 0,5T. En admettant que la force d'origine électromagnétique en face de chaque entrefer est  $F_e=B_e^2$ .S/2 $\mu_0$  où  $B_e$  est le champ d'induction magnétique dans l'entrefer, la force totale exercée par la culasse supérieure sur la culasse mobile vaut 9,95N (<20N). L'état (I=0,  $l_e=e$ ) est

**Phase 1 :** La valeur minimale  $B_1$  qui doit exister dans les entrefers pour faire décoller la culasse inférieure est telle que la force totale doit être supérieure à 20N. On trouve alors une valeur de 0,709T. Le courant minimal I<sub>1</sub> pour obtenir B<sub>1</sub> doit alors vérifier :

$$\frac{(B_1 - J_r)}{\mu_0} L_{ai} + 2\frac{B_1}{\mu_0} L_e = nI_1$$
 Eq.8

on trouve  $I_1 = 3,33A$ .

effectivement stable.

**Phase 2 :** On maintient  $I=I_1$ , la culasse mobile vient au contact de la culasse supérieure (L<sub>e</sub>=0), la valeur B<sub>2</sub> dans le circuit magnétique est alors 1,42T.

**Phase 3**: On annule le courant I, en appliquant la formule 7 avec I=0 et  $B_e=0$ , la valeur  $B_3$  du champ d'induction dans le circuit devient 1T. Cet état est stable car la force électromagnétique vaut alors 39,8N (>20N).

**Phase 4 :** Valeur minimale  $I_2$  du courant qu'il faut pour que la culasse inférieure se décroche de la culasse supérieure ?

 $L_e=0$ ,  $B_4=B_{ai}=B1$  et  $H_{ai}L_{ai}+2H_e.0=nI_2$ , ce qui donne  $I_2=-2,32A$ 

*Phase 5*: On maintient I<sub>2</sub>, la culasse retombe (L<sub>e</sub>=e).

De l'équation  $\left(\frac{B_5 - J_r}{\mu_0}\right)L_{ai} + 2\frac{B_5}{\mu_0}L_e = nI_2$  on trouve que la valeur B<sub>5</sub> du champ d'induction dans l'entrefer

est : 
$$B_5 = \left(\frac{\mu_0 n I_2}{L_{ai} + 2L_e}\right) + J_r L_{ai} = 0.354T$$

 $B_5 < B4$ , l'état est stable car la force électromagnétique est inférieure à 20N. On annule  $I_2$ , le cycle de fonctionnement est bouclé.

# 7. Utilisation des aimants dans le freinage par courants de Foucault

Les courants de Foucault sont employés dans de nombreuses applications comme le freinage, le chauffage par induction ou le contrôle non destructif de surfaces conductrices (largement utilisé dans les domaines aéronautique et nucléaire).

Le principe consiste à déplacer un objet conducteur par rapport à un champ créé par un aimant ou un électroaimant. Des courants électriques sont alors induits dans la pièce conductrice créant à leur tour un champ magnétique qui va s'opposer au déplacement.

Dans l'atelier de Ruhmkorff, fabricant d'instruments allemand établi à Paris, Foucault assista au freinage spectaculaire d'un bloc de cuivre tombant entre les deux pôles d'un électro-aimant. Pour comprendre ce phénomène, Foucault eu recours à un postulat introduit en 1842 par J.R. Mayer : l'équivalence du travail et de la chaleur. L'expérience qu'il présenta en 1855 à l'Académie des Sciences avait pour objectif de rendre visible de façon simple la transformation du travail en chaleur : en entretenant, à l'aide d'une manivelle, le mouvement d'un disque conducteur entre les pôles d'un électro-aimant, il constata que sa température s'élève.



Machine d'induction de Foucault (1855) [7]

On se propose dans l'expérimentation décrite ciaprès de suivre les traces de Ruhmkorff, mais en observant la chute d'un aimant, ici du NdFeB fritté, dans des tubes de même géométrie mais de conductivité différente. L'objectif affiché de cette expérimentation est de montrer l'intérêt de l'utilisation des aimants dans le freinage par courants de Foucault.



Figure 13: Expérience de chute d'un aimant dans un tube conducteur. Mise en évidence expérimentale des courants induits.

Les capteurs sont réalisés à partir de simples bobines chargées de détecter la tension induite au passage de l'aimant. Lors de la chute de ce dernier, on enregistre, en mode mono-coup, la tension récupérée sur les deux capteurs. On mesure la durée qui sépare le passage par zéro des deux signaux récupérés. On trace alors la distance entre les capteurs en fonction du temps nécessaire pour parcourir cette distance pour des tubes réalisés avec trois conducteurs différents (non magnétiques).



On constate alors que le mouvement de l'aimant est une chute à vitesse constante et non un mouvement uniformément accéléré comme c'est le cas lors d'une chute libre.

	Aluminium	Laiton	Cuivre
vitesse limite	0.473	0.983	0.304
$(m.s^{-1})$	$\pm 0.005$	$\pm 0.005$	$\pm 0.005$

La force de frottement responsable de la stabilisation de la vitesse de chute est liée aux courants de Foucault induits dans le tube.



Pour expliquer le déplacement à vitesse constante, on peut faire apparaître une force de frottement fluide que l'on représentera à travers un coefficient de frottement k (en N.m<sup>-1</sup>.s). Ainsi, le mouvement de notre élément mobile de masse m peut être décrit par l'équation différentielle suivante :

$$m.\frac{d\vec{v}}{dt} = m.\vec{g} - k.\vec{v}$$
 Eq.16

Si la vitesse initiale du système est nulle, alors cette dernière sera de la forme

$$\vec{v} = \frac{m}{k} \cdot \vec{g} - \frac{m}{k} \cdot \vec{g} \cdot e^{-\frac{\kappa}{m} \cdot t}$$
 Eq.17

Après un transitoire de constante de temps  $\tau = m/k$  (très bref devant la durée de l'expérience), le système étudié va tendre vers une vitesse limite.

$$\vec{v}_{lim} = \frac{m}{k}.\vec{g}$$
 Eq.18

Connaissant la vitesse limite, g et m, on peut remonter à k. On constate que le coefficient de frottement est d'autant plus fort que le matériau est conducteur. On pourrait montrer qu'il est proportionnel à la conductivité [8].

Dans le tableau 3, on donne la résistivité de l'aluminium pur, du cuivre pur et d'un laiton. Ces données doivent être utilisées à titre d'ordre de grandeur. En effet, il existe différents laitons avec des conductivités différentes. Par ailleurs le cuivre et l'aluminium employés dans les tubes ne sont pas purs.

#### **Références bibliographiques**

- [1] L. Renaudin, mémoire d'ingénieur CNAM, 2002
- [2] E.-U. Parlement, "Directive 98/69/CE," 1998
- [3] Toyota, "US006334413," Patent, 1999.
- [4] B. Lequesne, "Fast-acting long stroke solenoids with two springs," IEEE Transactions on industry application, vol. 26, September/October 1990.
- [5] www.fev.com.
- [6] R. Barrué, polycopié cours Licence, 2000
- [7] www.obspm.fr/~expositions/Foucault/

[8] Study of the conductivity of a metallic tube by analysing the damped fall of a magnet, J. Iniguez, V. Raposo, A. Hernandez-Lopez, A.G. Flores and M. Zazo, Department of Applied Physics, University of Salamanca, European Journal of Physics 25 (2004) 593-604.

	Laiton	Aluminium	Cuivre
coefficient de frottement k $(N.m^{-1}.s)$	$0.102\pm0.001$	$0.212\pm0.001$	$0.329\pm0.001$
$\sigma a 25^{\circ}C (x 10^{6} . \Omega^{-1} . m^{-1})$	16	37	59

Tableau 3 : Comparaison du coefficient de frottement et de la résistivité des tubes

## Les centrales thermiques ALSTOM à l'horizon 2020

Alain FERAUD Alstom Power – Centrales 3 Avenue des trois chênes 90018 – Belfort Cedex – France avec la participation de André CASTANIER, Charles KEMPF Alstom Power – Centrales Yves SABATER Alstom Power – Turbomachines

Résumé : Les énergies fossiles (pétrole, gaz naturel, charbon) resteront encore au moins jusqu'en 2020 les sources principales d'énergie primaire utilisées pour la production d'électricité. ALSTOM présente dans cet article les développements technologiques en cours pour les centrales de production d'électricité. Les turbines à gaz en cycle simple ou en cycle combiné, les centrales au charbon à cycle supercritiques sont successivement présentées. Le problème des émissions de  $CO_2$  provoquées par l'utilisation des combustibles fossiles est détaillé ainsi que les solutions disponibles aujourd'hui et à moyen terme pour limiter ces émissions de  $CO_2$ 

suite de l'article paru dans le n°40 (mars 2005) de La Revue 3EI

#### 4.3.3. Les différents types de chaudières : charbon pulvérisé (CP) ou lit fluidisé circulant (LFC)

Le design d'une chaudière comporte deux volets bien distincts, le côté air/fumée lié à la combustion et donc à la nature du combustible et le côté eau/vapeur lié au cycle thermodynamique retenu. Nous avons vu au § 4.3.2.2 l'impact du cycle sur la conception de la chaudière ; ici nous évoquerons l'aspect combustion en se limitant aux combustibles solides charbons qui restent les plus utilisés en centrales de grande puissance. Les critères qui régissent les choix des options techniques sont toujours d'ordre économique mais les contraintes de respect des réglementations relatives à l'environnement revêtent dans ce secteur de la combustion une importance particulière.

La finalité de la chaudière est d'assurer la combustion le plus complètement possible (minimiser les imbrûlés) en utilisant au plus juste la quantité d'oxygène nécessaire (minimiser l'excès d'air donc la perte thermique à la cheminée) et minimiser les rejets d'effluents.

Les principales émissions atmosphériques à garantir sont :

- les oxydes de soufre (SOx)
  - $\Rightarrow$  désulfuration des fumées (FGD),
- les oxydes d'azote (NOx)
  - ⇒ dénitrification des fumées (deNOx),
- l'oxyde de carbone (CO) ⇒ qualité de la combustion
  - $\Rightarrow$  qualité de la combustion,

- les particules
   ⇒ filtration,
- le CO<sub>2</sub>
   ⇒ augmentation des rendements, capture, taxe.

Les divers types de combustion ne conduisent pas aux mêmes effets quant aux émissions et aux caractéristiques requises du charbon à brûler et certains nécessiteront des équipements supplémentaires soit en amont (préparation du combustible) soit en aval (traitement des fumées).

4.3.3.1. Types de chaudières charbon

On distingue 3 familles de chaudières selon le type de foyer :

- combustion sur grille,
- combustion au charbon pulvérisé (CP),
- combustion à lit fluidisé circulant (LFC).

Le premier type ne trouvant son application que pour des installations industrielles ou des centrales de faible puissance (< 100 MW) ne sera pas développé ici.

#### 4.3.3.2. Charbon pulvérisé (CP)

Le principe de ce mode de chauffe (cf. figure 17) consiste à injecter, dans la chambre de combustion, le charbon réduit en poudre très fine et mis en suspension dans l'air. Cet air, dit primaire, ne représente qu'une fraction de l'air total de combustion. A noter que, sous forme pulvérulente, le même poids de charbon offre à l'air une surface de contact considérablement augmentée. Dans son principe, la combustion peut se schématiser de la manière suivante :

- évaporation de l'humidité résiduelle,
- distillation des matières volatiles,
- combustion des matières volatiles,
- inflammation et combustion du coke.





Figure 17 : Chaudière à charbon pulvérisé (CP)

Le broyage est donc une phase importante à adapter cas par cas à la nature du combustible. Deux types principaux de broyeurs sont utilisés :

- broyeur à boulets (tambour horizontal),
- broyeur vertical à écrasement (galets).

En centrale de grande puissance, on privilégie plus souvent le broyeur à boulets convenant mieux aux charbons difficiles à broyer et abrasifs ; le broyeur vertical à galets est réservé aux charbons faciles à broyer, il consomme moins d'énergie pour son entraînement mais son coût de maintenance est plus élevé. La chauffe peut-être directe (l'air primaire entraîne directement le combustible pulvérisé aux brûleurs) ou indirecte (le combustible pulvérisé sec est stocké dans un silo intermédiaire) dans le cas de combustible à forte teneur en eau (lignites, tourbes....).

Pour fonctionner correctement le broyeur doit recevoir le charbon avec une granulométrie inférieure à 20/30 mm ce qui oblige à opérer un pré-broyage sur le parc à charbon, le combustible étant acheté ou reçu de la mine avec une granulométrie 0/100 mm au mieux.

Concernant les émissions atmosphériques engendrées par la combustion du charbon, les réglementations sur l'environnement deviennent de plus en plus rigoureuses. Hormis le CO<sub>2</sub>, actuellement inévitable, citons les réglementations européennes qui sont parmi les plus sévères dans le Monde :

- limite SOx :  $200 \text{ mg/Nm}^3 (\text{V sec } 6 \% \text{O}_2)$
- limite NOx :  $200 \text{ mg/Nm}^3$  (V sec 6 % O<sub>2</sub>)
- limite particules :  $30 \text{ mg/Nm}^3$  (V sec 6 % O<sub>2</sub>)

La combustion au charbon pulvérisé permet d'obtenir sans équipements spéciaux (excepté des brûleurs dits "bas Nox") les valeurs suivantes :

- SOx : 2000 mg/Nm<sup>3</sup> (V sec 6 %  $O_2$ ) (pour charbon S = 1 %),
- NOx : 400 mg/Nm<sup>3</sup> (V sec 6 % O<sub>2</sub>) (brûleurs "bas NOx"),
- Particules : 30 mg/Nm<sup>3</sup> (V sec 6 % O<sub>2</sub>) (équipement dépoussiérage adapté).

Le respect des limites réglementaires ci-dessus nécessite donc l'adjonction d'une installation de désulfuration des fumées (FGD) avant rejet à la cheminée, et d'un équipement "deNOx" (SCR) placé en amont du réchauffeur d'air (pour réaliser une injection d'ammoniac dans la plage idoine de température des fumées en présence d'un catalyseur).

Ces équipements constituent un investissement significatif (10 à 20 % du prix de la chaudière) et des consommations continues de calcaire pour le FGD et d'ammoniac et de catalyseur pour le SCR qui grèvent les coûts d'exploitation. Ces coûts dépendent des choix des types de désulfuration et de deNOx retenus et qui sont à optimiser en fonction de l'analyse du combustible, des taux de rejets à respecter et des coûts locaux des consommables. Le domaine du traitement des fumées est vaste et en pleine évolution et ne peut être détaillé dans cet article.

Les chaudières à charbon pulvérisé peuvent être réalisées aujourd'hui en une seule unité pour des centrales jusqu'à 1000 / 1100 MW.

4.3.3.3. Lit fluidisé circulant (LFC)

La figure 18 montre le schéma de principe d'une chaudière LFC.



Figure 18 : Chaudière à lit fluidisé circulant (LFC)

Le cœur d'une chaudière LFC est le foyer (3), qui reçoit le charbon concassé (1) ainsi que le calcaire (2) nécessaire à la désulfuration.

La combustion et la désulfuration s'effectuent au sein d'une importante masse de fines particules de cendres fortement agitées – le "lit" – et à relativement basse température (environ 850 °C). Ces particules (ou "solides") sont maintenues en suspension – "fluidisées" – par un courant ascendant d'air soufflé au bas du foyer (sa densité, forte en partie basse, décroît rapidement avec la hauteur).

Un cyclone très efficace (4) arrête les solides sortant du foyer. Ces particules chaudes sont recyclées via un siphon fluidisé, parcourant ainsi une boucle de re-circulation (d'où le nom de lit fluidisé "circulant").

Les fumées traversent ensuite une série d'échangeurs conventionnels (8), le réchauffeur d'air (9) et le dépoussiéreur, avant d'être évacuées à la cheminée.

Un foyer LFC fonctionnant au régime optimum de fluidisation est un excellent "réacteur" (au sens génie chimique du terme).Ce régime est caractérisé par un brassage intensif, une importante re-circulation (interne et externe) des particules, un fort glissement gaz/solides et de longs temps de séjour, tout ceci entraînant d'excellentes propriétés du point de vue transfert de chaleur et réactions chimiques. Cela assure une combustion efficace des combustibles les plus difficiles et une très bonne désulfuration. Quant aux émissions de NOx, elles sont très limitées du fait de la température modérée et de la combustion étagée. Enfin, l'absence de point chaud évite les encrassements et l'agglomération des cendres.

Il est essentiel de bien maîtriser la température du foyer pour optimiser les performances concernant l'environnement. Pour faciliter l'exploitation, les chaudières comportent généralement un échangeur extérieur (5) installé en parallèle avec le retour direct au foyer des solides chauds. L'échange dans cet appareil est réglé automatiquement par la vanne pointeau (17) qui l'alimente en solides, permettant ainsi de maîtriser avec précision la température du foyer dans toutes les conditions de marche.

Les unités à resurchauffe comportent un second échangeur extérieur (6), utilisé de façon similaire pour régler la température de resurchauffe.

La granulométrie du combustible requise à l'entrée de la chaudière est de 0 - 30 mm ce qui évite la phase de broyage entrée chaudière, le pré-broyage opéré sur le parc à charbon étant suffisant.

Concernant les émissions atmosphériques, le LFC apporte des améliorations importantes liées à son principe. La combustion se faisant à une température maintenue à 850 °C environ la production de NOx pourra être limitée à une valeur inférieure à 200 mg / Nm<sup>3</sup> (V sec 6 % O<sub>2</sub>) évitant ainsi un traitement des fumées pour respecter la réglementation européenne actuelle.

De par le principe du "lit", il est possible de réduire la production de SOx à la source, au niveau du foyer, par injection directe de calcaire dans celui-ci. Une granulométrie adaptée du calcaire injecté (0-3 mm) permet à la réaction chimique de se faire, et participe à la formation et à l'entretien du "lit". Pour la majorité des combustibles, l'injection de calcaire permet de respecter la limite de rejet de SOx (200 mg/Nm<sup>3</sup> V sec 6 % O<sub>2</sub>) sans traitement aval des fumées (FGD). Le rendement de désulfuration peut atteindre 97 %.

La taille unitaire d'une chaudière LFC est actuellement limitée par les dimensions du foyer et des cyclones (qui doivent être multiples) et la conception des parois réfractaires. L'augmentation successive des tailles se fait par effet d'échelle à partir de réalisation une fois éprouvée. La taille nécessaire dépend d'une part, de la puissance de la tranche et d'autre part, du débit de combustible qui est lié à son pouvoir calorifique.

La figure 19 montre une vue de la chaudière LFC de la tranche 4 de la centrale de Provence (Gardanne) de 250 MW. Elle comporte un foyer associé à 4 cyclones.



Figure 19 : Chaudière LFC de Provence 4

Des études sont en cours pour extrapoler les réalisations éprouvées à une chaudière LFC de 600 MW supercritique mono tubulaire, comportant un foyer unique  $(12,5 \times 24 \text{ m}, 300 \text{ m}^2 \text{ de section})$  et 6 cyclones de diamètre 8,3 m.

#### 4.3.3.4. Comparaison CP/CFB

• Aspect combustible :

Le principe du LFC permet de brûler sans broyage fin une large gamme de combustibles (charbon, anthracite, lignite, petcoke, biomasse...).

Le rendement de combustion est excellent (> 99 %) même avec des combustibles de mauvaise qualité, laissant peu d'imbrûlés. Le réglage aisé de la température de combustion à un niveau bas (850 °C) et de son étagement favorise le niveau relativement bas des émissions.

#### • Aspect émissions :

Le LFC permet de respecter les émissions limites de NOx et SOx requises par des réglementations aussi contraignantes que les normes européennes actuelles, sans équipements auxiliaires supplémentaires. Le contrôle de la désulfuration par injection directe de calcaire permet de diminuer la consommation de calcaire par rapport aux systèmes FGD à résultat recherché égal.

#### • Aspect économique :

L'investissement d'une chaudière LFC proprement dite est supérieur à une chaudière CP (environ 10 à 15 %) mais si cette dernière doit être complétée par des installations de FGD et SCR (DeNOx), son investissement global sera supérieur. Les coûts d'exploitation et maintenance d'une installation complète en LFC sont inférieurs à une installation CP + FGD + SCR (incluant les consommables et renouvellement catalyseur).

• Aspect rendement :

Le rendement propre de la chaudière est sensiblement le même en LFC et CP. Les auxiliaires électriques propres de la chaudière (ventilation, broyage...) sont légèrement supérieurs pour le LFC mais si l'on ajoute au CP les auxiliaires d'un FGD, le bilan reviendra sensiblement à l'équilibre ; dans ce cas l'impact LFC/CP sur le rendement net de tranche n'est pas significatif.

Aspect dimensionnement

En l'état actuel du développement industriel du LFC, on peut atteindre, selon le combustible, une taille unitaire maximale de 400/450 MW. Le PC aujourd'hui en est à environ 1100 MW.

Il est possible de concevoir une tranche avec 2 chaudières LFC de 50 % et une salle des machines 100 % (ALSTOM a construit sur ce schéma une centrale au petcoke TAMUIN au Mexique comportant 2 tranches de 260 MW chacune ayant 2 chaudières LFC d'une capacité unitaire de 130 MW, cf. figure 20). Un tel choix a été le résultat d'une optimisation entre les investissements correspondants, les coûts d'exploitation et maintenance, le coût du combustible, compte tenu des contraintes d'environnement.



Figure 20 : Chaudières de TAMUIN au Mexique

En conclusion, on peut dire qu'avec les contraintes croissantes relatives à l'environnement, le LFC apporte des facilités et se justifie en particulier dans le cas de combustible de mauvaise qualité ou de qualité variable l'augmentation des tailles unitaires de LFC alliée à l'adoption de cycles supercritiques devraient donner au LFC une place grandissante dans la production électrique à partir de combustibles fossiles dans l'avenir.

#### 4.4. Les alternateurs

L'alternateur est toujours un composant nécessaire de toute centrale électrique, quelle que soit la source d'énergie et le processus de transformation mis en œuvre (hors piles à combustible et systèmes photovoltaïques). La technologie des alternateurs est aujourd'hui parfaitement mature. Son bon rendement, généralement compris entre 98,5 et 99 % fait que l'alternateur influe peu sur la performance globale d'une centrale électrique. Outre les adaptations aux nouvelles centrales (turbines à gaz de grande puissance ; réacteurs nucléaires de nouvelle génération) cf. figure 21, les évolutions en cours portent surtout sur l'optimisation des coûts initiaux et des coûts d'exploitation (tout gain de disponibilité et de rendement, même limité, comptera). Nous passons en revue ci-dessous les principales évolutions et voies de développement des turboalternateurs.



Figure 21 : Alternateur pour réacteur nucléaire de nouvelle génération

#### 4.4.1. Evolutions des puissances des turboalternateurs refroidis à l'air

Pour les puissances inférieures à 100-150 MW, dans un marché très compétitif, les efforts portent surtout sur la réduction des coûts industriels. L'intégration de fonctions, la standardisation de composants sont des solutions visant ce but.

Au delà, il faut se rappeler que 200 MW étaient la limite pour le refroidissement à l'air, il y a encore 10 ans. Tiré par le développement des turbines à gaz de grande puissance, 250 MW sont devenus à la fin des années 90 la nouvelle référence pour cette technologie avec des machines simples et de rendements élevés (jusqu'à 98,8%).

Ces dernières années, le retour d'expérience, les avancées dans les méthodes de calcul (modélisation de la ventilation, etc.) et, éventuellement le bénéfice d'une légère pressurisation de l'air de refroidissement (0.2 bar) permettent d'envisager 300-340 MW voire plus. 400 MW ont été simulés en plate-forme d'essais. Un alternateur de 340 MW est en service industriel depuis mi 2004. La commercialisation d'alternateurs de 300 MW refroidis à l'air est engagée. Le gain de coût total est de l'ordre de 20 % à 30 % sur les solutions conventionnelles avec refroidissement par hydrogène. Exploitation et maintenance sont aussi très sensiblement simplifiées. La perte de rendement reste inférieure à 0.2%.

#### 4.4.2. Évolution des puissances des turboalternateurs refroidis à l'hydrogène

Pour les machines à refroidissement indirect par hydrogène seul, la limite actuelle est de 400-450 MW. Des optimisations, en particulier sur l'isolation (voir cidessous), permettent d'envisager assez rapidement 500 MW.

Au delà, le refroidissement direct de l'enroulement stator par circulation d'eau dans les barres s'impose. Le rotor reste refroidi à l'Hydrogène (Le refroidissement direct par eau du rotor est aujourd'hui abandonné par ALSTOM). Il permet d'atteindre jusqu'à 1100 MW pour les alternateurs 2-pôles 50 Hz (3000 tr/min) des plus grandes centrales fossiles.

Dans les centrales nucléaires, les conditions de vapeur conduisent à la demi vitesse des turbines : 1500 (ou 1800) tr/min et à des alternateurs à 4 pôles cylindriques. Les plus grands groupes en exploitation atteignent 1550 MW (EDF Palier N4)

Les réacteurs de nouvelle génération (EPR ou ESBWR américain) conduisent à des machines de 1700 à 1800 MW de puissance unitaire. Paradoxalement, aucun développement de nouvelle technologie n'est réellement indispensable pour ce saut de puissance. L'accroissement des dimensions et une optimisation du refroidissement des enroulements rotor et stator suffisent. Les limites viennent des gabarits et des masses des pièces transportées. Les enjeux seront la disponibilité et la durée de vie des machines.

#### 4.4.3. Développement sur les systèmes d'isolation

Les systèmes d'isolation stator sont peut-être les technologies les plus « stratégiques » des alternateurs et peuvent influer sensiblement leur performances (coûts, rendement) Le standard actuel est, quelque soit le constructeur, un système à base de mica, ruban de verre et résine époxy, de classe de température F (155°C).

• Isolation de classe H (180°C) :

Elle permet, pour les alternateurs refroidis à l'air, un gain de 10% sur la puissance maximum (à dimensions similaires) en autorisant un échauffement plus important des enroulements, tout en gardant la même marge de sécurité que sur les systèmes actuels :

Échauffement classe B (130°C) avec une isolation classe F (155°C) = 250 MW. Échauffement classe F (155°C) avec une isolation classe H (180°C) = 275 MW. Cette technologie, en cours de mise au point finale, permettra des gains sur le coût / kW.

• Isolation à haute conductivité thermique :

Les isolations classiques ont une conductivité thermique de 0.25 - 0.3 W / mK. Des systèmes avec une conductivité augmentée à 0.5 - 0.6 W/mK deviennent disponibles. Ils amélioreraient naturellement les performances du refroidissement indirect (air ou H<sub>2</sub>) et donc le potentiel de puissance (à dimensions similaire) d'environ 10% là aussi.

• Isolation à rigidité diélectrique renforcée :

C'est aussi un champ d'investigation : Une épaisseur d'isolation réduite améliore le refroidissement indirect et permet de placer plus de cuivre dans la même encoche : De nouveau, gain de puissance (de coût/kW) et de rendement.

• Isolation homogènes :

A plus long terme, l'isolation directe par des matériaux homogènes (époxy, silicones etc..., chargés ou non, par exemple de particules de mica) est possible. Les bénéfices attendus sont les mêmes : Coût au kW, coût de l'isolation elle-même (celui-ci sera lié aux procédés industriels de mise en œuvre) et rendement amélioré. Pour l'avenir, les nanotechnologies seront certainement des voies potentielles de recherche.

4.4.4. Alternateurs à haute tension : Le Powerformer



Figure 22 : L'Alternateur « Powerformer »

disponibilité, pour les applications La de distribution, de câbles isolés XLPE (Polyéthylène réticulé) prévus pour des tensions jusqu'à 400 kV, a conduit à l'idée de développer des alternateurs capables de connexion directe sur les réseaux HT, sans transformateur (d'où le nom. déposé, de « Powerformer » : Génération de puissance et transformateur combinés en une seule machine) (cf. figure 22).

Le principe est simple : Rotor de technologie conventionnelle et stator bobiné avec de grande longueurs de câble HT à la place de l'enroulement classique à barres moyenne tension. Les bénéfices attendus, outre gain des gaines à barres, du disjoncteur MT et surtout du transformateur, portent, encore une fois, sur le rendement : Typiquement de 98% (alternateur conventionnel + transformateur) à 99% (Powerformer). Les réalisations récentes datent de 1998 en Hydraulique (11 MVA, 600 tr/min, 45 kV puissance 75 MVA, 125 tr/min, 155 kV) et de 2000 en thermique (42 MVA, 3000 tr/min, 136 kV). La technologie actuelle permet d'envisager des machines 3000 ou 3600 tr/min, jusqu'à 250 MVA et 170 kV. Mais l'intérêt économique du concept est aujourd'hui limité par certaines caractéristiques des câbles actuels qui ont un impact direct sur les dimensions des machines : Rigidité diélectrique <15 kV/mm et température < 90°C. La disponibilité industrielle de câble autorisant au moins 20 kV/mm et des températures de service jusqu'à 130 °C permettrait véritablement le développement commercial de la technologie Powerformer.

4.4.5. Alternateur désynchronisé



Figure 23 : Alternateur désynchronisé.

Concept de base : L'alternateur est entraîné directement à la vitesse optimale de la turbine quelque soit cette vitesse (Il n'y a pas de réducteur, et la vitesse peut être variable). Il est connecté au réseau industriel 50 ou 60 Hz par l'intermédiaire d'un convertisseur statique de fréquence d'architecture particulière (l'objet principal du développement). Appliqué aux centrales avec des turbines à gaz ou à vapeur de 10 à 100 MW, ce concept permet le gain du réducteur de puissance et de ces auxiliaires pour les turbines de vitesses de rotation supérieures à 3000 ou 3600 tr/min, mais aussi une optimisation de leur vitesse qui peut alors varier en fonction de la charge. Bénéfice : Le rendement de la turbine (le bénéfice peut être important) et la capacité de maintenir la puissance en cas de chute de fréquence du réseau (La vitesse turbine ne baisse plus, elle peut même monter). Des applications spécifiques pour des puissances bien supérieures à 100 MW sont envisageables.

L'originalité du concept est l'architecture matricielle du convertisseur, l'utilisation de thyristors peu coûteux, utilisés en commutation naturelle (gain de rendement) et d'un alternateur à grand nombre de phases (très supérieur à 3).Le contrôle des taux d'harmoniques injectés sur le réseau est évidemment un des enjeux du développement, tout comme la validité économique du concept. Les premières estimations sont très encourageantes de ce point de vue. Un premier modèle de 50 kW, couplé au réseau depuis fin 2003 confirme la faisabilité du concept. Des démonstrateurs de plus forte puissance sont prévus. Le concept étant parfaitement réversible, l'utilisation en moteur est aussi envisagée.

4.4.6. Rotors de nouvelle technologie.

Les recherches sur l'alternateur « actif » nécessitent la disponibilité de rotors permettant des vitesses bien supérieures à 3600 tr/min. La technologie classique des rotors de turboalternateur est valide jusqu'à approximativement 6000 tr/min pour 20 MW. C'est insuffisant pour les applications envisagées.

Plusieurs solutions sont possibles : Rotor totalement encapsulé dans un tube de fibre synthétique de forte résistance mécanique, frettant les enroulements. Un concept différent est actuellement envisagé : un enroulement inducteur formé de profilés d'aluminium de forte section, parcourus par des courants élevés (>10 000 A) et maintenu par un accrochage mécanique simple sur leur diamètre intérieur, sans aucune frette, même dans les extrémités. Un excitateur à diodes tournantes spécifique sera nécessaire pour les courants envisagés. Ce concept apparaît prometteur en capacité de vitesse de rotation. Son utilisation pour les alternateurs conventionnels semble même intéressante en termes de coût (cf. figure 24).

L'utilisation d'aimants permanents est une autre voie de développements, de plus en plus attractive de par leur performance et leurs coûts. Elle est aujourd'hui limitée aux puissances inférieures à 10 MW. Ce seuil pourrait être dépassé dans l'avenir, en particulier sur des applications à grande vitesse. Des alternateurs pour éolienne sont déjà basés sur cette technologie.



Figure 24 : Rotor de nouvelle technologie

#### 4.4.7. Alternateurs Supraconducteurs

Un prototype de rotor supraconducteur destiné à un alternateur de 250 MW a été essayé au début des années 80. Aujourd'hui les recherches se poursuivent chez certains constructeurs de machines tournantes sur la base de matériaux supraconducteurs à haute température critique, pour des applications où la masse et l'encombrement des machines est un facteur clé (marine et aéronautique militaire). D'une façon générale, cette technologie amène un gain de rendement de 0,3 à 0,5%. Mais l'intérêt économique global pour les applications en production d'énergie civile n'est pas démontrée aujourd'hui.

#### 5. Les nouvelles technologies :

#### 5.1. Les turbines à gaz adaptées au gaz de synthèse

Le gaz de synthèse produit à partir de résidus pétroliers est principalement composé d'hydrogène (environ 45% vol.), de CO (environ 48% vol.) et de CO<sub>2</sub> (environ 7%). Son PCI est de l'ordre de 13.9 MJ/kg. Comme l'hydrogène a une vitesse de flamme très rapide et une température de combustion élevée, il est nécessaire de diluer le gaz de synthèse avec de l'azote et de réduire le PCI à environ 7 MJ/kg afin de réduire sa réactivité et de permettre de réaliser le mélange partiel avec de l'air en amont de la flamme, et ainsi réduire la production d'oxydes d'azote.

Le débit massique de combustible est donc 6 à 7 fois plus important par rapport à un fonctionnement au gaz naturel, et compte tenu de l'excès d'air des TG, le débit dans la turbine est supérieur d'environ 10%.

Le gaz de synthèse produit à partir de charbon dans les IGCC (Integrated Gazeification Combined Cycle) a des caractéristiques similaires, variant légèrement selon le procédé de gazéification : de 28 à 36% d'hydrogène, 47 à 62% de CO, 2 à 13% de CO<sub>2</sub>, le PCI variant de 10.8 à 13.6 MJ / kg.

Ainsi, ALSTOM a mis en service une GT13E2, modifiée pour permettre son fonctionnement avec du gaz de synthèse provenant d'un gazéifieur de résidus pétroliers (api Energia, Italy). Les brûleurs bas NOx EV ont dû être adaptés pour fonctionner avec la vitesse de flamme élevée et avec les débits volumétriques plus importants, permettant ainsi le fonctionnement à bas NOx sans injection d'eau ou de vapeur (cf. figure 25).

Le taux de compression de la TG a dû être amélioré par l'adjonction d'un étage supplémentaire, ce qui a résulté en une amélioration des performances (puissance et rendement) de la TG, malgré un léger abaissement de la température à l'entrée de la turbine. Il n'est pas nécessaire d'extraire de l'air du compresseur, grâce à une marge confortable vis à vis de la limite de pompage du compresseur. L'unité de séparation d'air du processus de gazéification est donc alimentée par un compresseur spécifique, ce qui permet une opération plus flexible.

La TG fonctionne également avec du gasoil en combustible de secours et pour les phases de démarrage. Avec la dilution standard de 7MJ/kg, les émissions de NOx se situent entre 20 et 25 ppmv, et les émissions de CO sont inférieures à 5 ppmv à toute Les brûleurs modifiés fonctionnent charge. parfaitement avec le gaz de synthèse pour divers facteurs de dilution à l'azote et un PCI entre 6800 kJ/kg et 14 000 kJ/kg. Ceci assure une grande flexibilité de l'installation, nécessaire compte tenu des variations dans la composition des résidus et des transitoires de fonctionnement du gazéifieur.



*Figure 25 :* Nouveau brûleur EV bas NOx pour turbine à gaz utilisant du gaz de synthèse

#### 5.2. Les nouvelles technologies de capture du CO<sub>2</sub>

Dans le domaine de la capture du CO<sub>2</sub> ALSTOM développe aujourd'hui des procédés prometteurs, en particulier l'oxy-combustion et le chemical looping.

#### 5.2.1. L'oxy-combustion

Pour l'oxy-combustion, il s'agit de brûler le combustible fossile (gaz naturel ou charbon) non pas avec de l'air mais avec un mélange d'oxygène pur et de  $CO_2$  recyclé. L'intérêt vient de la concentration du  $CO_2$  dans les fumées qui peut atteindre 95% au lieu des 15% habituels quand on utilise de l'air pour la combustion (l'air contenant environ 80% d'azote, cet azote qui est inerte se retrouve dans les fumées) (cf. figure 26).



Figure 26 : Schéma du procédé oxy-combustion

Pour produire l'oxygène pur on utilise un équipement cryogénique de séparation d'air. Ces équipements sont matures mais ils consomment beaucoup d'énergie. Des progrès sont attendus sur la consommation électrique : les premiers équipements consommaient environ 350 kWh par tonne d'oxygène produite alors que certains modèles récents ne consomment plus que environ 200 kWh par tonne d'oxygène (pour une pureté d'oxygène de 95%).

#### 5.2.2. Le Chemical Looping (cf. figure 27)

L'idée est d'utiliser des particules métalliques qui peuvent se charger d'oxygène au contact de l'air dans un premier réacteur (LFC oxydant) puis sont transférées dans un second réacteur (LFC combustion) dans lequel a lieu la combustion à l'abri de l'air. Après la combustion, ces particules métalliques sont de nouveau transférées dans le premier réacteur pour s'oxygéner lors d'un nouveau cycle et ainsi de suite.

Il s'agit aussi d'une oxy-combustion mais sans équipement de séparation d'air et donc sans la consommation électrique pénalisante associée. Le procédé est séduisant mais il reste beaucoup de questions à étudier. De nombreux développements sont en cours pour mettre au point ces particules métalliques.



Figure 27 : Schéma du procédé chemical looping

5.3. Nucléaires : les petits réacteurs à partir de 10 MW et jusqu'à 300 MW

On constate aujourd'hui un intérêt grandissant pour les petits réacteurs nucléaires de conception simple et permettant de produire de l'électricité, de la chaleur ou bien les deux ensemble. Des petits réacteurs installés dans les régions froides et/ou éloignées des réseaux électriques de transport d'électricité (Sibérie pour la Russie et Alaska pour les Etats Unis par exemple) permettent de couvrir de manière compétitive les besoins énergétiques de populations isolées. Le DoE aux Etats Unis estime que le coût de revient de l'électricité produite par une petite centrale nucléaire de 50 Mwe serait de 5,4 à 10,7 cents par KWh à comparer avec les coûts réels mesurés en Alaska et à Hawaii entre 5,9 et 36 cents par KWh avec des combustibles fossiles. Les Russes exploitent depuis 1976 quatre centrales nucléaires de co-génération de 62 MWth chacune fournissant à la ville de Bilibino en Sibérie l'électricité (11 Mwe net par unité) et la chaleur dont elle a besoin.

ALSTOM a récemment conçu une salle des machines adaptée à un petit réacteur nucléaire développé par un constructeur Français.

#### 5.4. La société Hydrogène

On entend aujourd'hui beaucoup parler de l'hydrogène comme base d'une nouvelle organisation du secteur de l'énergie et de la production d'électricité. Les avantages de l'hydrogène sont que sa combustion ne produit que de l'eau et qu'il est le combustible le plus efficace pour les piles à combustible. Faisons ensemble le point de la situation présente.

L'hydrogène n'est pas une source d'énergie primaire comme le charbon mais un vecteur d'énergie au même titre que l'électricité. L'hydrogène ne se trouve pas dans la nature à l'état de gaz hydrogène sauf dans la basse atmosphère où il est présent à une concentration extrêmement faible (0,5 ppm vol). Pour le produire il faut donc utiliser des sources d'énergie primaire (principalement le reformage du méthane à la vapeur) ou bien un vecteur d'énergie comme l'électricité (électrolyse de l'eau).

Aujourd'hui la production d'hydrogène par reformage du méthane est un procédé industriel qui consomme plus d'énergie que l'hydrogène produit n'est capable d'en produire et qui émet 6,5 grammes de  $CO_2$  par gramme d'hydrogène produit. Cette voie ne pourrait être développée à grande échelle que si la séquestration du  $CO_2$  devenait une réalité. On a vu au paragraphe 3.2.3 que ce n'est pas le cas aujourd'hui. La production d'hydrogène par électrolyse pose le même problème dans le cas de l'utilisation d'une énergie fossile pour produire l'électricité nécessaire au procédé.

Les promoteurs de l'utilisation de l'hydrogène citent comme point fort pour l'hydrogène son Pouvoir Calorifique Inférieur (PCI) de 120 MJ par kg supérieur à celui du gaz naturel qui est de 50 MJ par kg ou de l'essence qui est de 45 MJ par kg. Mais il est juste de
mentionner que à la pression atmosphérique un réservoir de 1 M  $^3$  ne contient que 90 gr d'hydrogène, 650 gr de gaz naturel mais presque 750 000 gr d'essence. Un combustible liquide à la pression atmosphérique reste incomparablement plus simple d'utilisation que l'hydrogène.

Pour pouvoir transporter suffisamment d'hydrogène dans un réservoir, il faut donc pouvoir le compresser à de très hautes pressions (une société Canadienne vient de réaliser des essais à 825 bars). La pression de service des réservoirs disponibles sur le marché est de 350 bar. A cette pression, la masse du réservoir n'est pas négligeable face à la quantité d'hydrogène transportée. Le record de 13% pour le rapport masse d'hydrogène sur masse du réservoir a été atteint en 2002 aux USA et au Canada grâce à une technologie composite (vessie polymère et vessie en alliage d'aluminium renforcée par une structure composite en fibres de carbone). On le voit, stocker aujourd'hui à température ambiante de l'hydrogène dans un réservoir de manière efficace relève de l'exploit technologique.

Parmi les inconvénients de l'hydrogène, il faut aussi citer son inflammabilité 10 fois plus grande que celle du gaz naturel (20 J au lieu de 290 J dans le cas du gaz naturel). Un risque d'incendie existe toujours en présence d'hydrogène et toute manipulation d'hydrogène nécessite donc des mesures adéquates de sécurité.

La mise en œuvre de la société hydrogène (cf. figure 28) nécessiterait la réalisation d'une filière complète : production, transport, stockage et utilisation pour produire de l'énergie thermique, de l'énergie mécanique et de l'électricité. Faisons le point sur la maturité de ces technologies.



Figure 28 : La société Hydrogène

### 5.4.1. La production d'hydrogène

Tant que la capture et le stockage du CO<sub>2</sub> ne seront pas maîtrisés, la production d'hydrogène à partir de combustibles fossiles ne pourra pas être considérée comme un progrès pour lutter contre l'effet de serre. Des solutions sont envisageables avec l'énergie nucléaire mais les solutions les plus intéressantes à court terme utiliseront l'électricité produite à partir des énergies renouvelables : l'éolien, l'hydraulique et la biomasse (avec possibilité supplémentaire de production directe d'hydrogène par photo-biochimie) pour produire l'hydrogène par électrolyse de l'eau.

5.4.2. Le transport d'hydrogène

Le transport par gazoduc profite d'une très longue expérience. En France et en Belgique, 810 km de gazoducs de transport d'hydrogène sont exploités sous 100 bars.

### 5.4.3. Le stockage d'hydrogène :

Le stockage géologique de masse dans un réservoir naturel souterrain parait difficile compte tenu des difficultés connues pour stocker le CO<sub>2</sub>. La seule référence connue serait située à Kiev dans les années 70. Le fait de ne pas pouvoir stocker de grandes quantités d'hydrogène, simplement et sans dépense supplémentaire d'énergie, est très pénalisant pour la filière hydrogène.

# 5.4.4. Quelles solutions pour la conversion de l'hydrogène ?

Plusieurs solutions existent : moteurs thermiques et turbines à gaz peuvent fonctionner à l'hydrogène pour produire de l'électricité mais le bilan  $CO_2$  n'est pas favorable et il vaut mieux utiliser directement le méthane ou le gaz naturel dans une turbine à gaz standard.

La conversion la plus adaptée est celle réalisée par les piles à combustible mais ces piles ne permettent pas la production d'électricité de grande puissance et, tout comme les mini centrales hydrauliques, les piles à combustible ne devraient concerner que la distribution décentralisée de l'électricité.

On le voit, dans le domaine de la production d'électricité à partir de l'hydrogène, les verrous technologiques sont nombreux et complexes à résoudre. La solution viendra peut être plus tard des bio-technologies car les plus efficaces des producteurs d'hydrogène sur la Terre sont encore aujourd'hui les bactéries qui transforment l'eau en hydrogène à température ambiante.

### 6. Conclusion

L'électricité continuera encore longtemps à être principalement produite à partir des combustibles fossiles (au moins pendant les trente prochaines années). Les prix de ces combustibles fossiles vont progressivement augmenter ce qui aura pour effet premièrement de rendre rentable des gisements qui ne le sont pas aujourd'hui (et donc d'augmenter les réserves disponibles) et dans un second temps de freiner la consommation d'électricité car les potentialités de réduction de la consommation d'électricité dans le Monde sont très importantes (économies d'énergie, meilleure utilisation de l'énergie solaire). L'augmentation du prix des combustibles fossiles aura aussi pour effet de rendre rentable des mesures d'économie d'énergie qui aujourd'hui ne le sont pas.

Dans l'immédiat, les grandes tendances concernant la conception des centrales électriques actuelles et à venir sont les suivantes :

- augmentation des tailles unitaires de centrale,
- diminutions significatives des limites de rejets des polluants gazeux et liquides ainsi que des rejets thermiques,
- exigences accrues en matière de bruit,
- importance de la disponibilité des centrales.

Ces grandes tendances poussent le résultat des optimisations vers des rendements de plus en plus élevés malgré les plus-values d'investissements qu'elles entraînent d'autant que certaines contraintes liées à l'environnement nécessitent des investissements nouveaux (traitement de dépollution des fumées, capture du CO<sub>2</sub>, traitement des effluents liquides) dont le coût décroît avec le rendement. C'est la raison pour laquelle, la plupart des développements en cours chez ALSTOM concentrent se aujourd'hui sur l'augmentation du rendement des centrales électriques à vapeur comme à celui des centrales électriques à base de turbine à gaz.

# Modélisation d'une alimentation haute tension pour générateurs micro-ondes industriels à magnétron

M. CHRAYGANE<sup>1</sup>, M. FERFRA<sup>2</sup>, B. HLIMI<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Département de Génie Electrique, ESTA, Ecole Supérieure de Technologie Université Ibn Zohr, BP 33/S 80000 Agadir – Maroc \*<u>chraygane@esta.ac.ma</u> <sup>2</sup>Département de Cénie Electrique, EML Ecole Mehammadia d'Ingénieurs

<sup>2</sup>Département de Génie Electrique, EMI, Ecole Mohammadia d'Ingénieurs

Université Mohamed V-Rabat, BP 765 Avenue Ibn Sina, Rabat Agdal - Maroc

<sup>3</sup> Département de Physique, Faculté des Sciences, Université Ibn Zohr

BP 8106 Agadir – Maroc

Résumé. L'alimentation haute tension des magnétrons, utilisés comme source d'énergie micro-ondes dans les applications industrielles, est de conception classique : un transformateur haute tension monophasé à fuites magnétiques alimentant une cellule, doubleuse de tension et stabilisatrice de courant. Deux schémas équivalents en T et en  $\pi$  du transformateur sont présentés. Le second modèle prend en compte la saturation des différentes parties du fer et la stabilisation du courant moyen passant dans le magnétisant. Le deuxième modèle a été testé à l'aide du logiciel de simulation numérique EMTP (Electro Magnetic Transients Program) au voisinage du régime nominal. Les résultats théoriques comparés aux mesures expérimentales, se trouvent en bon accord avec elles.

### 1. Introduction

La figure 1 montre le schéma de la conception classique de l'alimentation HT des magnétrons 800 Watts à 2450 MHz, utilisés comme source d'énergie micro-ondes. Elle comporte un transformateur HT à fuites magnétiques alimentant une cellule doubleuse de tension et stabilisatrice de courant [1-10]. Ce transformateur permet la stabilisation du courant anodique moyen du magnétron, en utilisant la saturation du circuit magnétique. Les caractéristiques du magnétron [2,4] ainsi que ses valeurs limites, imposent une conception adéquate de son alimentation. Contrairement au transformateur classique, les flux de fuites dans les shunts sont du même ordre de grandeur que les deux flux primaire et secondaire. Ainsi, la théorie des transformateurs classiques de puissance ne s'applique pas au transformateur à shunts. Le dimensionnement et l'optimisation de tels dispositifs peuvent être facilités à l'aide d'outils de simulation prenant en compte la géométrie et les propriétés magnétiques non linéaires des matériaux.

Dans cet article, nous présentons deux schémas équivalents en T et en  $\pi$  du transformateur. Le schéma en  $\pi$ , qui répond à ces conditions, est intégré dans un schéma global de l'alimentation HT du magnétron pour être adapté à la modélisation de l'ensemble par un logiciel de calcul numérique de circuits électriques transitoires EMTP [11-18]. Des mesures expérimentales permettent de valider les résultats simulés de ce modèle.



Figure 1 : Alimentation actuelle du magnétron (Technologie Amperex)

### 2. Choix du principe de modélisation

Le transformateur ne peut être séparé des circuits extérieurs, y compris le magnétron, car le schéma équivalent doit traduire le comportement de l'ensemble. Il faut donc trouver une formulation qui permette la résolution simultanée des équations électriques et magnétiques de tout le système.

Trop complexe pour être analytique, la résolution ne peut être que numérique en utilisant un logiciel convenable. De plus, le choix des matériaux et des dimensions du transformateur doit être possible, en vue d'une éventuelle optimisation. Un simple modèle de représentation n'est pas suffisant, car ses paramètres doivent pouvoir en être extraits directement.

Pour rendre compte de l'effet stabilisateur de l'alimentation du magnétron, il est nécessaire de considérer les non-linéarités du système. Or, le logiciel EMTP accepte les données relatives à des inductances saturables et le modèle global retenu exploite cette facilité.

Compte-tenu de toutes ces exigences, la mise en équations ne peut être que particulière pour s'adapter aux contraintes de l'utilisation du code EMTP et de la liaison du circuit équivalent avec les paramètres de construction.

### 3. Étude du transformateur à shunts [19-26]

### 3.1. Description

La figure 2 présente la structure cuirassée du transformateur utilisé dans les applications industrielles. Des shunts magnétiques servent à dévier une partie importante du flux circulant entre les enroulements primaire et secondaire. Compte-tenu des dimensions des entrefers résiduels et de l'état de saturation des matériaux, les flux magnétiques dans l'air peuvent être considérés négligeables par rapport aux flux à travers les shunts. Le géométrie du circuit magnétique est symétrique par rapport au noyau central, de section double de celle commune à chaque noyau latéral et à chaque culasse.

Dans ce qui suit, le transformateur est considéré sans pertes dans le fer dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault. Seul le phénomène de la saturation est pris en considération.

### 3.2. Mise en équation :

Les notations et les conventions de signe, habituellement utilisées, sont indiquées sur la figure 2.

### Désignons par :

- r<sub>1</sub> résistance de l'enroulement primaire
- n<sub>1</sub> : nombre de spires du bobinage au primaire
- i<sub>1</sub> : courant traversant le bobinage primaire
- u<sub>1</sub>: tension d'alimentation du bobinage primaire
- r<sub>2</sub> résistance de l'enroulement secondaire
- $n_2$ : nombre de spires du bobinage au secondaire
- $i_2$ : courant traversant le bobinage secondaire
- u<sub>2</sub>: tension d'alimentation du bobinage secondaire

 $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3$ : flux par spire traversant respectivement le primaire, le secondaire et les shunts comme l'indique la figure 2.



Figure 2 : Coupe cuirassée du transformateur à shunts



Figure 3 : Transformateur équivalent

### 3.2.1. Circuits électriques

On obtient les équations électriques et magnétiques régissant le fonctionnement du transformateur par application de la loi d'Ohm généralisée aux enroulements primaire (récepteur) et secondaire (générateur)

$$u_1 = r_1 \dot{i}_1 + n_1 \frac{d\Phi_1}{dt} \tag{1}$$

$$u_2 = n_2 \frac{d\Phi_2}{dt} - r_2 i_2 \tag{2}$$

### 3.2.2. Circuits magnétiques

La loi d'Hopkinson appliquée aux contours indiqués sur la figure 2, relatifs aux lignes de champ moyennes, permet d'écrire Pour le contour ABCA :

$$R_1 \Phi_1 + R_{11} \frac{\Phi_1}{2} + R_3 \frac{\Phi_3}{2} = n_1 i_1$$
(3)

Pour le contour ACDA :

$$R_2\Phi_2 + R_{22}\frac{\Phi_2}{2} - R_3\frac{\Phi_3}{2} = -n_2i_2 \tag{4}$$

Pour le contour ABCDA :

$$R_{1}\Phi_{1} + R_{11}\frac{\Phi_{1}}{2} + R_{22}\frac{\Phi_{2}}{2} + R_{2}\Phi_{2} = n_{1}i_{1} - n_{2}i_{2}$$
(5)

Les réluctances intervenant dans ces relations correspondant aux trajets suivants :

$$R_{1} : \text{trajet AB (flux } \Phi_{1})$$

$$R_{1} R_{11} : \text{trajet BC (flux } \frac{\Phi_{1}}{2})$$

$$R_{1} R_{3} : \text{trajet CA (flux } \frac{\Phi_{3}}{2})$$

$$R_{22} : \text{trajet CD (flux } \frac{\Phi_{2}}{2})$$

$$R_{22} R_{2} : \text{trajet DA (flux } \Phi_{2})$$

Les équations (3), (4) et (5) sont également complétées par la relation traduisant la loi de conservation des flux

$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3 \tag{6}$$

### 3.2.3. Transformateur équivalent

En posant :

$$R_p = R_1 + \frac{R_{11}}{2}$$
$$R_S = R_2 + \frac{R_{22}}{2}$$
$$R_{Sh} = \frac{R_3}{2}$$

nous obtenons ainsi le système complet suivant des équations électriques et magnétiques

$$u_{1} = r_{1}i_{1} + n_{1}\frac{d\Phi_{1}}{dt}$$
(7)

$$u_2 = n_2 \frac{d\Phi_2}{dt} - r_2 i_2 \tag{8}$$

$$R_P \Phi_1 + R_S \Phi_2 = n_1 i_1 - n_2 i_2 \tag{9}$$

$$R_P \Phi_1 + R_{Sh} \Phi_3 = n_1 i_1 \tag{10}$$

$$R_S \Phi_2 - R_{Sh} \Phi_3 = -n_2 i_2 \tag{11}$$

$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3 \tag{12}$$

Les équations de (7) à (12) sont complétées par la relation  $u_2 = f(i_2)$  qui caractérise le circuit d'utilisation branché au secondaire du transformateur (montage 'doubleur de tension + magnétron'). Ces équations montrent que le transformateur à shunts devient équivalent à celui de la figure 3 où les noyaux et les culasses y ont même section et le circuit magnétique est géométriquement symétrique par rapport au shunt.

### 3.3 Modèle de quadripôle en T

A partir des équations (9), (10) et (11), nous pouvons tirer, en posant  $n_1i_1 - n_2i_2 = n_1i_m$ , les expressions (13) et (14) des flux primaire et secondaire:

$$\Phi_1 = \frac{R_2 \cdot n_1 i_1 + R_3 \cdot n_1 i_m}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$
(13)

$$\Phi_2 = \frac{R_3 \cdot n_1 i_m - R_1 \cdot n_2 i_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$
(14)

$$i_m = i_1 - \frac{n_2}{n_1}i_2$$
 étant le courant magnétisant.

En appelant :

$$L_{1} = n_{1}^{2} \frac{R_{2}}{R_{1}R_{2} + R_{1}R_{3} + R_{2}R_{3}}$$
$$L_{m} = n_{1}^{2} \frac{R_{3}}{R_{1}R_{2} + R_{1}R_{3} + R_{2}R_{3}}$$
$$L_{m} \text{ (inductance de magnétisation)}$$
$$L_{2} = n_{2}^{2} \frac{R_{1}}{R_{1}R_{2} + R_{1}R_{3} + R_{2}R_{3}}$$

Les équations (7) et (8) se mettent, aussi de la forme :

$$u_{1} = \frac{d}{dt}(L_{1}i_{1}) + \frac{d}{dt}(L_{m}i_{m}) + r_{1}i_{1}$$
(15)

$$u'_{2} = \frac{d}{dt}(L_{ml}i_{m}) - \frac{d}{dt}(L_{2}i'_{2}) - r'_{2}i'_{2}$$
(16)

avec comme grandeurs secondaires vues du primaire

$$u_{2}' = \frac{n_{1}}{n_{2}}u_{2} \qquad \dot{i_{2}} = \frac{n_{1}}{n_{2}}\dot{i_{2}}$$
$$r_{2}' = (\frac{n_{1}}{n_{2}})^{2}r_{2} \qquad \dot{L_{2}} = (\frac{n_{1}}{n_{2}})^{2}L_{2}$$
$$\dot{L_{2}} = n_{1}^{2}\frac{R_{1}}{R_{1}R_{2} + R_{1}R_{3} + R_{2}R_{3}}$$

Nous voyons que les équations (15) et (16) répondent au schéma équivalent monophasé de quadripôle en T du transformateur ramené au primaire (figure 4). A l'entrée du quadripôle, nous avons un courant  $i_1$  et une tension  $u_1$ , à sa sortie nous avons la tension  $u'_2$  et le courant  $i'_2$  tel que le courant magnétisant  $i_m = i_1 - i'_2$ . La sortie du transformateur qui fournit la tension réelle  $u_2$  correspond à l sortie du transformateur parfait dont l'entrée est attaquée par la tension  $u'_2$ .

Pour trouver le modèle vu du secondaire, il suffit de mettre les équations (15) et (16) sous la forme :

$$u'_{1} = \frac{d}{dt}(L'_{1}i'_{1}) + \frac{d}{dt}(L'_{m}i'_{m}) + r'_{1}i'_{1}$$
(17)

$$u'_{2} = \frac{d}{dt}(L_{m}i_{m}) - \frac{d}{dt}(L'_{2}i'_{2}) - r'_{2}i'_{2}$$
(18)

en posant

$$\dot{i_1} = \frac{n_1}{n_2} \dot{i_1}$$
  $\dot{i_m} = \frac{n_1}{n_2} \dot{i_{m1}}$ 

$$u_1^{\prime} = \frac{n_2}{n_1} u_1$$
 (tension secondaire à vide)

$$\begin{aligned} r'_{1} &= \left(\frac{n_{2}}{n_{1}}\right)^{2} r_{1} & L'_{1} &= \left(\frac{n_{2}}{n_{1}}\right)^{2} L \\ L'_{m} &= \left(\frac{n_{2}}{n_{1}}\right)^{2} L_{m} \end{aligned}$$

pour les grandeurs primaires vues par le secondaire avec :

$$\dot{L_1} = n_2^2 \frac{R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$
$$\dot{L_m} = n_2^2 \frac{R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

Les deux équations (17) et (18) répondent au schéma électrique équivalent du modèle de quadripôle en T du transformateur monophasé ramené au secondaire (figure 5). L'entrée du quadripôle correspond à l'entrée du transformateur parfait. La sortie de ce dernier débite, sous la tension  $u'_1$ , le courant  $i'_1$  qui se partage entre le courant magnétisant  $i'_m$  et le courant de sortie du transformateur i<sub>2</sub> qui alimente la charge constituée du doubleur de tension et du magnétron (figure 1)



Figure 5 : modèle vu au secondaire

### <u>3.4 Modèle de quadripôle en П</u>

En multipliant l'équation (7) par  $n_2/n_1$  et en écrivant la quantité  $n_2\Phi_1$  sous la forme de  $n_2(\frac{n_2}{R_p})(\frac{R_p}{n_2})\Phi_1$ , nous obtenons :  $u_1^{\prime} = r_1^{\prime}i_1^{\prime} + \frac{d}{dt}(n_2\Phi_1) = r_1^{\prime}i_1^{\prime} + \frac{d}{dt}(\frac{n_2^2}{R_p}\frac{R_p\Phi_1}{n_2})$ 

En posant l'inductance  $(n_2^2/R_P) = L_P$  et le courant électrique  $(R_P \Phi_1 / n_2) = i_P$ , l'équation précédente devient

$$u_{1}^{*} = r_{1}^{*}\dot{t}_{1}^{*} + \frac{d}{dt}(\dot{L_{P}}\dot{t_{P}})$$
(19)

En utilisant la relation (12) et en écrivant que :  $n_2\Phi_2 = (\frac{n_2^2}{R_s})(\frac{R_s\Phi_2}{n_2})$  et  $n_2\Phi_3 = (\frac{n_2^2}{R_{sh}})(\frac{R_{sh}\Phi_3}{n_2})$ , le développement de l'expression de la force électromotrice d'auto-induction  $n_2 \frac{d\Phi_1}{dt}$  permet d'aboutir à la relation suivante :

$$n_2 \frac{d\Phi_1}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{n_2^2}{R_s} \frac{R_s \Phi_2}{n_2}\right) + \frac{d}{dt} \left(\frac{n_2^2}{R_{sh}} \frac{R_{sh} \Phi_3}{n_2}\right) (20)$$
  
En posant les inductances  $(n_2^2/R_s) = L_s$ ,  
 $(n_2^2/R_{sh}) = L_{sh}$  et les courants électriques  
 $(R_s \Phi_2/n_2) = i_s$ ,  $(R_{sh} \Phi_3/n_2) = i_{sh}$ , les équations  
(20) et (8) s'écrivent :  
 $n \frac{d\Phi_1}{d\Phi_1} = \frac{d}{dt} (L_s i_s) + \frac{d}{dt} (L_s i_s) = (21)$ 

$$n_2 \frac{d \Phi_1}{dt} = \frac{u}{dt} (L_S i_S) + \frac{u}{dt} (L_{Sh} i_{Sh})$$
(21)

$$u_{2} = \frac{d}{dt}(L_{S}i_{S}) - r_{2}i_{2}$$
(22)



Figure 6 : modèle ramené au secondaire



Figure 7 : représentation équivalente à celle de la figure 6

En multipliant par  $n_1/n_2$  l'expression du courant  $i_1$  en fonction des flux  $\Phi_1$  et  $\Phi_3$ , extraite des équations (9), (10) et (12), nous obtenons la relation

$$\frac{n_1}{n_2}i_1 = \frac{R_P \Phi_1}{n_2} + \frac{R_{Sh} \Phi_3}{n_2}$$

que nous pouvons écrire sous la forme :

$$\dot{i}_{1} = \dot{i}_{P} + \dot{i}_{Sh}$$
 (23)

En utilisant les équations (10), (11) et (12), nous pouvons aboutir à l'expression

$$i_2 = -\frac{R_s \Phi_2}{n_2} + \frac{R_{sh} \Phi_3}{n_2}$$

du courant  $i_2$  en fonction des flux  $\Phi_2$  et  $\Phi_3$  , ce qui fournit la relation

$$i_{Sh} = i_2 + i_S \tag{24}$$

Les équations (19), (21), (22), (23) et (24) répondent au schéma électrique équivalent monophasé ramené au secondaire du transformateur à shunts de la figure 6. Tout se passe comme si ce transformateur à fuites se composait d'un transformateur parfait alimentant un quadripôle en  $\pi$  constitué de trois éléments inductifs,  $L_S$  et  $L'_{Sh}$ . A l'entrée du transformateur parfait, nous avons un courant  $i_1$  et une tension  $u_1$ ; à sa sortie nous avons la tension

et le courant

$$i'_1 = (n_1 / n_2) . i_1$$

 $u'_{1} = (n_{2} / n_{1}).u_{1}$ 

finalement, nous obtenons aux bornes de la sortie du quadripôle la tension réelle de sortie du transformateur  $u_{2..}$ 

Il est possible de décomposer  $R'_{Sh}$  pour mettre en évidence la réluctance globale constante  $(R'_{Sh})^e$  des entrefers entre shunts et noyaux, en série avec  $(R'_{Sh})^f$ relative à la plus grande partie du trajet DA (Figure 3) entièrement en milieux ferromagnétiques.  $(L'_{Sh})^e$  est, alors, équivalente à l'inductance correspondante  $n^2$ 

constante

en parallèle sur

$$(\dot{L}_{Sh})^{e} = \frac{n_{2}}{(\dot{R}_{Sh})^{e}}$$
  
 $(\dot{L}_{Sh})^{f} = \frac{n_{2}^{2}}{(\dot{R}_{Sh})^{f}},$ 

d'où le schéma équivalent vu du secondaire du transformateur utilisé dans l'alimentation haute tension pour magnétron de la figure 7.

### 3.5 Analyse des modèles

L'inconvénient du modèle de quadripôle en T réside dans le fait que les expressions des inductances  $L_1$ ,  $L_m$ ,  $L'_2$  (figure 4) et  $L'_1$ ,  $L'_m$ , , ,  $L_2$  (figure 5) de ses deux schémas électriques équivalents présentent au dénominateur une combinaison de sommes de produits de réluctances non linéaires, ce qui rend l'exploitation de ce modèle difficile avec le code **EMTP**.

L'avantage du modèle de quadripôle en  $\pi$  s'inscrit dans son schéma équivalent monophasé au secondaire qui paraît plus commode pour étudier le fonctionnement du transformateur à l'aide du code **EMTP**.

Ce modèle est qualifié de naturel car chaque inductance à noyau de fer de celui-ci est directement liée à la réluctance d'une partie bien précise du circuit magnétique. En effet, les inductances  $L_P$  et  $L_S$  sont respectivement liées aux réluctances  $R_P$  et  $R_S$  des portions de circuit magnétique côtés primaire et secondaire; l'inductance  $L_{Sh}$  est liée à la réluctance  $R_{Sh}$ de la partie du circuit magnétique englobant les deux shunts identiques dont chacun possède deux entrefers d'épaisseur e (figure 2). l'intérêt immédiat de ce modèle est de pouvoir affecter à chaque inductance une relation non linéaire "flux - courant" de la forme  $n_2.\Phi(i)$ , à partir des paramètres géométriques d'une portion bien précise du circuit magnétique du transformateur, permettant ainsi de traduire son comportement réel en régime non linéaire.

Ce qui revient, en fait, à remplacer les deux enroulements primaire et secondaire réels par quatre autres fictifs de même nombre de spires  $n_2$ . Chacun est d'ailleurs parcouru par le courant fictif d'excitation i à l'origine du flux  $\Phi$ à travers la bobine correspondante. Autrement dit, les ampères-tours sont répartis là où les effets magnétiques sont générés. D'où l'intérêt de ce modèle pour la prise en compte commode de la saturation du fer par l'intermédiaire des courbes d'aimantation B(H) ou  $\Phi$ (i) pour ses différentes parties, de géométries connues.

On dispose, ainsi, du côté du magnétron, d'un modèle faisant intervenir directement les données de construction du transformateur. En outre, les pertes magnétiques dans le fer pourraient être considérées en rajoutant des résistances élevées en parallèle sur chaque inductance  $L'_{P_c}L'_{S}$  et  $(L'_{Sh})^{f_c}$ .

### 4 Validation du modèle du transformateur [19-28]

Nous avons cherché à intégrer le modèle du transformateur dans celui du circuit d'alimentation depuis la source jusqu'au magnétron (Figure 8), où nous avons représenté ce tube micro-ondes par le schéma équivalent de la figure 9 déduit de sa caractéristique électrique de la figure 10 qui est formellement semblable à celle d'une diode de résistance dynamique

$$R = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

d'une centaine d'Ohms et de tension seuil E de l'ordre de quelques milliers de Volts.



Figure 8 : circuit d'alimentation haute tension du magnétron simulé à l'aide du code EMTP en régime nominal (non linéaire)





Figure 9: Schéma équivalent électrique d'un magnétron

Figure 10 : Caractéristique statique d'un magnétron



Figure 11 : Courbe B(H) des tôles de type SF<sub>19</sub>



Figure 12.A : simulation avec EMTP : formes d'ondes des tensions (régime nominal)

Chaque inductance du modèle étudié est fonction de la réluctance de la portion du circuit magnétique qu'elle représente. La simulation du circuit par EMTP (Electro-Magnetic Trabscients Program), en régime non linéaire lié à la saturation des circuits magnétiques, est possible ([11],[15]) lorsque chaque élément inductif non linéaire est représenté par sa caractéristique  $\Phi(i)$ , selon la relation :

$$L(i) = \frac{n_2 \Phi(i)}{i} \tag{25}$$

En effet, chaque partie saturable du circuit magnétique, de section S et de longueur moyenne  $\ell$ , présente une caractéristique  $\Phi(i)$  qu'on peut déterminer, à partir de la courbe B(H) du matériau utilisé et des éléments géométriques, par les relations :

$$\Phi = B^*S \tag{26}$$

 $i = (H^*l) / n_2$  (27)



Figure 12.B: simulation avec EMTP : formes d'ondes des courants (régime nominal)

Chaque inductance est fonction de la réluctance, donc de la perméabilité de la portion du circuit magnétique, supposé fictivement fermé, sur lequel sont enroulés  $n_2$  spires.

Pour valider ce modèle, nous avons réalisé des essais sur un générateur micro-ondes composé des éléments suivants :

- Un transformateur haute tension à shunts magnétiques de caractéristiques nominales : f=50 Hz, S=1650 VA, U<sub>1</sub>=220 V, et, à vide U<sub>2</sub>=2330 V ( $r'_1$ =1  $\Omega$  et r<sub>2</sub>=65  $\Omega$ , pour n<sub>1</sub>=224 et n<sub>2</sub>=2400 spires);

- Un condensateur de capacité C=0,9  $\mu F$  et une diode haute tension  $D_{HT}\,;$ 

- Un magnétron prévu pour fonctionner sous une tension d'environ 4000 V. Pour obtenir sa puissance nominale, il lui faut une intensité moyenne  $I_{moy}=300$  mA, mais sans dépasser le courant de pointe susceptible de le détruire ( $I_{max}<1,2$  A). de plus, les

données du constructeur ont permis d'extraire les

valeurs E=3800 V et R=350  $\Omega$ .



figure 13 : formes d'ondes expérimentales des courants et des tensions (régime nominal)

Les paramètres  $L'_P$ ,  $L_S$  et  $(L'_{Sh})^f$  sont déterminés d'après les caractéristiques magnétiques des tôles de la figure 11, de type SF<sub>19</sub>, et les dimensions

géométriques du transformateur qui donnent, également,  $(L'_{Sh})^e = 7,125$  H.



Figure 14 : Stabilisation du courant anodique du magnétron par rapport aux variations de la tension secteur de  $\pm$  10 % de la tension nominale

Les figures 12A, 12B et 13 montrent qu'en fonctionnement nominal ( $U_1$ =220 V et f=50 Hz) les résultats de la simulation par **EMTP** du dispositif, en régime non linéaire, sont en concordance avec les formes d'ondes expérimentales relevées dans ces mêmes conditions. En effet, entre valeurs crête à crête, les écarts relatif n'excèdent jamais 6%. Compte-tenu de la précision des diverses données et des tolérances acceptables sur le fonctionnement du magnétron, la modélisation a été jugée satisfaisante.

La figure 14 présente l'évolution du courant magnétron pour des variations de tension primaire efficace de  $\pm 20$  V, à la même fréquence que précédemment. L'effet stabilisateur y est, ainsi, mis en évidence.

### 5 Conclusions

Nous avons développé deux modèles en T et en  $\pi$  du transformateur à shunts magnétiques, utilisé dans les alimentations pour magnétron. Composé d'éléments inductifs saturables, le modèle en  $\pi$  semble bien adapté à l'étude de tels systèmes. Nous avons validé ce modèle par le code **EMTP** en régime non linéaire et vérifié le processus de régulation du courant magnétron. Donc, le modèle en  $\pi$  est plus commode que celui, en T, pour un éventuel dimensionnement. L'outil **EMTP**, qui s'est révélé performant dans cette modélisation, nous a permis de comparer les résultats de simulation à ceux issus des tests pratiques.

### **Références Bibliographiques**

[1] T. Aguili T et M. Chraygane., "Une alimentation originale pour générateurs micro-ondes", RGE n° 5, France, (1990) 49-51.

[2] E. G. Dorgelot., Philips Technishe Rundschau, Vol. 21934 (1980) 103-109.

[3] M. Chraygane, "Modélisation et optimisation du transformateur à shunts d'une alimentation haute tension à magnétron pour générateurs micro-ondes 800Watts-2450Mhz destinés aux applications industrielles", Thèse de doctorat, UCB Lyon I, France, n° 189 (1993).

[4] M. Chraygane, M. Teissier, A. Jammal et J.P. Masson, "Modélisation d'un transformateur à shunts utilisé dans l'alimentation HT d'un générateur microondes à magnétron", journal de physique III, France,( 1994) 2329-2338.

[5] M. Teissier, M. Chraygane, A. Jammal and J.P. Masson, "Leakage Flux Transformer Modelling", International Conference on Electric Machines, ICEM'94, Paris, France (1994).

[6] M. Chraygane, M. Ferfra, M. El Khouzaï et B. Hlimi, "étude de l'état magnétique interne global du transformateurs à shunts d'une alimentation pour générateurs micro-ondes à magnétron destinés aux applications industrielles", Télécom'2003 et 3<sup>ème</sup> Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA), Marrakech-Maroc (Morocco), 15,16 et 17 Octobre (2003) 436-439.

[7] M. Chraygane, M. Ferfra, M. El Khouzaï et B. Hlimi, "Vérification expérimentale de la loi de conservation des flux du transformateurs à shunts d'une alimentation pour générateurs micro-ondes à magnétron destinés aux applications industrielles", RNJCP<sup>4</sup> 2003, 4<sup>ème</sup> Rencontre Nationale des Jeunes Chercheurs en Physique, Casablanca-Maroc (Morocco) 25,26 et 27 Décembre (2003) 6-7.

[8] M. Chraygane, M. El Khouzaï, M. Ferfra, B. Hlimi, "Analyic study of the the flux in the leakage transformer used in a power supply for magnetron 800 Watts – 2450 Mhz.", Phys. Chem. News 22 (2005) 65-74. [9] M. Chraygane, M Ferfra, M El Khouzai, "Analytic determination of the currents from the flux in the leakage transformer of a power supply for magnetron used for the industrial microwaves generators", Les Cahiers le Recherche, Univ Hassan II –Ain Chock, Morocco, (to appear).

[10] M. Chraygane, M. Ferfra, & B. Hlimi, "Analytic and experimental study of the flux of the leakage transformer used in a power supply for magnetron 800 watts-2450 mhz". Phys. Chem. News (in press)

[11] H. W. Dommel, "ElectroMagnetic Transients Program, Reference Manual", EMTP Theory Book, 1986.

[12] D. Van Dommelen, "ATP General Introduction", Leuven EMTP Summer Course, July 1991.

[13] "Minutes of the 20 th European EMTP Users Group Meeting", Leuven EMTP Center, October 28-29 th, 1991.

[14] W. Scott Meyer and Tsu-huei Liu, "Alternative Transients Program (ATP) ", Rule Book, Canadian/american EMTP User group, 1987-92.

[15] L. Dubé, "European EMTP-ATP Users Group e.V, Users Guide to models in ATP", April 1996

[16] H. K. Hoidalen, "Atpdraw for Windows, Atpdraw Version 3, User Manuel", European EMTP-ATP Users Group e.V, 1996.

[17] M. Kizilcay and L. Prikler, "European EMTP-ATP Users Group e.V", EEUG News, N° 3, Vol 3, 1997.

[18] M. Kizilcay and L. Prikler, "ATP-EMTP Beginner's Guide for EEUG Members", European EMTP-ATP Users Group e.V, 2000. [19] H. W. Dommel, "Transformer models in the simulation of electromagnetic transients", fifth Power Systems Computation Conference, Cambridge (England), (1975) 1-5.

[20] J. H. Chan, A. Vladimirescu, X. C. Gao, P. Liebmann and J. Valainis, "Non linear transformer model for circuit simulation", IEEE Trans. on Computer-Aided, Vol 10, N°4, 1991.

[21] J. David Greene and C. A. Gross, "non linear modelling of transformers", IEEE trans. On Industry Applications., Vol 24, N°3, 1988

[22] E. P. Dick and W. Waston, "Transformers models for transcient studies based on field measurements", IEEE Trans. PAS-100 N°1 (1981) 409-419.

[23] G. Emperreur, "Transformers modelling basic theory, exemples", Leuven EMTP Summer Course, Belgium, July 1991

[24] E. R. Laithwaite, "Magnetic equivalent circuits for electrical machines", proc IEE, vol 114, N°11, (1967) 1805-1809

[25] D. S. Thompson, "the application of magnetic equivalent circuits to the calculation of unbalanced forces in AC motors", University of Dundee, United Kingdom, 1988

[26] J. Roguin and V. Ranjamina, "Modeling of magnetic circuits with EMTP", EDF, bulletin de la DER – série B, réseaux électriques, matériels électriques, N°2 (1986) 23-26

[27] E. Collin Cherry, "The duality between interlinked electric and magnetic duality circuits and the formation of transformer equivalent circuits", Duality in electromagnetic circuits, (1963) 101-111

[28] G. A. Capolino, "Simulation for powers electronics and drivers using ATP", Leuven EMTP summer course, July 1991

### Le refroidissement des semi-conducteurs de puissance

### **Romain DARDEVET**

Agrégé de Physique Appliquée, Élève de l'ENS de Cachan romaindardevet@free.fr

Résumé : Cet article, à caractère pédagogique, a pour but de montrer comment on peut aborder et illustrer les différents principes physiques des transferts thermiques appliquées au refroidissement des semi-conducteurs de puissance (niveau BTS). A partir d'une description physique des phénomènes, nous amènerons les relations mathématiques modélisant les comportements pour une application directe de faible puissance. Enfin les principes de fonctionnements de quelques systèmes industriels pour des puissances plus élevées seront présentés.

### **1** Introduction

Pour introduire cette leçon, nous proposons de :

• Rappeler les différentes pertes dans les semiconducteurs de puissance (rappel du cours précédent). Ces pertes par effet joules se traduisent par des échauffements et donc une élévation de la température pouvant être néfaste pour le composant.

• Montrer, quantitativement, la nécessité de refroidir le composant, par comparaison de éléments chauffants de la vie quotidienne ;

• Illustrer, qualitativement, au travers d'une expérience, les pertes, les puissances, les températures mises en jeu.

### 1.1 Problématique

### • Origines des échauffements au sein d'un semiconducteur:

Toute l'énergie que les semi-conducteurs de puissance absorbent est convertie en pertes par effet Joule (c'est à dire dissipée sous forme de chaleur). Ces pertes sont de deux types: conduction et commutation. L'effet Joule a pour conséquence une élévation de la température interne du semiconducteur. La température de l'environnement étant généralement plus faible que celle du composant, la chaleur va alors diffuser de l'intérieur du composant (silicium) vers l'extérieur.

• Limitations, contraintes physiques : Comme de nombreux dispositifs, un fonctionnement correct est garanti pour un domaine de température donné. En dehors de ce domaine, il y a risque de dégradation des performances, d'accélération du vieillissement, voire même destruction du composant.

Dans le cas d'un semi-conducteur de puissance, la température limite de la pastille de silicium dépasse rarement  $\theta_{jmax} = 125$ °C (j :jonction). Dans le cas des composants militaires, qui sont dimensionnés pour fonctionner dans des environnements très sévères, la limite est généralement de 175°C.

La figure 1 issue des données constructeurs d'un transistor IRF 640, représente la puissance maximale dissipable pour maintenir la température de jonction

égale à 125°C (soit  $\theta_{jmax}$ ) en fonction de la température ambiante  $\theta_a$ .



Figure 1 : Puissance maximale dissipable d'un IFR 640 pour maintenir  $\theta_{jmax}$ =125°C

Ce graphe permet de montrer que:

• L'adjonction d'un radiateur métallique permet de dissiper une puissance plus importante.

• Plus la température de l'air ambiant est importante, plus la puissance maximale dissipable est faible.

• La donnée  $P_{tot} = 125W$  à 25°C fournie par le constructeur, correspond à la puissance maximale dissipable avec un radiateur "infini".

• Nécessité d'un système d'aide au refroidissement : Comparons les puissances dissipées par différents éléments couramment utilisés :

Plaque de cuisson (1500W, 7cm de rayon)	10 W/cm <sup>2</sup>
Diode à jonction (1000V, I= 260A/cm <sup>2</sup> )	200 W/cm <sup>2</sup>
IGBT	$400 \text{ W/cm}^2$
Diodes laser	$500 \text{ W/cm}^2$
Nouveau processeur	50W/cm <sup>2</sup>

On remarque qu'une diode de puissance peut dissiper vingt fois plus de chaleur qu'une plaque de cuisson domestique dont la température atteint facilement la centaine de degrés. Par comparaison à une plaque de cuisson capable de faire bouillir de l'eau ( $\approx$ 100°C), la température interne d'une diode pourra donc atteindre plusieurs centaines de degrés, puisqu'elle dissipe 20 fois plus de chaleur. Les échanges naturels de chaleur ne vont pas être suffisants pour maintenir une température de jonction acceptable.

Le concepteur d'équipement électrotechnique qui intègre un composant de puissance doit donc impérativement prévoir le moyen d'évacuer ses pertes par un système d'aide au refroidissement adapté.

#### 1.2 Expérience sur laquelle va se construire le cours

Pour illustrer cette leçon, on se propose de travailler sur un exemple concret : une cellule de commutation de base, celle d'un hacheur série. Nous allons étudier plus particulièrement les échauffements du transistor IRF 640 (MOSFET) constituant l'interrupteur de puissance.



Figure 2 : cellule de commutation de base

#### Rappels théoriques

Rappellerons brièvement les chronogrammes théoriques de la tension, du courant dans le transistor, ainsi que la puissance instantanée dissipée sur une période. Notons la prise en considération des pertes supplémentaires du au temps de recouvrement inverse de la diode ( $t_q$ ) lors de son blocage ( $I_{RM}$  courant Reverse Maximum)



Figure 3 : Allure des chronogrammes théoriques sur une période

NB: La figure 3 fait apparaître la prise en considération des pertes supplémentaires, dans le transistor, lors du blocage de la diode (temps du recouvrement inverse). Le déstockage des charges

emmagasinées dans la jonction PN crée un surcourant noté  $I_{RM}$ .

Visualisons après ce rappel théorique, les différentes grandeurs sur la maquette. Nous déterminerons les pertes dans le transistor afin d'illustrer sur cet exemple la nécessité d'y associer un système de refroidissement.

### • Relevés expérimentaux et détermination graphique des pertes dans le transistor IFR640. <u>Caractéristiques du hacheur :</u>

 $E = 30 V, \alpha = 0.7, f = 25 \text{ kHz soit } T = 40 \mu s, I = 2 A$ 



Figure 4 : visualisation d'une période

<u>Pertes en conduction :</u>  $P_{cond}$ A l'état passant  $v_k=500$  mV,  $i_k=2A$  $P_{cond} = \alpha v_k i_k = 0,7 \cdot 0,5 \cdot 2 = 0,7$  W

Pertes en commutation à la fermeture : Won

 $W_{on} = \int_{0}^{ton} v_k i_k dt = \int p_k(t) \cdot dt = \text{Aire sous la courbe } p_k(t)$ Aire d'un carreau  $\leftrightarrow 20 \text{ W} \cdot 0.65 \text{ } \mu\text{s} = 10 \text{ } \mu\text{J}$ Aire de 5 carreaux  $\leftrightarrow W_{on} = 50 \text{ } \mu\text{J}$  $P_{on} = W_{on}.f = 50\mu \cdot 25k = 1.25 \text{ W}$ 



Figure 5: Zoom sur les pertes à la fermeture de K

 $\begin{array}{l} \underline{Pertes\ en\ commutations\ à\ l'ouverture\ :\ }} W_{off}\\ Aire\ d'un\ carreau \leftrightarrow 50\ W\cdot 1\ \mu s = 50\ \mu J\\ Aire\ de\ 4\ carreaux \leftrightarrow W_{off} = 200\ \mu J\\ P_{off} = W_{off}.f = 200\mu\cdot 25k = 5W \end{array}$ 

 $\frac{Pertes \text{ totales: }}{P_{total} = P_{cond} + P_{on} + P_{off} = 7W}$ 



*Figure 6*: Zoom sur l'ouverture de K

Sur la figure 1, on constate que pour des pertes de 6,95W, il n'est pas possible de maintenir  $\theta_j < \theta_{jmax}$  dans un environnement habituel ( $\theta_{a=25^\circ C}$ ) sans système d'aide au refroidissement .

D'après les caractéristiques données par le constructeur et après calcul, la température de jonction pour une puissance dissipée de 6.95W serait d'environ 410°C. Il est donc obligatoire de prévoir le refroidissement du composant pour éviter sa détérioration.

Pour pouvoir dimensionner par exemple un dissipateur thermique en aluminium à juxtaposer au boîtier du transistor, il est nécessaire de quantifier et modéliser les transferts thermiques qui s'effectuent de la pastille de silicium à travers les différentes couches de matériaux jusqu'à l'air ambiant.

### 2. Étude et Modélisation des transferts thermiques

Objectifs :

• Rappeler les différents modes de transferts thermiques et les illustrer.

• Définir, modéliser et décrire les phénomènes de transferts thermiques par conduction et par convection.

• Sensibiliser sur les différents paramètres physiques qui influencent les transferts, dans le but de mettre en évidence les différents moyens d'action possibles pour améliorer le refroidissement d'un composant.

Deux corps sont en équilibre thermique si leurs températures sont égales sinon, il existe un transfert thermique, c'est-à-dire un échange de chaleur, du corps le plus chaud vers le corps le plus froid.

On définit par la puissance thermique  $P_{th}$  ou le flux de chaleur transférée  $\Phi_{chaleur}$ , la quantité de chaleur Q échangée entre ces deux corps pendant la durée de

temps 
$$\Delta t$$
:

$$P_{th} = \phi_{chaleur} = \frac{Q}{\Delta t}$$

On distingue trois modes de transfert thermique, chacun régi par des lois bien spécifiques :

- Conduction
- Convection
- Rayonnement (non étudié dans cet article)

### 2.1 Transferts thermiques par conduction

Hypothèses d'étude :

• Système à une dimension (la chaleur se propage seulement suivant l'axe x ) ;

• Barreau calorifugé (isolée thermiquement), matériau homogène, les sources de chaleur  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont parfaites (leur température ne varie pas lorsque la source fournit ou reçoit de la chaleur, comme une source parfaite de tension en électrocinétique qui, quelque soit le courant fourni, garde la tension constante à ses bornes);

• régime permanent,  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $P_{th}$  sont constantes, elles ne dépendent pas du temps.



Figure 7 : Phénomène de conduction

En raison de la différence de température entre les sources 1 et 2 ( $\theta_2 > \theta_1$ ), un transfert de chaleur va se produire à travers le barreau de la source chaude  $\theta_2$  vers la source froide  $\theta_1$ . Quelle est la quantité de chaleur qui est échangée entre les sources 1 et 2 ? Pour répondre à cette question, nous commencerons par faire une liste des différentes grandeurs physiques qui peuvent intervenir :

• La section S du barreau. Si on double sa section, c'est à dire si on place deux barreaux en parallèle, deux fois plus de chaleur pourra être échangée entre les sources. L'énergie transférée va être proportionnelle à la section du barreau. (Remarque : pour une section nulle, soit l'absence de liaison entre  $\theta 2$  et  $\theta 1$ , l'énergie transférée sera nulle)

• Les températures des sources, et plus particulièrement, leur différence de température ( $\theta_2$ - $\theta_1$ ). Si la différence est nulle, il n'y aucun transfert. Dès que la différence est non nulle, il existe un transfert du corps le plus chaud vers le corps le plus froid. Si la différence est multipliée par deux, « on sent bien » que la chaleur transférée va être doublée.

• La longueur du barreau L. Si le barreau est très court, la chaleur va passer facilement de la source  $\theta_2$  à  $\theta_1$ . A l'opposé, si le barreau tend à être immensément long, la chaleur échangée va devenir nulle.

• Les caractéristiques du matériau constitutif du barreau. Par exemple, le cuivre conduit plus facilement la chaleur que le bois.

### a. Construction de la loi de Fourier

Les critères physiques énoncés ci-dessus permettent de construire la loi phénoménologique de Fourier, déterminant le flux thermique transféré de la source chaude  $\theta_2$  à la source froide  $\theta_1$  par l'intermédiaire du barreau :

$$P_{th} = \lambda \cdot S \cdot \frac{\theta_2 - \theta_1}{L}$$

où  $\lambda$ , positif, est la **conductivité thermique** du corps étudié et caractérise sa capacité à conduire la chaleur.

### b. Conductivité thermique

La conductivité thermique est la quantité de chaleur transférée en une unité de temps au travers d'un matériau d'une unité de surface et d'une unité d'épaisseur, quand les deux faces opposées diffèrent d'une unité de température.

Matériau	Conductivité thermique $\lambda$ en W.cm-1.K-1
Diamant	10 à 26
Quartz	8
Argent	4.3
Cuivre	3.83
Or	3.2
Aluminium	2.29
Silicium 25°C	1.58
Silicium 125°C	1.08
Fer	0.70
Epoxy	0.02
Verre	0.01
eau	0.006
Laine	0.0005
Polystyrène expansé	0.0003
Air sec	0.00027

 
 Tableau 2 : Classement de différentes conductivités thermiques pour différents matériaux

### $\lambda$ des gaz < $\lambda$ des liquides < $\lambda$ des solides.

### Remarques :

• En général, la conductivité thermique va de pair avec la conductivité électrique. Les métaux, bons conducteurs d'électricité sont aussi de bons conducteurs thermiques. Il y a des exceptions ; parmi elles se trouve le diamant qui a une conductivité thermique élevée, entre 1000 et 2600 W·m<sup>-1</sup>·K<sup>-1</sup>, alors que sa conductivité électrique est très faible.

• Le vide n'étant constitué d'aucune molécule, le phénomène de conduction thermique n'existe pas. De ce fait le vide est un excellent isolant thermique. Cela explique que pour améliorer les isolations thermiques d'une maison, on installe pour les fenêtres des doubles vitrages. Au milieu des deux verres, on fait le vide ou on insère un gaz plus isolant que l'air dans le but de créer une couche très isolante.

• Pour la plupart des matériaux, la conductivité thermique diminue légèrement quand la température s'élève.

## c. Modélisation, analogie thermique/électrique, résistance thermique

Si on considère un barreau identique à celui étudié ci-dessus, nous pouvons définir la résistance thermique  $R_{th}$  de la tige :

$$R_{th} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{P_{th}} = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{L}{S} \text{ en W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$$

Par analogie avec la définition de la résistance électrique d'un barreau conducteur de mêmes dimensions, de conductivité électrique  $\sigma$ , soumise à une différence de potentiel (V1-V2) et parcourue par une intensité I (c'est-à-dire un flux de charges électriques), on a :

$$\begin{array}{c|c} & & & \text{Rth} & & \text{Pth} \\ \hline \theta & & & & \\ \hline \end{array} \\ \hline \theta & & & \\ \hline \end{array} \\ \hline \end{array} \\ \hline \theta & 2 \\ \hline \end{array} \\ \hline R_{elec} = \frac{V_2 - V_1}{I} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{L}{S}$$

Thermique	Electrocinétique
P <sub>th</sub> en Watt	I en A
$\Delta \theta = \theta 2 - \theta 1$ en °C	U = V2 - V1 en Volt
R <sub>th</sub> en W/°C	R en Ohm
$\lambda$ en W.m <sup>-1</sup> .K <sup>-1</sup>	$\sigma$ en m <sup>-1</sup> .Ω <sup>-1</sup>
$\Delta \theta = R_{th} P_{th}$ (loi d'Ohm	U = R I
thermique)	(loi d'Ohm)
$R_{th} = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{L}{S}$	$R = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{L}{S}$

Tableau 3 : Analogie thermique/électrique

d. Association de N couches mises en série



Figure 8 : Modélisation électrique pour un transfert thermique à travers deux matériaux successifs

Dans le cas de deux matériaux successifs, le flux thermique  $P_{th}$  est commun et s'écrit:

$$P_{th} = \frac{\theta_3 - \theta_2}{R_{th1}} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{R_{th2}}$$

où  $\theta_2$  est la température de jonction entre les deux matériaux 1 et 2.

La différence de température peut se décomposer :  $\theta_3 - \theta_1 = \theta_3 - \theta_2 + \theta_2 - \theta_1 = R_{th1} \cdot P_{th} + R_{th2} \cdot P_{th}$  $\theta_3 - \theta_1 = (R_{th1} + R_{th2}) \cdot P_{th} = R_{th \, equ} \cdot P_{th}$ 

Avec 
$$R_{th \, \acute{e}qu} = R_{th1} + R_{th2}$$

Comme en électrocinétique, les résistances thermiques en série s'additionnent.

### e. Association de N couches mise en parallèle

On peut effectuer le même raisonnement dans le cas d'association de résistances en parallèle :

1	1	1
R <sub>theq</sub>	$\overline{R_{th1}}$	$\overline{R_{th2}}$

### 2.2 Transferts thermiques par convection

La convection est une notion importante. En effet, dans tout système de refroidissement, c'est le phénomène de convection qui est présent en bout de chaîne: il caractérise l'échange thermique entre un solide, par exemple le radiateur métallique, et un fluide, l'air.

Définition : Lorsqu'un solide est au contact d'un fluide (liquide ou gaz) de température inférieure à la sienne, un transfert de chaleur se produit à travers l'interface. Cela provoque l'échauffement du fluide se trouvant au voisinage.

Si le fluide est en mouvement, la chaleur est alors transportée par transfert de masse. Le fluide froid remplace régulièrement le fluide réchauffé. Le mouvement du fluide est appelé convection. On parle alors de transfert thermique par convection.

Hypothèses d'étude : régime permanent, surface plane homogène, température uniforme pour le fluide et le solide.



Figure 9 : Phénomène de convection

Quels sont les paramètres physiques qui peuvent influencer l'échange thermique ?

• La surface d'échanges S. Si on double la surface d'échange, il va y avoir deux flux de chaleur en parallèle donc deux fois plus de chaleur va être échangée entre le solide et le fluide.

• Les températures et plus particulièrement la différence de températures  $(\theta_2 - \theta_1)$ . Si la différence est nulle, il n'y a aucun transfert. Dès que la différence est non nulle, il existe un transfert du corps le plus chaud vers le corps le plus froid. Si la différence est multipliée par deux, « on sent bien » que la chaleur transférée va être doublée.

• Le mouvement du fluide au contact de la paroi. Si pour un même fluide et un même solide, le fluide est fixe ou si le fluide est mobile, les transferts thermiques ne se feront pas de la même manière. Plus le fluide sera en mouvement, meilleur sera l'échange thermique.

# b. Construction de la loi phénoménologique de Newton

Les échanges thermiques à travers la surface de séparation entre un solide et un fluide peuvent être modélisés par la loi de Newton :

$$\phi = hS(\theta_2 - \theta_1)$$

ou h est le coefficient de transfert thermique de surface  $(W.m^{-2}.K^{-1})$  qui correspond à la quantité de chaleur transférée en une seconde au travers d'une surface limite entre un fluide et un solide, quand les deux matériaux diffèrent d'une unité de température.

Remarque : Quand on se brûle, il vaut mieux passer sa main sous l'eau que de la laisser à l'air libre ( $h_{liquide-solide} > h_{air-solide}$ ) (voir tableau suivant).

Coefficient d'échange par convection W.m <sup>-2</sup> .K <sup>-1</sup>			
air – paroi métallique	Calme	3.5 - 35	
	Fortement agité	58-290	
Interface liquide-solide		100-1000	
Eau dans un conduit en écoulement calme		350-580	

Pour améliorer le transfert thermique entre l'air et la source chaude à refroidir, on va par exemple augmenter la surface d'échange par une multitude d'ailettes, voire installer une ventilation pour forcer le flux d'air. Néanmoins, il est nécessaire que la diffusion de la chaleur se fasse correctement dans le radiateur, pour maintenir une température relativement constante dans tout son volume.

# c. Modélisation, analogie résistance thermique et électrique

Si on considère l'échange thermique par convection à travers la surface S, nous pouvons définir la résistance thermique  $R_{th}$  équivalente :

$$R_{th} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{P_{th}} = \frac{1}{hS}$$

### 3. Chaîne de refroidissement de composants

Objectifs :

• Modélisation des transferts thermiques dans le cas simple d'un composant associé à son radiateur.

• Dimensionnement d'un radiateur pour assurer le nondépassement des limites thermiques d'un composant.

### 3.1 Nécessité d'un dissipateur thermique



Figure 10 : Modèle thermique d'un composant sans radiateur

## • Modélisation des transferts thermiques sans dissipateur (voir figure 10)

Les caractéristiques constructeurs des transistors donnent la résistance thermique boîtier-air (en anglais : case-air soit  $R_{th (C-A)}$  ou  $R_{th (B-A)}$ ).



Figure 11 : Exemple de R<sub>th (C-A)</sub> pour différents types boîtiers

### • Détermination de la température de jonction

D'après le schéma électrique équivalent ci-dessus, on peut déterminer la température de jonction :

$$\Theta_J = \left( R_{th(J-B)} + R_{th(B-A)} \right) \cdot P_{th} + \Theta_A$$
$$\Theta_J = R_{th(J-A)} \cdot P_{th} + \Theta_A$$

AN: boîtier de type TO 220 soit  $R_{th (B-A)} = 60 \text{ °C} / W$ ,  $R_{th (J-B)} = 1^{\circ}C/W$ ,  $\theta_a = 25 \text{ °C}$  et  $P_{th} = 7 \text{ W}$  d'où  $\theta_j = 450^{\circ}C$ .

La température limite de jonction est atteinte, il est donc nécessaire d'améliorer le refroidissement du transistor en facilitant les échanges thermiques vers l'extérieur Pour cela, il faut diminuer la résistance thermique entre le boîtier et l'air ambiant  $R_{th (B-A)}$ .

La résistance thermique jonction-boîtier ne peut pas être modifiée par l'utilisateur, puisqu'elle est relative à l'implantation du semi-conducteur dans son boîtier. Il existe différents types de boîtiers normalisés soit en plastique, soit en métal, de différentes tailles, choisis par le constructeur en fonction de la puissance du composant, pour favoriser son refroidissement et son installation sur les systèmes d'aide au refroidissement.

## 3.2 Ajout d'un dissipateur, différents types de radiateur

La figure 12 illustre le montage d'un composant de puissance sur un dissipateur thermique métallique. La chaleur va être évacuée du boîtier vers l'air par deux chemins différents :

• Par convection directement entre l'air et le boîtier (flux secondaire).

• Par conduction thermique puis convection par le dissipateur (flux principal).

Le rôle d'un dissipateur est de diminuer la résistance thermique entre le boîtier et le milieu ambiant en augmentant la surface d'échange (thermique). Le radiateur sera efficace si :

$$R_{th(B-R)} + R_{th(R-A)} \ll R_{th(B-A)}$$

La puissance thermique dissipée par convection directement entre le boîtier et l'air sera négligeable face à celle dissipée par le radiateur. Dans ces conditions :

$$R_{th(J-A)} \cong R_{th(J-B)} + R_{th(B-R)} + R_{th(R-A)}$$

Le fabricant de radiateurs caractérise ses produits par la donnée de  $R_{th(R-A)}$ . C'est cette grandeur qu'il faut calculer pour pouvoir déterminer le dissipateur approprié grâce à la relation :



*Figure 12 : Modélisation du montage d'un composant sur un radiateur métallique à ailettes* 

Pour éviter la détérioration du composant, la température de jonction  $\theta_J$  doit rester inférieure à  $\theta_{Jmax}$ . Il faut donc choisir  $R_{th(R-A)}$  telle que :

$$R_{th(R-A)} < \frac{\theta_{J\max} - \theta_A}{P_{th}} - \left(R_{th(J-B)} + R_{th(B-R)}\right)$$

AN: Pth =7W,  $\theta_{Jmax} = 150^{\circ}$ C,  $\theta_a = 25^{\circ}$ C,  $R_{th(J-B)} = 1,0$ K/W,  $R_{th(B-R)} = 0,5$  K/W d'où  $R_{th(R-A)} < 16$  K/W



Figure 13 : Exemple de radiateur métallique

### • Choix d'un dissipateur :

Les radiateurs sont adaptés à un certain type de boîtier. La plupart sont en aluminium, métal offrant un bon compromis entre sa conductibilité thermique élevée et son prix accessible. Un revêtement noir mat facilite la dissipation thermique (voir rayonnement du corps noir).

# • Exemple de montage d'un composant sur un radiateur

Le collecteur de certains types de transistors ou l'anode de certaines diodes sont connectés à leur boîtier métallique, qui peut être soumis à des potentiels élevés.



Figure 14 : isolation électrique d'un boîtier TO3

Lorsqu'on veut isoler électriquement cette électrode du radiateur, on interpose entre le boîtier et le radiateur une rondelle de mica fortement conductrice de la chaleur, mais isolante. Cet ajout introduit une résistance thermique  $R_{th(B-R)}$  de l'ordre de 0,5°C/W, dont il faudra tenir compte dans le calcul.

Remarque : Le boîtier et le radiateur présentent l'un comme l'autre des défauts de planéité, ce qui entraîne la présence d'air (isolant électrique) entre les deux éléments et une surface de contact réduite. Ceci se traduit par une résistance thermique de contact pouvant atteindre 2 à 3 °C/W. Pour la réduire considérablement, on emploie par exemple de la graisse au silicone.

# 4. Les différentes technologies industrielles de refroidissement

L'objectif de ces différents systèmes est de transporter la chaleur du composant vers l'air à l'aide d'un fluide circulant en système fermé. Réchauffé au plus prés du composant, il est ensuite refroidi par un radiateur à air avant de retourner vers le composant. Le fluide peut garder sa nature tout au long du cycle (liquide) au changer de phase (liquide-gaz). Sa circulation peut être naturelle ou forcée par une pompe. Enfin, l'échange thermique avec l'air est soit naturel soit forcé par des moto-ventilateurs.

### 4.1 Systèmes à circulation d'un fluide liquide

Les différents liquides utilisés sont :

• L'air. Le composant est en contact avec un radiateur refroidi avec un flux d'air soit en convection naturelle, comme l'exemple ci-dessus, soit en ventilation forcée (microprocesseur d'ordinateurs).

• L'huile. Le composant est en sandwich entre deux radiateurs dans lesquels circule un flux d'huile qui est ensuite refroidie dans un échangeur huile / air.

• L'eau. Le composant est dans ce cas monté sur un radiateur dans lequel circule de l'eau, qui est refroidi dans un échangeur eau / air.



Figure 15 : Principe de refroidissement par circulation de fluide

### 4.2 Systèmes à changement de phase

Ces systèmes évacuent les calories par évaporation d'un fluide caloporteur ( passage de l'état liquide à l'état gazeux, le fluide accumule de la chaleur) qui au contact d'une « paroi froide » se condense (passage de l'état gazeux à l'état liquide : le fluide libère de la chaleur).

NB : Un exemple d'évaporation est celui de l'éther sur le doigt. L'éther capte la chaleur humaine au contact de la peau puis s'évapore. On a alors une sensation de froid sur la peau, due à la chaleur captée par l'éther qui a refroidi la peau.

• Cuve. L'ensemble des composants est monté sur radiateur et est immergé dans du Fréon (FC72). La chaleur dissipée provoque l'évaporation du Fréon au contact des composants et de leurs radiateurs. Le fréon se condense au contact cette fois de la paroi de la cuve. Les cuves sont dans un flux d'air en convection forcée.



Figure 16 : Principe de refroidissement dans une cuve

• Caloducs. Le radiateur du composant est un ensemble évaporateur condenseur. Le composant est situé côté évaporateur (évaporation du fluide). Le fluide est chauffé par la proximité du composant de puissance. Par ébullition, le fluide transporte sous forme vapeur les calories à évacuer vers le condenseur où il retourne à son point de départ par capillarité. Le condenseur assure l'échange vers l'air. Le caloduc est le dispositif dans lequel le fluide caloporteur change de phase. Les fluides utilisés sont le fréon et aujourd'hui principalement l'eau avec différents produits pour des raisons environnementales.

### Bibliographie :

[1] Jaques Leclerc, Electronique de puissance, Eléments de technologie, Techniques de l'Ingénieur, D3 220.

[2] François C.,Génie électrique, Cours complet illustré, Ellipses.

[3] H prépa Thermodynamique MP-PT, Hachette

# Électrométallurgie et hydroélectricité en Maurienne : synergies scientifiques et techniques

### Daniel DAVID

Directeur de Recherche au CNRS 8, avenue Montgomery 27200 Vernon daniel.david@utc.fr

*Résumé : Le développement simultané et conjoint de l'hydroélectricité et de l'électrométallurgie illustre l'enchaînement d'un temps des sciences et d'un temps des techniques. La Maurienne en fut l'un des cadres privilégiés en raison de ses ressources hydrauliques et de l'existence d'une voie ferrée transalpine.* 

Les découvertes fondamentales en électricité datent de la première moitié du XIX<sup>e</sup> siècle. En 1854, l'aluminium est obtenu à l'état pur. C'est le temps des sciences. Le temps des techniques, ébauché dès 1827 avec la mise au point de la turbine hydraulique, affirme sa primauté dès la seconde moitié du siècle par la multiplicité des inventions. Par un enchaînement d'évolutions successives, l'industrie électrochimique, l'équipement hydroélectrique et le génie civil progressant en symbiose, ce temps des techniques perdure jusqu'au milieu du XX<sup>e</sup> siècle. Vient alors le temps des modèles, au sens de la modélisation mathématique. Celle-ci confère des bases scientifiques rigoureuses à tous les développements industriels, la distinction entre ces deux domaines s'estompe. Parallèlement, les équipes de recherche, travaillant souvent en réseaux, prennent la relève des chercheurs individuels. Toute oeuvre importante est désormais collective, souvent internationale.

### **1** Introduction

développement conjoint Le de l'électrométallurgie et de l'hydroélectricité dans les Alpes illustre le couplage de deux industries liées au secteur énergétique. Celui-ci est à l'origine, bien avant l'essor touristique, du développement d'une région excentrée dont l'activité était jusqu'alors artisanale et saisonnière. Les infrastructures nécessitées par le captage des forces hydrauliques et par la création de voies de communication justifient la prise en compte, dans cette étude, d'une troisième branche industrielle, celle du génie civil. C'est ainsi un ensemble scientifique et technique de grande ampleur qui a progressé par une suite de synergies et de concomitances. L'approche chronologique rend le mieux compte de cette évolution complexe car elle permet de distinguer la succession d'un temps des sciences, d'un temps des techniques et d'un temps de la modélisation.

Le premier temps fut celui de l'acquisition des connaissances fondamentales. Le deuxième fut celui des inventions et d'une résolution souvent empirique des problèmes qu'elles posaient. L'époque actuelle, enfin, peut être caractérisée par la généralisation des modèles mathématiques exploitables informatiquement et permettant d'obtenir des performances jusqu'alors inaccessibles.

L'équipement industriel de la Maurienne depuis le milieu du XIXe siècle est à cet égard bien représentatif. Il englobe une puissante électrométallurgie centrée sur l'aluminium et des ressources hydrauliques dont l'exploitation a nécessité des travaux qui se sont étendus sur une quarantaine d'années.

### 2 Le temps des sciences

On peut situer vers 1820 le début des progrès décisifs dans le développement des connaissances fondamentales, après une période de gestation et de progression laborieuse qui durait depuis plusieurs siècles. Vint alors une période féconde d'une cinquantaine d'années : ce fut le temps des sciences. Limitons-nous à quelques repères, le sujet excédant les limites de cette étude.

### 2.1 Les fondements de l'électricité

Dans le domaine de l'électricité, les premiers résultats quantitatifs furent rassemblés dès 1785 dans la loi de Coulomb, base de l'électrostatique. Le début de l'électrodynamique, ou électrocinétique, date seulement de 1800 avec l'invention de la pile de Volta. A partir de 1820, ce fut l'électromagnétisme, avec Oersted, Ampère, Laplace, Biot et Savart. Le rôle conjoint des champs électriques et magnétiques fut établi en 1831 Faraday, découvrit l'induction par qui électromagnétique. La loi de Joule date de 1841. Ce bien plus tard qu'il n'est que fut établi expérimentalement qu'un courant électrique est un flux de charges en mouvement, avec les expériences de Rowland en 1876 et de Tolman en 1916. Les trois branches de l'électricité étaient ainsi défrichées. Dès lors, la compréhension des phénomènes et leur formulation mathématique ouvrit la voie aux applications.

### 2.2 La découverte de l'aluminium

Dans le même temps, les chimistes travaillaient à isoler l'aluminium, dont l'existence était fortement soupçonnée dans divers composés naturels [Bocq\_92]. Leur décomposition sous l'action de l'électricité permit en 1807 à Davy de découvrir le sodium et le potassium, puis d'obtenir des alliages de fer et du métal mystérieux présent dans l'alun naturel [Plat\_03]. Il le baptisa d'abord alumium, puis aluminium.

L'aluminium non allié, mais impur, fut obtenu pour la première fois par Oersted en 1825. Son étude devint possible deux ans plus tard avec le procédé Wöhler, réduction du chlorure d'aluminium par le potassium. Ce chlorure était obtenu à partir d'un nouveau minerai, la bauxite, qui venait d'être découvert par le minéralogiste français Berthier. Ce n'est qu'en 1852 que Sainte-Claire Deville reprit et perfectionna le processus. Il obtint en 1854 des échantillons "d'un métal blanc et inaltérable comme l'argent, qui ne noircit pas à l'air, qui est fusible, malléable, ductile et tenace et qui présente la singulière propriété d'être plus léger que le verre" **[SCDe 54]**.

### 2.3 L'hydromécanique

À la même époque, les utilisations de l'énergie des cours d'eau étaient nombreuses et fort anciennes. Elles restaient cependant limitées par l'impossibilité de la transporter sur quelque distance. Le petit moteur hydraulique apparaissait comme une solution d'attente qui allait perdurer concurremment avec la machine à vapeur, plus souple d'emploi mais nécessitant un combustible onéreux. Un triple problème se posait : le captage de l'énergie hydraulique par un organe mécanique d'un rendement satisfaisant, le transport de la force et la construction d'une infrastructure. La résolution du premier fut en bonne voie avec l'invention de la turbine par Fourneyron en 1827. Mais, pour le transport de la force, on ne connaissait guère que les câbles télédynamiques. Enfin, les travaux de génie civil se développaient avec la machine à vapeur, mais celle-ci n'était pas utilisable dans les souterrains.

### 3 Le temps des techniques

Vers 1870, les connaissances de base étaient acquises. Au temps des sciences, allait succéder celui des techniques. Dès lors, se pose la question de l'origine du développement exceptionnel de la Maurienne par comparaison avec d'autres vallées aussi bien pourvues en ressources hydrauliques, comme la Tarentaise voisine. La réponse résulte de la conjonction d'une importante voie ferrée internationale et d'une rivière à gros débit et forte pente dans son cours moyen, l'Arc [Chab\_01]. L'ensemble de ces facteurs allait conférer à la Maurienne une dimension internationale.

### 3.1 Hydroélectricité et électrométallurgie

La compréhension du lien entre un champ magnétique, un courant électrique et un circuit en mouvement conduisit à l'invention de la dynamo par Gramme en 1869. Couplée à une turbine, elle offrait des perspectives grandioses car les eaux sauvages de la Maurienne apparaissaient comme un gisement d'énergie gratuite prêt à être exploité. Encore fallait-il en avoir l'utilisation sur place et inventer un cycle de transformation marquant la transition entre l'hydromécanique et l'hydroélectricité [Beno\_91].

Ce couplage d'une dynamo à une turbine fut progressif car des notions nouvelles apparaissaient : recherche du rendement, mesure des débits, propagation des ondes de pression dans les conduites forcées (coups de bélier), adaptation générateurrécepteur, vitesse de rotation... C'était une culture technique à développer, l'hydraulique, en liaison avec une science, l'hydrographie. Les problèmes économiques et juridiques posés par le captage des cours d'eau étaient également nouveaux.

La paternité de l'expression Houille blanche est attribuée à Aristide Bergès, qui équipa en 1867 une chute de 200 m à Lancey. En 1882, il porta cette hauteur à 500 m avec les barrages des lacs de Belledonne, Crozet et Blanc, situés à 2000 m d'altitude. C'était la première installation hydroélectrique utilisant des réserves lacustres, point de départ de l'équipement des hautes chutes. C'était aussi le premier pas vers la résolution d'un problème majeur, celui des variations saisonnières de la ressource et du fléau des étiages pour les installations au fil de l'eau.

### 3.2 Des précurseurs mauriennais

En Maurienne, ces innovations accompagnèrent le développement de La Praz, premier site industriel français de production d'aluminium après l'atelier encore expérimental de Froges. Ils furent l'un et l'autre équipés par Héroult, inventeur du procédé électrolytique conjointement avec Hall. L'usine de La Praz fut mise en service en 1893 par la SEMF [HaLe 97]<sup>1</sup>. Produisant de l'aluminium et de l'acier, elle utilisait une chute d'une hauteur de 68 m et d'un débit maximum de 14 m<sup>3</sup>/s, renforcée l'été par une chute secondaire de 33 m et  $9 \text{ m}^3$  / s. La puissance nominale installée était ainsi de 12 900 CV (950 kW).



Figure 1 : La conduite métallique autoporteuse rivetée de La Praz.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> SEMF : Société électro-métallurgique française, l'une des nombreuses sociétés qui se concentrèrent finalement en la firme Pechiney

Il reste de cette installation historique, à 7 km en aval de Modane, le tronçon autoporteur de la conduite forcée de 2 m de diamètre qui franchissait l'Arc, conservé au titre de l'archéologie industrielle. Il voisine avec l'autoroute transalpine, saisissant résumé d'un siècle de progrès (Figure 1).

Cette prééminence des techniciens n'était pas exclusive des recherches fondamentales. Des théories furent développées au moyen des fonctions de l'analyse, pondérées par des approximations et des coefficients issus de l'expérience. On appliquait le principe de similitude, extrapolation à l'échelle industrielle des mesures sur modèles réduits, qui donnait beaucoup d'importance aux mesures des rendements [Blan 16]. En effet, celui des turbines hydrauliques pouvait diminuer de plusieurs dizaines de % à l'insu des exploitants, sans qu'il en résultât de signes facilement observables [Barb 16]. Pour les conduites forcées, dont les dimensions nécessitaient des dispositifs amortisseurs, on inventa les cheminées d'équilibre. La science des matériaux n'était pas absente de ces discussions entre théoriciens et constructeurs. On débattait des mérites respectifs de l'acier et du ciment armé pour la construction des conduites forcées, de l'aluminium et du cuivre pour celle des lignes à haute tension (jusqu'à 100 kV en 1914). Ces controverses sur le transport et la transformation de l'énergie électrique aboutirent vers 1890 à la construction des premiers transformateurs.

### 3.3 Les grands travaux de génie civil

Le développement conjoint de l'électrométallurgie et de l'hydroélectricité fut favorisé en Maurienne par l'importance des travaux nécessités par le percement du tunnel du Fréjus.

On savait percer une galerie de plusieurs centaines de mètres, voire quelques kilomètres en fonçant des puits intermédiaires pour multiplier les fronts d'attaque. Mais, cette technique était irréalisable au Fréjus : il eût fallu ouvrir des puits de plus d'un kilomètre. L'attaque simultanée, à la mine et à la pelle, commença donc en août 1857 depuis Modane et Bardonnèche. En janvier 1861, les progressions donnaient une vitesse de 40 mètres par mois, conduisant à prévoir vingt-cinq années de travaux pour un ouvrage de 12,5 km.

Des essais de percement mécanique avaient été menés avant même le début des travaux. Le problème du Fréjus fut résolu grâce à deux hommes, le physicien genevois Colladon et l'ingénieur italien Sommeiller. Le premier présenta au gouvernement sarde un projet d'adaptation de la machine belge à roues hydrauliques Maus, dont la transmission mécanique avait un trop faible rendement. Il démontra l'aptitude de l'air comprimé à la transmission de puissance sur de grandes distances. La détente de l'air fournissait à la fois le travail et l'aération. Le second adapta l'invention à la perforatrice : le fleuret d'acier est lancé contre la roche, il tourne, se retire, un jet d'eau sous pression évacue les débris. Huit machines perçaient une soixantaine de trous de 90 cm en six heures. Il restait à y placer des cartouches pour faire sauter le front de

taille, puis à évacuer les déblais. Les usines d'air comprimé de Bardonnèche et de Fourneaux, celle-ci équipée de six roues hydrauliques alimentées par l'Arc, furent une nouvelle application de l'hydromécanique.

Ces perfectionnements favorisèrent l'implantation de nouvelles usines. Ainsi, la centrale hydraulique de Pontamafrey, en aval de St-Jean-de-Maurienne, fut-elle entreprise en 1911 pour alimenter l'usine de la Cie des produits chimiques d'Alais et de la Camargue. Les travaux durèrent deux ans et comportèrent la construction d'une conduite forcée en ciment armé de 4 m de diamètre, avec un tunnel de 600 m (Figure 2). L'usine utilisait une chute de hauteur modérée (40 m), d'un débit moyen de 30 m<sup>3</sup>/s, la puissance fournie variant de 800 à 3000 kW.



*Figure 2 :* La conduite en ciment armé de 4 m de diamètre de Pontamafrey (Actes du IIe congrès de la Houille Blanche).

années plus tard, un exemple Vingt particulièrement représentatif de l'évolution des techniques fut la construction du barrage de la Bissorte, exploité par la Société Hydroélectrique de Savoie et mis en service en 1935<sup>2</sup>. La principale originalité de ce barrage-poids est sa structure composite bétonmaçonnerie, justifiée par les incertitudes d'alors sur la tenue du béton par grand froid. Le parement amont est en blocs de grès appareillés, plaqués sur un masque d'étanchéité en béton, alors que le parement aval est monté en moellons par assises réglées. La masse du barrage repose sur une semelle de béton, épousant le socle rocheux taillé en crémaillère (Figure 3). C'est une juxtaposition de la technique des maçonneries, parfaitement maîtrisée, et de celle du matériau relativement nouveau qu'était alors le béton<sup>3</sup>.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> C'est le nom originel, devenu depuis longtemps "barrage de Bissorte".

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup> La centrale de super-Bissorte, en 1986, fut l'une des dernières équipée avec des groupes turbopompes réversibles, permettant de refouler l'eau à partir de la retenue du Pontdes-Chèvres. C'est le concept de transfert d'énergie par pompage.



*Figure 3 :* Coupe du barrage de la Bissorte (1935) avec emploi conjoint de la maçonnerie et du béton (Archives EdF).

Cette solution composite fut encore partiellement retenue après la guerre pour le barrage de Plan d'Aval, à Aussois **[RaMa\_51]**. Le parement amont du barrage-poids est en pierres de taille, alors que celui du barrage-voûte est seulement revêtu dans sa partie inférieure d'une gunite armée (Figure 4). Sa galerie d'amenée de 16,5 km et 8 à 10 m<sup>2</sup> de section, venant d'Entre-Deux-Eaux, fonctionne à écoulement libre<sup>4</sup>.

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup> Ce mode de fonctionnement nécessite le réglage du débit au niveau des prises d'eau. Au débouché de cette galerie, l'EdF a construit dans les années 1980 l'usine du Carrelet. L'eau de la cascade qui se déverse dans le lac de Plan d'Aval vient donc d'être turbinée, ce qui n'était pas prévu à l'origine.



Figure 4 : Le barrage de Plan d'Aval (1951) est formé par la juxtaposition d'un barrage-voûte au parement amont en béton brut de décoffrage (à gauche) et d'un barrage-poids arqué au parement amont revêtu de pierres de taille (à droite).

En revanche, la galerie d'amenée à l'usine est un souterrain de même section, prolongé après 2,1 km par une conduite forcée métallique auto frettée (Figure 5)<sup>5</sup>.



**Figure 5 :** La conduite forcée de Plan d'Aval (Aussois) et ses frettes en acier laminé. En bas, la soufflerie d'Avrieux sous la neige.

Cette conduite alimente à volonté, soit la centrale EdF d'Aussois, soit la soufflerie ONERA qui la jouxte. C'est un exemple rare de coexistence sur un même site de l'hydroélectricité et de l'hydromécanique. Le réservoir de Plan d'Aval peut être relié à celui du Mont-Cenis pour équilibrer par gravité leurs niveaux respectifs<sup>6</sup>. La galerie d'amenée du Mont-Cenis, longue de 17,8 km, fonctionne en charge.

Les ressources du Mont-Cenis étant partagées entre la France et l'Italie (centrale de Venaus), l'ensemble de ces ouvrages est un bel exemple d'exploitation internationale de la houille blanche, qui a remodelé les eaux sauvages de la Maurienne à l'aune de la civilisation industrielle (Figure 6).

### 4 Le temps des modèles

Dès les années cinquante, le développement du calcul numérique au moyen des ordinateurs permit d'aborder des problèmes d'une complexité accrue. Sur la base de connaissances fondamentales pondérées par l'expérience, on parvint à élaborer des modèles descriptifs pour des systèmes à variables multiples, et notamment des modèles de simulation. Ils remplacent souvent l'expérimentation à échelle réduite, basée sur le principe de similitude. C'est le temps de la modélisation, le temps des modèles par analogie avec ceux des sciences et des techniques. En voici quelques exemples.

# 4.1 Les outils de gestion des équipements hydrauliques

De très nombreuses méthodes de mesure furent développées dès l'amont des centrales hydrauliques, comme la télédétection des chutes de neige en haute altitude à des fins prévisionnelles. Citons également, autre exemple de la gestion des ressources hydrauliques, la méthode du Gradex (GRAdient des EXtrêmes). Elle permet, par une approche probabiliste, de déterminer la limite supérieure des débits. Celle-ci est inaccessible par la seule interprétation des crues historiques en raison de leur rareté. C'est pourtant un paramètre essentiel à la sécurité des grands ouvrages hydrauliques [Guil\_95].

Des procédés de mesure des débits furent perfectionnés, tels que la méthode d'Allen, inventée en 1923 et basée sur la propagation d'un nuage de dilution<sup>7</sup>.

Un effort particulier porta sur les turbines. La méthode thermodynamique de mesure de leur rendement, proposée en 1914 par Poirson, fut modernisée par le Service de la production hydraulique d'EdF. Elle donne une précision satisfaisante pour les hauteurs de chute supérieures à 100 mètres, sans qu'il soit nécessaire de prendre en compte les puissances hydraulique à l'entrée et mécanique à la sortie [Lege\_83]<sup>8</sup>.

<sup>&</sup>lt;sup>5</sup> La technique de l'autofrettage, application des aciers à haute limite d'élasticité, avait déjà été utilisée pour la conduite forcée de Bissorte. Elle permet de limiter l'épaisseur des tôles à souder.

<sup>&</sup>lt;sup>6</sup> Ces transferts, conçus pour optimiser l'utilisation des réserves hydrauliques, fonctionnent par gravité et impliquent la réversibilité des galeries. Ils sont accélérés, entre Plan d'Aval et Villarodin, par la station de pompage de Bois d'Aussois.

<sup>&</sup>lt;sup>7</sup> Archives EdF, cartons 852749 et 852750

<sup>&</sup>lt;sup>8</sup> Archives EdF, carton 852756



Figure 6 : Ossature du terrain et principales galeries souterraines EdF.

1: Isère-Arc, vers la centrale de Randens. 2: Arc-Isère, via les bassins de Longefan, du Flumet et du Cheylas. 3, 4, 5 : conduites en vallée d'Arc entre les centrales de Bissorte et d'Hermillon, via le bassin du Pont-des-Chèvres. 6: galerie d'amenée de Bissorte. 7: Conduite forcée d'Aussois. 8: Galerie d'amenée d'Aussois, depuis Entre-Deux-Eaux. 9: galerie d'amenée de la centrale de Villarodin. 10: galerie d'amenée du Mont-Cenis, et interconnexion avec le lac de Tignes pour les eaux de l'Arc et de la Lenta.

Une méthode thermométrique fut également développée. Basée sur l'hypothèse que toutes les pertes d'énergie sont transformées en chaleur et employées uniquement à échauffer l'eau, elle permit de mesurer les pertes par frottements visqueux dans les labyrinthes des turbines. Ce fut un début de résolution du problème de la séparation des pertes, jamais encore obtenue sur les machines hydrauliques [**Rémé\_51**].

Citons également les outils mathématiques de la gestion des systèmes aquifères, avec la modélisation des couches géologiques **[Comb\_96]**.

### 4.2 Le calcul des barrages-voûtes

Les barrages-voûtes, bien qu'anciens, étaient peu répandus en raison des problèmes de calcul et de résistance des matériaux qu'ils posaient. Il s'y ajoutait une maîtrise insuffisante de la mécanique des sols. C'est que la tenue d'un voile mince de forme complexe, s'appuyant par ses deux côtés sur des appuis indéformables, est difficile à modéliser. Le matériau de la voûte et les roches encaissantes ont des caractéristiques mécaniques différentes. Les variantes sont nombreuses, la forme générale pouvant être assimilée à un cylindre et, bien souvent, à une surface à double courbure d'épaisseur variable. Ce problème fut initialement traité par une approche simplificatrice, celle d'une superposition d'anneaux indépendants<sup>9</sup>. Au début du XXe siècle, on imagina la conjonction d'arcs horizontaux fixés à leurs extrémités et de consoles verticales fixées à leur base et libres à leur sommet. C'était la notion de système réticulé, avec ajustement des déformations au niveau de chaque noeud par approximations successives. Vers 1930, on prit en compte la notion d'élasticité, mais toujours à partir de données numériques de base affectées de coefficients spécifiques à chaque projet<sup>10</sup>.

Au début des années soixante-dix, les puissances de calcul permirent d'élaborer de nouveaux algorithmes et d'utiliser la méthode des éléments finis. Les structures sont décomposées en petits éléments pour lesquels on calcule les contraintes, ainsi que les déformations aux noeuds. Cette approche permit notamment de traiter les interactions sol-fluidestructure, avec prise en compte de divers modes de couplage, ce qui implique des problèmes non-linéaires

<sup>&</sup>lt;sup>9</sup> C'est la formule du tube, établie par Mariotte en 1673 et démontrée par Navier en 1826.

<sup>&</sup>lt;sup>10</sup> La Trial Load Method conduisait à une approximation suffisante de la solution par une série d'itérations basées sur des tableaux numériques établis une fois pour toutes. Elle fut utilisée jusqu'aux années soixante-dix.

à trois dimensions. Les méthodes semi-probabilistes appliquées au calcul des structures, quant à elles, sont basées sur l'analyse paramétrique **[Maub\_82]**.

### 4.3 La magnétohydrodynamique

L'une des évolutions majeures des techniques électrolytiques de production d'aluminium fut l'augmentation de l'intensité jusqu'à plusieurs centaines de milliers d'ampères, au début des années cinquante. Il en résulta des effets secondaires indésirables dus aux champs magnétiques créés par de tels courants. L'aluminium liquide qui se trouvait au fond du creuset des cellules d'électrolyse présentait des dénivellations de surface, pouvant atteindre plusieurs centimètres et même dépasser sensiblement la distance interpolaire moyenne entre l'ensemble anodique et la cathode. Il y avait également les risques probables encourus par le personnel.

Des recherches fondamentales furent alors entreprises pour développer une subdivision de la mécanique des fluides, vouée aux liquides parcourus par des courants. Ce fut la magnétohydrodynamique (MHD), dont il existait déjà de nombreux exemples aussi bien dans l'Univers qu'à l'échelle du laboratoire ou de l'industrie [More 94]. Une théorie fut développée par M. Jouguet et R. Perret-Bit, sous l'égide du LRF [Pech\_54]<sup>11</sup>. Elle apportait des solutions relativement simples applicables aux cuves "en long", qui ne représentaient qu'une partie des installations, en améliorant la symétrisation des circuits électriques et la compensation des champs magnétiques : multiplication des conducteurs verticaux, étalement en nappes des conducteurs horizontaux avec alternance des polarités, écrans magnétiques, enroulements de démagnétisation (Figure 7).



Figure 7 : Principe de la réduction des champs magnétiques dans les cuves d'électrolyse (d'après le brevet Pechiney).

Il en résulta une extension de la collaboration entre le LRF et les laboratoires de recherche universitaires, dont l'activité s'exerce plus en amont que celle d'un service industriel :

"Les thèmes retenus avaient un caractère très fondamental, souvent trop "pointu" pour être du ressort de la recherche appliquée menée par les milieux industriels" [LRCa\_92].

Signalons également les redresseurs à vapeur de mercure (Ignitrons). Ils furent développés à la même époque et relèvent, eux aussi, du mouvement des

charges électriques dans des fluides en mouvement [PeBi\_92].

### **5** Conclusion

Ce cheminement dans l'histoire des sciences et des techniques est caractéristique d'une évolution générale. Les découvertes fondamentales furent souvent l'oeuvre de chercheurs isolés ou entourés de quelques collaborateurs. Ces découvertes étaient "dans l'air": on connaissait les effets du fluide mystérieux qui produisait la foudre, la puissance des torrents, on pressentait l'existence de nouveaux métaux. Sur ces bases, des individualités ingénieuses pouvaient apporter leur pierre à l'édifice des connaissances scientifiques, tout en restant dans le cadre d'une seule discipline. Cette approche individuelle demeura valide jusqu'à la fin du XIXe siècle.

Avec le XXe siècle, vint la notion d'oeuvre collective, favorisée par la confrontation des points de vue à l'occasion des publications. Le premier congrès de la Houille Blanche date de 1902. Il apparut que le cadre strict d'une discipline était souvent trop étroit et que bien des applications allaient nécessiter le recours à ce que l'on appellerait plus tard l'interdisciplinarité. Le vocabulaire lui-même traduisit cette évolution, avec des branches nouvelles comme l'électrométallurgie ou l'hydroélectricité, destinées à devenir des disciplines à part entière. Encore fallut-il leur adjoindre les techniques de génie civil, sans lesquelles l'énergie hydraulique n'aurait pu se développer. L'exemple de la Maurienne est l'un des plus représentatifs de ces synergies où trois secteurs d'activité se développent simultanément en symbiose permanente, dans le cadre de l'internationalisation de l'énergie et des transports.

Dès l'entre-deux-guerres, le temps des chercheurs isolés était révolu et faisait place au travail d'équipe. Plus que de grandes inventions ou découvertes, il s'agissait de perfectionner des systèmes de plus en plus complexes, tâche rendue possible par l'informatique. Le caractère international des recherches s'affirmait, facilité par les nouveaux moyens de communication et le travail en réseaux.

Les grands programmes nécessitent maintenant la constante collaboration de l'université et de l'industrie, au-delà des frontières, où la distinction entre le chercheur, l'inventeur et l'ingénieur tend à s'abolir.

### **Bibliographie**

**[Barb\_16]** L. BARBILLION, "Avant-projet d'un laboratoire hydrotechnique pour études de turbines et détermination de leur rendement", in *Actes du 2<sup>e</sup> Congrès de la Houille Blanche*. Chambre syndicale des forces hydrauliques, de l'électrochimie, de l'électrométallurgie et des industries qui s'y rattachent, II, Paris, 1916, pp. 7-12.

**[Beno\_91]** S. BENOÎT, "Les utilisations de l'énergie vers 1880", in *Histoire générale de l'électricité en France*, I, F. Caron et F. Cardot eds., Fayard, 1991, pp. 116-127.

<sup>&</sup>lt;sup>11</sup> Laboratoire des Recherches de Fabrication, à l'usine Pechiney de St-Jean-de-Maurienne. Le texte du brevet précise que l'invention est due aux recherches de M. le Professeur Marc Jouguet et M. Roger Perret-Bit.

**[Blan\_16]** A. BLANCHET, "Avant-propos", in *Actes*  $du \ 2^e$  Congrès de la Houille Blanche. Chambre syndicale des forces hydrauliques, de l'électrochimie, de l'électrométallurgie et des industries qui s'y rattachent, II, Paris, 1916, pp. 7-12.

**[Bocq\_92]** J. BOCQUENTIN, "La fabrication de l'aluminium par électrolyse", in *Histoire technique de la production d'aluminium*, P. Morel et I. Grinberg eds., Presses Universitaires de Grenoble, 1992, pp. 21-130.

[Chab\_01] L. CHABERT, J. CHAMP et P. PRÉAU, Un siècle d'économie en Savoie 1900-2000, La Fontaine de Siloé, Montmélian, 2001

**[Comb\_96]** P. COMBES, P. GOBLET et E. LEDOUX, "Les outils mathématiques de la gestion des systèmes aquifères", *La Houille Blanche*, n° 3, 1996, pp. 67-73.

**[Guil\_95]** P.GUILLOT, "L'évaluation des crues extrêmes par la méthode du Gradex", in *Histoire du service de la production hydraulique 1946-1992*, G. Maurin ed., AHEF, Paris, 1995 (p. 201)

**[HaLe\_97]** F. HACHEZ-LEROY, "L'Aluminium français, un outil pour l'innovation" in *Cent ans d'innovation dans l'industrie aluminium*, I. Grinberg, P. Griset et M. Le Roux eds., L'Harmattan, Paris, 1997, pp. 155-164.

**[Lege\_83]** R. LEGENDRE, "Thermodynamique des pompes et turbines hydrauliques", *La Houille Blanche*, n° 1, 1983, pp. 55-58.

**[LRCa\_92]** M. LE ROUX-CALAS, "La recherche au service de la production d'aluminium", ", in *Histoire technique de la production d'aluminium*, P. Morel et I. Grinberg eds., Presses Universitaires de Grenoble, 1992, pp. 285-307

[Maub\_82] H. DE MAUBLANC, "Les récents développements dans le domaine de l'ingéniérie

française en matière d'énergie hydroélectrique", *La Houille Blanche*, n° 5/6, 1982, pp. 393-401.

### [More\_94] R. MOREAU,

"La magnétohydrodynamique, ou ces fluides qui conduisent l'électricité", *La Houille Blanche*, n° 5/6, 1994, pp. 110-117.

[Pech\_54] PECHINEY, Brevet d'invention n° 1.079.131, Gr. 12 – Cl. 7, 19 mai 1954.

**[PeBi\_92]** R. PERRET-BIT et P. MOREL, "La production de courant continu pour l'électrolyse de l'aluminium", in *Histoire technique de la production d'aluminium*, P. Morel et I. Grinberg eds., Presses Universitaires de Grenoble, 1992, pp. 219-284

[Plat\_03] J. PLATEAU, "La naissance de l'aluminium", *Technè*, n° 18, 2003, pp. 37-42.

[**RaMa\_51**] X. RACT-MADOUX et J. MENET, "Chute d'Aussois", *Travaux*, n° 195, 1951, pp. 67-72.

**[Rémé\_51]** G. RÉMÉNIÉRAS, "Sur la méthode thermométrique pour la mesure du rendement des turbines hydrauliques", Archives EdF, 1951, carton 852769.

[SCDe\_54] H. SAINTE-CLAIRE DEVILLE, *CR de l'Académie des Sciences*, séance du 6 février 1854.

### Remerciements

L'auteur exprime sa gratitude à M. Pierre Blancher (EdF, Groupe d'Exploitation Hydraulique Vallée de la Maurienne) qui a bien voulu contrôler son texte. Il remercie de leur aide son camarade Michel Dupeux, professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble, ainsi que Mme Hachez-Leroy et l'Institut pour l'histoire de l'aluminium, Mmes Ambroise-Bonnefoi et Girard et les Archives de l'EdF, M. Bouvier et la Fondation EdF, M. Ory et la Société Hydrotechnique de France, Mme König et la bibliothèque de l'UTC, la bibliothèque de l'Ecole des Mines de Paris.

# L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire

### **Christian LECLERC**

Ingénieur d'études honoraire à la Direction du matériel et de la traction de la SNCF

# 4 ème partie : Le thyristor à blocage par la gâchette, dit "GTO", prend le relais de son prédécesseur conventionnel dans les équipements de traction.

Nous avons vu précédemment qu'en 1985 la grande traction à moteurs asynchrones avait quelque peine à percer, en France tout au moins.

En effet, pour ce qui concernait la SNCF, les spécialistes de la Direction du Matériel avaient bien conscience qu'en l'état de la technologie du moment, il était illusoire de vouloir donner une suite à la BB 10003. La réalisation de cette locomotive de 5000 kW, purement monophasée, avait été longue et difficile et une version bi-courant ne pouvait être envisageable que si <u>l'on disposait de semi-conducteurs mieux adaptés à la commutation forcée à fréquence élevée que les thyristors utilisés jusqu'ici</u>. Il est vrai que le moteur synchrone auto-piloté, dont les onduleurs de courant se satisfaisaient pleinement des thyristors classiques, a été "la" solution du moment pour la SNCF, les BB 26000 et les nombreux TGV ultérieurs l'ont démontré amplement.

Mais il n'en était pas de même pour d'autres administrations européennes, les Chemins de Fer allemands (DB) et suisses (CFF), en particulier. La DB avait "misé" sur le moteur asynchrone pour ses locomotives E 120 et les CFF pour des machines de manœuvre (Ee 6/6 II).

Le constructeur germano-helvétique BBC était un spécialiste de la traction à moteurs asynchrones ainsi que des onduleurs de tension à découpage MLI nécessaires à leur alimentation. N'avait-il pas réalisé, dans les années 1920, les très intéressantes locomotives italiennes E 331 à alimentation triphasée directe par caténaire double, puis, en 1971, la locomotive expérimentale suisse Be 4/4 12001 dont les onduleurs à thyristors auraient utilisé une fréquence de découpage maximale de 500 Hz ? (voir *La Revue 3EI* n°39, p.89).

Cette évocation des locomotives allemandes va d'ailleurs, au passage, nous donner l'occasion de voir un équipement que nous n'avons pas encore rencontré jusqu'à présent : <u>le convertisseur dit "4 quadrants"</u>.

Comme sur les onduleurs asynchrones de tension, les thyristors de cet équipement fonctionnaient en commutation forcée. Les locomotives E 120 utilisaient donc un nombre impressionnant de semi-conducteurs (un article écrit par M. Y.Machefert-Tassin fait état de "700, puis 480 semi-conducteurs") ; ils étaient refroidis par circulation d'huile.

On peut supposer que leur constructeur était probablement très désireux de voir arriver un successeur au thyristor ...

### Principe et possibilités du convertisseur "4 quadrants" :

Le convertisseur "4 quadrants" est avant tout un redresseur contrôlé, qui, en traction, en plus de pouvoir régler la tension continue qu'il fournit, permet d'obtenir une valeur moyenne supérieure à celle délivrée par un simple pont de diodes. Il permet aussi et surtout, côté alternatif, une mise en phase du courant avec la tension, ainsi qu'une mise en forme sinusoïdale de ce courant, d'où un facteur de puissance  $\lambda$  proche de l'unité. Par ailleurs, étant réversible, il <u>permet la</u> récupération (toujours avec un  $\lambda$  proche de 1) sans inversion de la tension continue, côté générateur.

Sans entrer dans le détail du fonctionnement de cet équipement, il est très intéressant d'en indiquer très rapidement le grand principe de fonctionnement car l'apparition des GTO, facilitant énormément sa réalisation, va vite le rendre presque indispensable sur les matériels puissants modernes.

Le schéma de principe, très simplifié, d'un convertisseur de ce type est représenté à la *figure 249*.



**Figure 249**:Schéma de principe très simplifié d'un convertisseur "4 quadrants" destiné, notamment, à alimenter des onduleurs de tension asynchrones sous tension continue régulée plus élevée que celle délivrée par un pont de diodes. Le grand intérêt de ce dispositif est aussi d'assurer un prélèvement à la source d'alimentation alternative avec un <u>facteur de puissance proche de 1</u>, tant en traction qu'en freinage par récupération ; le courant ligne est rendu sinusoïdal grâce à une commande MLI des "hacheurs" H. Le circuit L'C' est accordé sur le double de la fréquence du réseau, il "court-circuite" la composante alternative du courant de sortie I<sub>s</sub> qui a une amplitude importante.

On y voit un pont redresseur classique à 4 diodes D, mais un dispositif à extinction forcée H (que l'on peut donc considérer comme un "hacheur") est connecté en anti-parallèle aux bornes de chacune d'elle. On reconnaît là 2 des 3 phases d'un onduleur de tension

triphasé, tel que ceux rencontrés précédemment, cela permettra la réalisation des équipements sous forme relativement modulaire.

Si, en traction, au cours de la conduction de 2 des diodes (D1 et D3, par exemple), on rend brièvement conducteur l'un des hacheurs qui leur sont associés (H1, par exemple, qui sera relayé par H3 à la commande suivante afin de partager la charge entre ces hacheurs élémentaires), <u>le secondaire du</u> 2 transformateur se trouve alors court-circuité sur la self Lf, relativement importante, qui limite ainsi la montée du courant (elle est souvent constituée par la self de fuite du transformateur, lequel est spécialement construit à cet effet) ; Lf emmagasine de l'énergie électromagnétique qui, dès le blocage de H1, sera restituée sous la forme d'une tension qui va venir s'ajouter à la tension du secondaire du transformateur pour charger le condensateur C via D1 et D3.

H fonctionne donc à la manière d'un <u>hacheur</u> <u>élévateur</u> souvent rencontré en freinage par récupération sous courant continu. D'où la possibilité d'obtenir, aux bornes de C, <u>une tension moyenne</u> <u>supérieure à celle que l'on aurait avec les seules</u> <u>diodes D</u> (sur les E 120 : 2800 V, au lieu de 2140 V seulement).

De plus, on conçoit qu'en "modulant" judicieusement la mise en court-circuit sur Lf du secondaire du transformateur on puisse contrôler à la fois et la phase (par rapport à la tension sinusoïdale d'alimentation) et la forme du courant débité par le transformateur. Pour ce faire, on utilise aussi le principe de la commande MLI, mais ici c'est une sinusoïde, image du courant souhaité, qui pilote le découpage et non plus une tension comme sur les onduleurs. Si la fréquence de découpage du courant est suffisamment élevée, celui-ci peut être rendu sinusoïdal (facteur de forme) et il peut être en phase avec la tension ( $\cos \varphi$ ), d'où le facteur de puissance proche de 1 recherché ; pour la E 120 allemande, il serait de 0,9 dès 40 % de la puissance nominale, puis 0,98 et même 0,99, au-delà de 50 %.

<u>En freinage par récupération</u>, c'est le pont constitué par les hacheurs H qui, fonctionnant en onduleur monophasé, permettra le débit du circuit à courant continu dans le secondaire du transformateur. Le contrôle par découpage MLI permettra au courant d'être, cette fois, en opposition de phase avec la tension du transformateur. Le pont "H" étant connecté tête-bêche sur le redresseur D, il n'est plus nécessaire d'inverser la polarité du circuit à courant continu (comme sur la BB 10003).

Il est bien évident qu'avec une commande MLI appropriée, on peut aussi fonctionner , tant en traction qu'en freinage, avec un déphasage  $\varphi$  du courant en avance ou en retard sur la tension et non plus seulement en phase ou en opposition. On peut ainsi situer tout point de fonctionnement, correspondant à un vecteur de courant I donné, déphasé de  $\varphi$  par rapport à la tension U, dans l'un des 4 quadrants du plan imaginaire P (puissance active) / Q (puissance réactive) ; d'où l'appellation "4 quadrants" donnée à ce type de convertisseur. Ces divers modes de fonctionnement possibles sont représentés à la *figure 250*.

Dans les 2 quadrants inférieurs, la puissance réactive est "selfique", le passage de traction (quadrant de droite) en freinage (quadrant de gauche) inverse bien le sens de la puissance active mais la puissance réactive, elle, ne change pas de sens, elle est toujours fournie par le réseau. Un simple pont mixte travaille seulement dans le quadrant "traction" de droite, tandis qu'un pont complet permet de travailler dans les 2 quadrants inférieurs ; mais, ne contrôlant ni la phase, ni la forme du courant débité par le transformateur, ces ponts classiques ne permettent jamais l'obtention d'un  $\lambda$  proche de 1. Quant au domaine "capacitif" des 2 quadrants supérieurs, il ne peut être atteint que par le convertisseur "4 quadrants" ; un engin moteur équipé d'un tel convertisseur peut donc produire, le cas échéant, de la puissance réactive "capacitive".



Figure 250 : Représentation des différentes possibilités de fonctionnement d'un convertisseur dit "4 quadrants". La phase du courant I, débité ou absorbé par le secondaire du transformateur (dont la tension U est prise en référence), ainsi que sa forme, peuvent être contrôlées par un découpage de type MLI. On cherche surtout à fonctionner à l'image des points al ou bl pour lesquels le facteur de puissance est de 1. ( extrait et adapté d'un document interne SNCF - Direction du Matériel )

En fait, <u>le convertisseur "4 quadrants" est surtout</u> <u>utilisé dans le but d'obtenir un facteur de puissance</u> <u>proche de 1</u> qui, en plus d'être avantageux sur le plan des pertes en ligne, présente aussi le moindre effet perturbateur vis à vis des circuits de signalisation et des lignes de télécommunications proches de la voie, puisque le courant circulant dans la caténaire est rendu pratiquement sinusoïdal. C'est ce que recherchaient les Chemins de Fer allemands qui, utilisant une tension de 15 kV-16,66 Hz qu'ils doivent produire eux-mêmes, sont plus exigeants de ce point de vue que la SNCF dont les caténaires 25 kV-50 Hz sont alimentées par le puissant réseau national et qui, à puissance égale, voient passer des intensités plus faibles.

Cependant, un petit inconvénient apparaît au travers de l'expression du courant de sortie  $I_S$ :

Si l'on considère qu'avec un  $\lambda$  de 1, la puissance délivrée du côté continu est égale (aux pertes près) à la puissance instantanée fournie par le réseau, on peut obtenir la relation :

$$\mathrm{Is} = \frac{\mathrm{UR}\,\mathrm{IR}}{2\,\mathrm{UC}} (1 - \cos\omega t\,)$$

(où  $U_R$  et  $I_R$  sont les amplitudes des tension et courant alternatifs et  $U_C$  la tension continue de sortie) ; relation que l'on peut aussi écrire :  $I_S = I_O - I_O \cos 2\omega t$ .

On voit alors que le courant de sortie Is est la somme d'une composante continue  $I_0$  et d'une composante alternative, de même amplitude (donc très importante) et de fréquence double de la fréquence F du réseau.

Puisque l'on désire une tension  $U_C$  aussi continue que possible, il faudra obligatoirement empêcher cette composante alternative de circuler dans le condensateur et donc la dériver dans un circuit L'C' accordé à 2F.

Dans ces conditions, la composante alternative circule en circuit fermé dans L'C' et la self de fuite Lf du transformateur, laquelle présente une résistance assez importante (une forte self de fuite implique un nombre de spires des bobinages plus élevé que pour un transformateur de traction classique) ; d'où des pertes supplémentaires qui entachent un peu les avantages du convertisseur "4 quadrants". On démontre aussi très facilement que I<sub>S</sub> eff = 1,225 I<sub>O</sub> (alors que dans le cas d'un redresseur classique, débitant avec un taux d'ondulation de 30 %, on a environ : I<sub>S eff</sub> = 1,0225 I<sub>O</sub> ; l'ondulation à 2F multiplie donc par 1,5 les pertes dans l'ensemble transformateur-filtre.

A la SNCF, les convertisseurs "4 quadrants" n'ont, comme les onduleurs de tension asynchrones, commencé à apparaître qu'avec les GTO ; GEC Alsthom (usine de Villeurbanne) a toutefois expérimenté en plateforme ce type de schéma, au début de 1990, sous l'appellation "PMCF" (pour "pont mixte à commutation forcée"), la fréquence maximale de découpage MLI du courant était de 450 Hz ; le fonctionnement en "capacitif", dans les 2 quadrants supérieurs n'était pas recherché.

### D - Le thyristor "GTO" à blocage par la gâchette

Nous en avons maintenant terminé avec les thyristors dits conventionnels. On peut dire et nous avons pu le constater tout au long des articles précédents (voir *La Revue 3EI* à partir du n°28, p.65), que ce furent de merveilleux composants pour la traction électrique.

Mais, nous avons vu aussi que leur utilisation en commutation forcée à la fréquence relativement élevée (qq. centaines de Hz), en usage dans les divers convertisseurs utilisant le mode de découpage dit "MLI", les onduleurs asynchrones en particulier, a montré les limites de leur emploi dans des conditions acceptables, tant des points de vue de la complexité des circuits d'extinction et du <u>nombre des cellules</u>, donc fiabilité et coûts de réalisation, que rendement énergétique (pertes dans les circuits nécessaires à la commutation forcée, élevées et difficiles à évacuer).

Un composant plus simple à bloquer et pouvant fonctionner aux fréquences requises dans de bonnes conditions, était donc très attendu ; encore fallait-il qu'il puisse supporter une tension directe de quelques milliers de volts et couper un courant de quelques milliers d'ampères afin d'éviter les fréquentes mises en série et en parallèle de cellules. Ce composant sera donc le "GTO".

# D.1 - Le composant, sa genèse, sa technologie, son fonctionnement

Le terme "GTO", pour "Gate Turn Off", universellement utilisé pour désigner ce semiconducteur, est donc une abréviation ou un sigle qui résume à lui seul tout l'avantage, tant attendu, de ce nouveau composant du début des années 1980.

En fait, sa terminologie complète et exacte est "thyristor à effet GTO" car, comme nous allons le voir, il s'agit bien d'un thyristor mais dont la structure a été adaptée pour permettre son blocage au moyen d'une brève impulsion de courant négative envoyée dans sa gâchette et non plus par annulation du courant principal anode-cathode.

C'est bien un thyristor car il en a la structure à 4 couches, dopées à peu près de la même façon et dans le même ordre, pour constituer 3 jonctions et il possède les mêmes 3 électrodes (anode et cathode pour la puissance et gâchette pour la commande). A titre de rappel, la structure du thyristor de base et son équivalent fonctionnel simplifié (2 transistors imbriqués) sont représentés à la *figure 251*.





### Chronologie de l'évolution des GTO

On pourrait presque dire que le GTO, lorsqu'il est apparu au grand jour en Europe, dans les circuits de traction, avait déjà eu une vie antérieure mais qui était restée discrète. En effet, la naissance du principe "GTO" est presque contemporaine au développement du thyristor classique puisque les premières études américaines dateraient des années 1960. L'idée de bloquer le transistor qui avait lui-même servi , lors de l'amorçage, à déclencher l'extension de la conduction à l'ensemble du composant, était pratiquement dans l'air depuis le début.

Les premiers GTO de puissance intéressante sont apparus au Japon vers la fin des années 1970 (600 V-600 A, et 1300 V-600 A). En 1980, les fabricants japonais (Mitsubishi, Hitachi et Toshiba) sortiront une version 2500 V-1000 A qui pourra être utilisée sur des équipements de petite traction. Le calibre 4500 V-3000 A sera atteint, toujours au Japon, en 1983.

Il s'agissait là des composants qu'attendaient les constructeurs pour faciliter la réalisation des divers convertisseurs à découpage MLI propres à la grande traction ; une compagnie japonaise a, en effet, mis en service en 1984 des automotrices équipées d'onduleurs utilisant ces GTO et alimentés par une caténaire à 1500 V=.

Précisons, dès maintenant et avant d'entrer dans des descriptions plus détaillées, que la définition en courant d'un GTO, communément utilisée, est celle du courant maximal qu'il peut couper (on dit aussi : courant commutable) et non, comme en général pour un thyristor classique, celle du courant moyen qui peut le traverser à l'état passant ; celui-ci est de l'ordre du 1/3 du courant commutable et il est, bien sûr, très dépendant du refroidissement de la cellule. Quant à la tension, il s'agit de la tension maximale anode-cathode, susceptible d'être atteinte transitoirement au cours d'un blocage ; la tension statique que le GTO peut supporter en permanence à l'état bloqué et sans altérer sa fiabilité est nécessairement plus faible. On peut aussi dire que les GTO, contrairement aux thyristors classiques et de par leur conception, ne peuvent tenir aucune tension inverse ; ils sont dits "asymétriques". Cela n'a pas d'incidence pour la plupart des applications car la présence d'une diode connectée en anti-parallèle est le plus souvent requise ou ne présente pas d'inconvénient pour le fonctionnement ; dans le cas contraire, l'adjonction d'une diode en série peut être une solution.

Les GTO de la classe 2500 V conviennent aux équipements de traction urbaine alimentés en 750 V= (900 V max) ou aux convertisseurs auxiliaires, tandis que ceux de la classe 4500 V sont utilisés en grande traction, hacheurs 1500 V= (1800 V max), onduleurs ; pour les hacheurs fonctionnant directement sous caténaire 3000 V=, 2 GTO en série sont nécessaires, ce qui demandera quelques précautions.

En France, la production des semi-conducteurs de puissance était, dans les années 1980, encore assurée par plusieurs fabricants (cités occasionnellement au cours des articles précédents), ils fournissaient les diodes et thyristors dont avaient besoin les constructeurs d'équipements de traction mais aussi l'industrie, les technologies utilisées étaient, le plus souvent, d'origine américaine (Westinghouse et General-Electric, notamment) et, jusqu'à l'arrivée des GTO précisément, l'on ne rencontrait pratiquement pas de produits japonais sur nos matériels.

Il semble que les seuls GTO développés et fabriqués en France l'aient été par RTC et SGS-Thomson. Mais, la puissance des modèles qu'ils proposaient n'était pas suffisante pour permettre leur emploi en traction ; ils étaient plutôt destinés aux convertisseurs industriels (variateurs de vitesse, par exemple). De plus, ces GTO de petits et moyens étaient directement calibres concurrencés techniquement par les transistors bipolaires de puissance, les modules de type "Darlington" entre autres, de montage très facile (voir, par exemple, les onduleurs asynchrones auxiliaires de 30 kVA qui équipent les locomotives BB 26000 de la SNCF et les rames TGV Transmanche) ; cela n'a sans doute pas favorisé la rentabilité de la production française de GTO qui a donc été abandonnée.

En 1988, l'activité semi-conducteurs de puissance de SGS-Thomson a été reprise par la société britannique Marconi (MEDL) qui avait d'ailleurs réalisé, au début de 1986, le premier GTO européen d'un calibre "grande traction" (4500 V-2500 A).

Les cellules de 4500 V-3000 A, constituées d'une pastille de 75 mm de diamètre, ont ensuite été produites par les autres fabricants européens (ABB, successeur de BBC, en 1989 et Siemens en 1990). En 1995, des GTO 4500 V-4000 A, réalisés avec des pastilles de 85 mm, étaient disponibles au Japon.

On avait donc atteint des calibres importants, dépassant largement les possibilités des thyristors conventionnels couramment employés antérieurement en traction ; si des thyristors lents pouvaient aller jusqu'à 6 kV, les modèles rapides ne dépassaient guère les 2 kV, sous peine de chute de tension directe prohibitive. Les onduleurs de tension asynchrones et convertisseurs "4 quadrants", ou "PMCF", des divers matériels moteurs allaient pouvoir n'utiliser qu'un seul GTO par bras (2 en série, comme déjà évoqué, pour les hacheurs de traction devant fonctionner sous 3 kV=).

Dès lors, le GTO étant devenu un élément presque incontournable dans le domaine des équipements de traction ferroviaire, les constructeurs français avaient un certain besoin d'assistance spécifique pour tirer le meilleur parti de ce nouveau composant et avoir connaissance des exigences à respecter pour qu'il fonctionne avec le maximum de fiabilité.

C'est dans le but de leur apporter ce soutien que l'INRETS (Institut National pour la Recherche et l'Etude dans les Transports et leur Sécurité) a créé, dès 1983, au sein de son LTN (Laboratoire des Techniques Nouvelles) installé à Arcueil, un "laboratoire GTO" dédié à la caractérisation et à l'expertise des défaillances spécifiques à ce composant.

Lorsque, à partir de 1988 et malgré la qualification de "composant stratégique" souvent affichée, plus aucun semi-conducteur de puissance de

type traction n'a été fabriqué en France, l'INRETS a aussi permis aux constructeurs français de "s'y retrouver" dans les diverses caractéristiques (et performances annoncées) des produits japonais et européens mis sur le marché.

Seules restait donc en France une capacité d'établissement de caractéristiques codifiées, d'expertise comparative et de diagnostic des défaillances, ainsi qu' une veille technologique, assurées par un organisme public indépendant.



des GTO. Il permet la mesure et l'enregistrement des grandeurs électriques lors des séquences d'amorçage et de blocage répétitives ainsi que le calcul des pertes correspondantes. Le rôle du circuit "snubber" sera vu plus loin.

(schéma d'origine INRETS - RGE n°5/92, mai 1992)

Le LTN a établi une méthode de tests, mise en œuvre sur un montage de type hacheur à charge inductive, qui recrée les contraintes, électriques et thermiques, typiques des GTO (son schéma de principe est représenté à la figure 252). Il permet la mesure des grandeurs électriques et thermiques, ainsi que le calcul des pertes de commutation, de tout GTO de calibre donné dans des conditions rigoureusement identiques. L'enregistrement de toutes les commutations rend possible, en cas de défaillance, la détermination des causes de l'avarie par l'analyse ultérieure du composant et des circonstances de l'incident. Les utilisateurs demandeurs (voir même le fabricant s'il le souhaite) peuvent ainsi être informés d'un défaut de conception, de fabrication ou d'un point faible affectant le composant testé.

Les travaux des spécialistes de l'INRETS sur les GTO et leurs applications en traction ferroviaire, très appréciés dans les milieux concernés, constructeurs et utilisateurs (SNCF et RATP en particulier), font autorité en la matière. Ils ont fait l'objet de publications très riches en informations et enseignements ; les indications contenues dans le présent article en sont issues en grande partie, ainsi que de documents d'origine SGS-Thomson et RTC (voir la rubrique "biblographie", en fin d'article).

### La structure du GTO

Partant d'une structure en 4 couches, telle celle du thyristor conventionnel de la *figure 251*, les concepteurs du GTO l'ont a fait évoluer selon celle de la *figure 253*.

A titre indicatif, le diamètre du disque de silicium de base (la couche N centrale, faiblement dopée), qui définit le calibre en courant de la cellule, est de 60 mm pour 2000 A, 75 mm pour 3000 A (comme déjà indiqué plus haut et pour la plupart des GTO utilisés en grande traction) et 85 mm pour 4000 A. Quant à son épaisseur, qui détermine la tension anode-cathode maximum pouvant être supportée, elle est de 450 µm pour 2500 V et au moins de 800 µm pour 4500 V.



*Figure 253* Vue en coupe de la <u>structure typique d'un GTO</u>. (extrait d'un article d'origine SGS-Thomson)

Les diffusions P qui déterminent, de part et d'autre, les couches d'anode et de gâchette ont une profondeur de quelques dizaines de  $\mu$ m ; puis, en surface de la couche de gâchette, est diffusée une couche N, très dopée, d'une épaisseur d'environ 15  $\mu$ m qui constitue la cathode. Les couches N et P extérieures sont, par analogie avec la structure équivalente à 2 transistors (*figure 251, à droite*), les émetteurs de cathode et d'anode, tandis que les couches P et N internes en sont les bases.

On obtient le blocage du GTO en commençant par celui de la jonction gâchette cathode obtenu en la polarisant négativement (tension de l'ordre de -15 ou -20 V, pour un gros GTO) ; il s'ensuit une extraction des charges, que l'on peut considérer comme une dérivation par la gâchette d'une partie du courant principal d'anode. Le blocage de la jonction gâchette-cathode entraîne celui, très rapide, de la jonction centrale gâchette-couche N épaisse ; le courant d'anode chute brutalement tandis que la montée corrélative de la tension anode-cathode est tout aussi brutale.

Afin d'obtenir une répartition homogène des lignes de courant vers la cathode (absence d'échauffement localisé) et une bonne efficacité de l'action de la gâchette tant à l'extinction qu'à l'amorçage (où, comme pour le thyristor classique, l'on recherche un bonne performance en di/dt), les zones de gâchette et de cathode doivent être très "inter-digitées". Pour ce faire, on réalise par photolithographie un masque permettant une gravure chimique de la cathode qui est creusée très localement jusqu'à la couche P de gâchette. Cela aboutit à la création d'une <u>multitude de cathodes élémentaires</u>, dites îlots ou doigts de cathode, qui émergent de la zone de gâchette (de 1000 à 2000 pour les GTO de fort calibre, répartis selon un dessin propre à chaque fabricant). Après métallisation par de l'aluminium des zones respectives (entre 10 et 20  $\mu$ m d'épaisseur), le niveau de l'ensemble des cathodes élémentaires dépasse d'une dizaine de  $\mu$ m celui des zones de gâchette.

La collecte de tous les courants de cathode élémentaires est assurée par un disque de molybdène pressé sur l'ensemble des surfaces des doigts, lesquels doivent donc être rigoureusement de même hauteur ; la fragilité des îlots de cathodes limitent la force de compression appliquée au boîtier à environ 30 kN, pour une pastille de 75 mm (à comparer aux 20 kN pour un thyristor classique à pastille de 30 mm seulement).

Quant à la connexion de gâchette, constituée par les zones en creux, elle peut être assurée de différentes manières, selon le dessin de la gravure des îlots de cathode, soit par un dispositif à ressort central (comme pour les thyristors classiques), soit de façon annulaire entre 2 couronnes (plus ou moins centrales) de doigts de cathode ou même en périphérie de la pastille. Pour les GTO de fort diamètre, l'accès des signaux de commande aux zones de gâchette correspondant aux doigts de cathode les plus éloignés ne devant pas être pénalisé, 2 de ces dispositifs de connexion peuvent être associés.

Du côté de l'anode, couche P inférieure, on observe la présence de petites zones dopées N<sup>+</sup>, il s'agit des "courts-circuits" d'anode destinés à favoriser le blocage du transistor équivalent, dont la base est la couche épaisse N intérieure, lors de l'extraction par la gâchette d'une partie des charges contenues dans cette couche, (les spécialistes utilisent le terme : "contrôle de la durée de vie des charges mobiles") ; cette technique, est complémentaire du dopage à l'or ou, plus récemment, de l'irradiation (le dopage à l'or augmentait trop la chute de tension directe à l'état passant) utilisés pour les thyristors conventionnels dits "rapides" dont la technologie a été, en quelque sorte, pré-cursive de celle des GTO. Malheureusement, les "courts-circuits" d'anode nuisent à la tenue en tension inverse de la jonction N-P inférieure, ce qui explique, comme déjà indiqué, que le GTO ne peut supporter de tension anode-cathode inverse.

Les descriptions ci-dessus, relatives à la conception et à la technologie interne du GTO, peuvent être illustrées par les *figures 254* et *255*.

Le dessin en coupe de la structure typique d'un GTO montre le détail d'un îlot de cathode élémentaire ; les zones métallisées de gâchette sont revêtues d'un matériau isolant (polyimide). Quant à la photographie de la *figure 255*, elle représente l'un des GTO de calibre 4500 V-3000 A, à pastille de 75 mm, monté sur les hacheurs et onduleurs de matériels SNCF ; on y remarque le très grand nombre de doigts de cathode,

répartis selon 7 couronnes concentriques, ainsi que la connexion de gâchette qui associe, en parallèle, un dispositif central (à piston et ressort) et de nombreux "repiquages" sur une zone annulaire périphérique.



**Figure 254** Dessin en coupe d'un <u>îlot de cathode</u> <u>élémentaire</u>. On remarquera les "courts-circuits" d'anode diffusés dans la couche P + inférieure d'anode (zones N +). (dessin d'origine INRETS - RGE n° 5/92, mai 1992)



**Figure 255** Vue d'un <u>GTO de 4500 V-3000 A</u>, à pastille de 75 mm, dans son boîtier "press pack" ouvert côté cathode. La fragmentation de la cathode en de très nombreux "îlots" élémentaires ( ici répartis selon 7 couronnes concentriques ) est caractéristique des GTO.

(photographie SNCF - Direction du Matériel)

Il est évident et les observations de l'INRETS l'on, à l'époque, bien confirmé, que le comportement en service et la fiabilité dans le temps des GTO, repose essentiellement sur la parfaite maîtrise des processus de fabrication. Le contrôle total des multiples et complexes diffusions, la précision des masques nécessaires à la création des très nombreux îlots de cathode, l'égalité des épaisseurs de métallisation sur l'ensemble des surfaces élémentaires ainsi que la réalisation des biseaux en périphérie de la pastille, au contour de forme particulière et revêtus d'une couche isolante (dite de "passivation"), nécessaire à la tenue en tension directe anode-cathode à l'état bloqué, ne peuvent être obtenus que par des moyens de production très particuliers, dont seuls peu de fabricants disposent.

D'autre part, en ce qui concerne la conception et la maintenance des sous-ensembles utilisant des GTO, on devra tenir compte de la nécessité de répartir uniformément la pression sur tous les îlots de cathode, quelle que soit leur position sur la pastille ; cela est particulièrement important pour les GTO de fort calibre (boîtiers d'un diamètre de 10 cm environ) utilisés en traction où, dans certains cas d'utilisation (matériels urbains ou de banlieue, notamment) les nombreux cycles traction-freinage créent des contraintes thermiques alternées très éprouvantes pour le composant.

### Comportement à l'amorçage et au blocage

A l'amorçage, le GTO peut être assez facilement comparé au thyristor conventionnel qui lui a donné naissance mais nous avons vu qu'il ne pouvait, comme eux et les diodes, supporter de tension inverse appréciable (présence des petites zones N<sup>+</sup> diffusées au sein de la couche P<sup>+</sup> d'anode). Sa grande originalité et il a été créé pour cela, réside donc dans sa caractéristique de blocage ; voyons les particularités de son comportement électrique dans les 2 cas.

### Caractéristique d'amorçage :

L'amélioration des performances à l'amorçage des thyristors, leur capacité en di/dt en particulier, était déjà obtenue par des dessins de gâchette donnant une certaine inter-digitation avec la cathode (gâchette dite "en ancre" ou en spirale) mais aussi en créant une fonction amplificatrice au moyen d'une gâchette auxiliaire (des possibilités en di/dt de 400 A/µs, et même jusqu'à 800 A/µs, pouvaient ainsi être obtenues).

Pour le GTO, la multitude des cathodes élémentaires constitue bien une très grande interdigitation gâchette-cathode, nous avons vu qu'elle est indispensable pour répartir les lignes de courant lors de l'extraction des charges au blocage, elle aura donc aussi un effet bénéfique vis à vis des possibilités en di/dt à l'amorçage ; cependant, cette structure ne permet pas l'adjonction d'une gâchette amplificatrice.

La nécessité d'atteindre quasi simultanément tous les doigts de cathode impose une impulsion d'amorçage de forte valeur crête ( $I_{FGM}$ ) et à front de montée très important (crête de 60 A, avec un di/dt > 20 A/µs, pour les gros GTO), surtout si les circuits extérieurs permettent au courant d'anode de s'établir rapidement.

Une impulsion d'amorçage répondant à ces critères est illustrée par l'oscillogramme de la *figure 256*.

Il est aussi nécessaire de prolonger le courant de gâchette à une valeur  $I_{GON}$  de qq. A (au moins égale au courant  $I_{GT}$ , fixé par le fabricant), tant que doit durer la

conduction. Ceci afin de se prémunir contre des amorçages partiels (donc ne concernant pas toutes les cathodes élémentaires) si le courant principal ne s'établit que lentement, mais aussi de désamorçage de certains îlots (voir de l'ensemble) en cas de risque de fluctuation du courant de charge car, comme les thyristors classiques, le GTO présente un courant minimum, dit d'accrochage ; ce courant I<sub>GON</sub> a aussi l'effet avantageux de réduire légèrement la chute de tension directe en conduction.

Mais, ces caractéristiques de l'impulsion d'amorçage requises pour le GTO n'étaient-elles pas déjà préconisées, moins impérativement certes, pour les thyristors prédécesseurs ?



Figure 256 <u>Caractéristiques de l'impulsion d'amorçage</u> préconisées par le fabricant d'un GTO (SGS-Thomson). Elles déterminent ses possibilités en di / d t et garantissent la mise en conduction uniforme de toutes les cathodes élémentaires et leur maintien dans cet état quelles que soient les fluctuations du courant anode-cathode. La durée tp de la pointe de courant doit être  $\geq$  à la somme des temps de retard td et de mise en conduction tr ( la tension directe VD chutant de 90 à 10 %).

(extrait d'un article d'origine SGS-Thomson, septembre 1986)

Si donc, les possibilités en di/dt du GTO sont tributaires des caractéristiques du signal de gâchette lors des amorçages, les pertes correspondantes, dites pertes "ON", sont, elles en retour, dépendantes du di/dt réellement pratiqué (ainsi que de la tension anodecathode commutée d'ailleurs). Il sera donc assez vain de vouloir augmenter les possibilités en di/dt, dans le but de réduire, ou même supprimer, les inductances de commutation (souvent saturables) si c'est pour augmenter les perte "ON" ; leur évaluation est, bien entendu, d'autant plus nécessaire et à prendre en considération que l'on fonctionne à des fréquences élevées.

Cette évaluation a, par exemple, été faite par calcul à partir des mesures électriques effectuées sur le montage de caractérisation utilisé par l'INRETS (*figure 252*). Les tracés de la *figure 257*, représentant l'établissement d'un courant d'environ 800 A, avec un di/dt de 360 A/µs et sous une tension de 1500 V ; les pertes "ON", calculées au cours de cette mise en conduction, sont de 425 mJ.

On signalera aussi la nécessité pour le GTO, lorsqu'il vient d'être mis en conduction, de rester en cet état un minimum de temps avant de commander son blocage (temps appelé "t<sub>on</sub> min", qui peut atteindre  $100 \ \mu s$ ); en effet, la coupure du courant maximum commutable ( $I_{TCM}$ ) ne peut se faire dans de bonnes conditions que si tous les îlots de cathode ont été préalablement mis en conduction uniforme.



### Caractéristique de blocage :

Contrairement au thyristor classique qui, pour son extinction, exige que l'on annule le courant qui le traverse et surtout que l'on ne lui applique plus aucune tension directe pendant, au moins, son impératif temps de désamorçage par commutation du circuit "tq" (une certaine polarisation inverse est même le plus souvent appliquée), <u>le GTO se bloque en interne</u> et c'est la jonction constituée par la couche N centrale et la couche P d'anode qui supporte très rapidement toute la tension.

Il n'y a donc plus besoin de circuit extérieur, en général oscillant et mis en action au moyen de thyristors auxiliaires (fonctions d'inversion et d'extinction), dont la période complète était largement supérieure au double du "tq" (d'où la nécessité des thyristors rapides, au tq réduit, dès que l'on voulait fonctionner en commutation forcée). Le GTO se suffit à lui-même de ce point de vue, mais, comme nous allons le voir, les choses ne sont pas aussi idylliques que l'on aurait pu l'imaginer.

Certes, le blocage commençant bien par celui de l'un des 2 transistors équivalents, il y a bien gain en courant  $I_G / I_T$  (et aussi de tension puisque la tension négative à appliquer sur la gâchette est d'un tout autre ordre de grandeur que celle de l'oscillation du circuit d'extinction des équipements à thyristors conventionnels), mais ce gain en courant ne dépasse pas 5 ou 6 ; d'où la nécessité de circuits de commande très "musclés", d'autant plus que les temps de montée des impulsions de blocage doivent aussi être très brefs (comme à l'amorçage mais avec une valeur crête bien supérieure).

De plus, la remontée de la tension directe au cours du blocage va, nous allons le voir, devoir être maîtrisée par un circuit d'aide à la commutation extérieur relativement conséquent et assez délicat à réaliser (réduction des inductances parasites en particulier) dont L'impulsion négative de courant de gâchette, qui résulte de sa polarisation sous -15 ou -20 V, n'a pas un effet immédiat sur le courant principal d'anode. L'extraction des charges stockées qui provoque le blocage de la jonction gâchette-cathode demande un temps "ts" ("storage time") pour que ce premier blocage entraîne celui de la jonction gâchette-couche N centrale qui fera chuter le courant principal d'anode  $I_T$ .

Celui-ci tombe aux environs du 1/10 de sa valeur à l'état passant en l'espace de qq.  $\mu$ s (le (di/dt)<sub>off</sub> est de l'ordre de 1000 à 2000 A/ $\mu$ s pour les GTO de traction) ce qui, bien sûr, s'accompagne de la montée de la tension anode-cathode correspondante. Il va sans dire qu'une telle rapidité de remontée de la tension, génératrice, notamment, de courants capacitifs dans les jonctions susceptibles de compromettre leur blocage, ne peut être admise et <u>l'on va devoir impérativement</u> <u>contrôler le dv/dt anode-cathode</u>.

Le seul moyen d'y parvenir est un circuit extérieur de protection, dit "snubber", tel que représenté sur le schéma de la *figure 252*, dont la pièce maîtresse est le condensateur CS.

Regardons ce qui se passe sur ce schéma, typique d'un hacheur classique à charge inductive, en s'aidant des oscillogrammes de la *figure 258* (également réalisés par l'INRETS sur un GTO de 4500 V-3000 A).



un GTO de type traction ( 4500 V-3000 A ) ; l'échelle des temps est de 10 μs / cm. ( oscillogramme d'origine INRETS - RGE n° 5/92, mai 1992 )

Au moment de la chute brutale du courant  $I_T$ , survenue 20µs environ après le début de la montée de l'impulsion de blocage  $I_G$  (temps "ts"), le courant dans la charge inductive, ne pouvant décroître que très lentement, n'a pu qu'être dérivé dans CS et seules les inductances parasites dues aux connexions et internes à CS et à DS ont pu s'y opposer, elles l'ont fait en générant une surtension (dite de pointe ou "spike") qui, pour le GTO considéré, ne doit pas dépasser 500 V ; cela impose des connexions très courtes, dont l'inductance ne dépasse pas 2 ou 3 µH et des composants CS et DS de technologie adaptée.
On observe alors que le courant  $I_T$  ne s'est pas totalement annulé mais subsiste, aux alentours de 200 ou 300 A, durant 7 ou 8 µs (puis à une valeur bien moindre pendant les 10 ou 15µs suivantes) ; il s'agit du courant correspondant à l'élimination des charges résiduelles, appelé courant de queue ("I tail") ou de traînée. C'est ce courant qui, accompagnant la croissance de la tension directe  $V_T$ , est générateur d'une bonne partie des pertes "OFF" ( $W_{off}$ ) ; la limitation du dv/dt est donc aussi nécessaire pour réduire la puissance instantanée dissipée au niveau des point faibles de la structure (les îlots de cathode).

Si l'on se donne un dv/dt maximum admissible  $(dv/dt)_{off}$ , la valeur du condensateur CS est facilement et très simplement déterminée en admettant que, pendant la remontée de la tension, c'est pratiquement la totalité du courant de charge à couper ( $I_{TCM}$ ) qui est dérivée dans le condensateur. La relation qui lie ces éléments peut alors s'écrire :

 $(dv/dt)_{off} = I_{TCM} / CS (en V/\mu s, A et \mu F)$ 

A titre d'exemple, les GTO "traction" de 4500 V-3000 A utilisent généralement un condensateur CS de 6  $\mu$ F qui limite donc le dv/dt à 500 V/ $\mu$ s.

Les évolutions de la tension VT, après annulation complète du courant d'anode du GTO, sont ensuite tributaires du comportement des éléments du schéma principal (mise en conduction de la diode de roue libre aux bornes de la charge, self de commutation, inductances et résistances de câblage, ainsi que caractéristiques au blocage de la diode DSS). Toutes les dispositions doivent être prises afin que la tension directe transitoire appliquée au GTO (qui atteint 3400 V dans le cas de la *figure 258*) ne dépasse pas son calibre en tension ; le circuit écrêteur de la *figure 252*, qui intervient au delà de la tension d'alimentation, est là à cet effet.

On dira aussi que <u>l'énergie emmagasinée dans CS</u> au cours de chaque phase de blocage <u>doit être</u> <u>totalement dissipée dans la résistance RS</u> durant le temps de conduction qui suivra (DS est alors bloquée), le temps  $t_{on}$  min devant parfois être pris en considération.

Si, pour chaque séquence de blocage du GTO, l'on additionne les pertes "OFF" (4,5 Joules dans le cas de la *figure258*, soit de l'ordre de 10 fois les pertes "ON") et l'énergie emmagasinée dans CS, on obtient, en cas de fonctionnement à des fréquences élevées, <u>une puissance totale à évacuer pouvant être importante</u>. Il s'agit, bien évidemment, du principal point faible du composant.

Comme pour l'état passant et pour les mêmes raisons (uniformisation et stabilisation de l'état pris par tous les îlots de cathode), le GTO réclame un temps de blocage minimum " $t_{off}$  min" spécifié par le fabricant (de l'ordre de 120 µs).

#### Les circuits de commande de gâchette :

Nous venons de voir un peu plus haut quelles devaient être les caractéristiques de l'impulsion d'amorçage ; les circuits nécessaires pour l'obtenir sont donc issus de ceux utilisés traditionnellement pour les thyristors mais les calibres en courant des GTO de traction, à pastille de 75 mm, demandent tout de même des valeurs crêtes nettement supérieures.

Par contre, l'impulsion négative de blocage doit être d'une toute autre envergure puisque, le gain en courant n'étant que de 5 ou 6 au maximum, un GTO devant couper 3000 A nécessitera une crête négative de son courant de gâchette d'environ 600 A devra être atteinte en moins de 20  $\mu$ s (di/dt de 30 à 40 A/ $\mu$ s).

Les allures des courant et tension de gâchette correspondant à cette impulsion sont représentées à la *figure 259* ; elle est située dans le temps par rapport aux courant et tension anode-cathode  $I_T$ ,  $V_T$ .



La zone hachurée représente les charges  $Q_{GQT}$  extraites par la gâchette au cours du processus de blocage, ce n'est qu'à l'issue du temps ts, correspondant à peu près à la crête  $I_{RGM}$  du courant, que le GTO commence à basculer très rapidement à l'état bloqué.

Quant à la tension  $V_G$ , elle évolue avec un certain retard par rapport au courant ; la tension  $V_{RGM}$ correspond à la tension d'avalanche de la jonction gâchette-cathode, de l'ordre de 20 à 25 V, qui doit être maintenue lors de la remontée de la tension  $V_T$ . Ensuite, le courant de queue disparaissant et le processus de blocage étant donc pratiquement terminé, la tension  $V_G$  négative est ramenée à une valeur  $V_{RGK}$ , inférieure (afin de ne pas surcharger la jonction de gâchette).

Une certaine tension négative de gâchette, maintenue pendant tout le temps de blocage du GTO, renforce par ailleurs la tenue en tension directe du GTO (dite de blocage statique) car elle compense d'une certaine façon la tendance à une polarisation positive de la jonction gâchette-cathode apportée par le courant de fuite anode-cathode, laquelle étant susceptible de provoquer le réamorçage de certains îlots de cathode. Des signaux de gâchette tels que ceux décrits cidessus, pour l'amorçage et encore plus pour le blocage, ne pourront être obtenus dans de bonnes conditions et en toute fiabilité, qu'avec des circuits "bas niveau" spécifiquement conçus.



**Figure 260** Schéma de principe fonctionnel du <u>circuit</u> <u>spécifique "allumeur" de GTO</u> développé par GEC-Alsthom au début des années 1990; il utilise une technologie hybride. L'isolement galvanique de 9,5 kV est assuré par un transformateur pour l'alimentation (sous 60 V - 24 kHz) et par des transmetteurs haute fréquence pour les ordres de commande et la mesure, en retour, de l'état du GTO (mesure de la tension de gâchette durant les phases de conduction).

(document d'origine GEC-Alsthom, usine de Villeurbanne)



**Figure 261** Vue, boîtier ouvert, du <u>circuit "allumeur" GEC-</u> <u>Alsthom fabriqué selon une technologie hybride de</u> <u>puissance</u>.

Ce module est prévu pour être fixé sur un refroidisseur à ailettes de dimensions 306 x 172 x 40 mm, placé dans un flux d'air de 3m / s ou même non ventilé si l'application le permet. (document d'origine GEC-Alsthom, usine de Villeurbanne)

Alors que les "allumeurs" de thyristors conventionnels étaient, le plus souvent, de simples transformateurs d'impulsions (auxquels étaient associés quelques composants passifs périphériques) qui assuraient intrinsèquement l'isolement galvanique, les circuits de commande des GTO seront beaucoup plus complexes et ils demanderont un apport en énergie. Les dispositifs assurant l'isolement galvanique seront souvent des transformateurs, pour l'alimentation et des transmetteurs haute fréquence pour la transmission des ordres de commande et des informations en retour (contrôle de l'état présumé du GTO au travers de sa jonction gâchette-cathode).

Un tel circuit spécifique (toujours appelé "allumeur" d'ailleurs) a été développé par la société GEC-Alsthom, pour équiper les divers matériels de traction, utilisant des GTO, construits par ce constructeur ; il est présenté à titre d'exemple aux *figures 260* et *261*.

Conçu pour la commande des GTO de 4500 V-3000 A, ce circuit est construit selon une technologie hybride de puissance. L'impulsion d'amorçage peut atteindre une valeur crête de 60 A et maintenir un courant de 8 A durant toute la conduction ; quant à l'impulsion de blocage,  $I_{RGM}$  peut être de 800 A et la tension  $V_{RGK}$  de - 6 à -10 V. Cet "allumeur" peut être utilisé sur des équipements à fréquence de découpage allant jusqu'à 600 Hz et demande une puissance d'alimentation maximale de 120 W.

Nous en avons maintenant terminé avec le GTO considéré en tant que composant élémentaire.

Il a permis une importante et indispensable simplification des équipements de traction à découpage "MLI" (onduleurs asynchrones de tension et convertisseurs de la famille des "4 quadrants") qui, en France, ont pu faire leur apparition sur des matériels de série de forte puissance.

Cependant, ses pertes internes de commutation et surtout celles de son indispensable circuit "snubber" ont été un handicap. Handicap toutefois largement contrebalancé par les constatations suivantes : Un seul GTO de 4500 V-3000 A remplace, en général, une file de 3 ou 4 thyristors rapides conventionnels. Le schéma type des onduleurs asynchrones de tension n'emploie que 6 GTO et 6 diodes connectées en anti-parallèle. Un pont "4 quadrants" est réalisé avec 4 GTO et 4 diodes. Un hacheur "1500 V" n'en utilise qu'un seul (2 en série sont toutefois nécessaires en 3000 V).

Il s'agit donc bien d'une simplification indéniable des équipements de traction. Et, fait très important, <u>le</u> <u>pouvoir de commutation du GTO est absolument</u> <u>indépendant de la tension</u>. Les efforts de traction peuvent, dès lors, être pratiquement maintenus en cas de baisse de la tension caténaire ; cet avantage est aussi très appréciable pour les convertisseurs auxiliaires.

#### **Bibliographie** :

- Document interne SNCF Direction du Matériel,
   Département Construction "Le convertisseur 4 quadrants",
   G.Thauvin juin 1980
- Revue "Electronique De Puissance", février 1984 (article d'origine RTC, A.Dolbachian et A.Papoular) et septembre 1986 (article d'origine SGS-Thomson, E.Boudelot)
- Extrait de la "Revue Générale de l'Electricité" n° 5/92 mai 1992, article d'origine INRETS (J.P.Pascal, G.Coquery)
- Revue "Recherche Transports Sécurité" (INRETS) n°48, septembre 1995 (J.Kauv-Skiredj, Z.Khatir, R.Lallemand, G.Coquery)
- Documents divers d'origine GEC-Alsthom (usine de Villeurbanne



# UN SUPPORT pédagogique

## SUPPORT DE COURS

Outil didactique pour les filières préparant à l'enseignement technique

### SUPPORT DOCUMENTAIRE

Trame indispensable à la formation continue des "Hommes de terrain". Les collections des années antérieures sont disponibles sur le Web : http://www.see.asso.fr

# DES DOSSIERS thématiques

### • DÉCEMBRE 2004 (N° 39)

La production décentralisée d'électricité

• MARS 2005 (N° 40)

La production centralisée d'électricité

### JUIN 2005 (N° 41)

Matériaux magnétiques pour convertisseurs d'énergie

### SEPTEMBRE 2005 (N° 42)

Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

## À retourner à la SEE - La Revue 3 E.I - 17 rue Hamelin 75783 Paris cedex 16

Oui, je souhaite m'abonner à La Revue 3 E.I - pour 4 numéros (n° 39 à 42 inclus).

Tarif d'abonnement	1 an (tarif France) (4 numéros)	1 an (tarif à l'étranger) (4 numéros)	PRIX DE VENTE AU NUMÉRO (TARIF FRANCE) :Liste complète des numéros disponibles.pour tout renseignement :SEE/serviceAdhésion, e.mail :adhesion@see.asso.fr(Tél. :01 56 90 37 12 - Fax :01 56 90 37 19)• 1 ex 11 €• 2 ex 22 €• 3 ex 27 €• 4 ex 36 €
Tarif membre SEE Plein tarif (non membre SEE) * Tarif collectif membre SEE Plein tarif collectif (non membres SEE) * Tarif collectif : <i>Bibliothèques, CDI</i> <i>Laboratoires, Entreprises</i>	□ 30 € □ 33 € □ 45 € □ 50 €	<ul> <li>40 €</li> <li>42 €</li> <li>60 €</li> <li>63 €</li> </ul>	
Nom et prénom (ou raison sociale) :         Service/département :         Adresse :         Code postal :         Ville :			
Je règle par : 🗖 chèque à l'ordre de la S	EE/Revue 3 E.I. 🗖 car	te bancaire (visa, Eurocard, /	American Express)

N° carte :

Date de validité :