

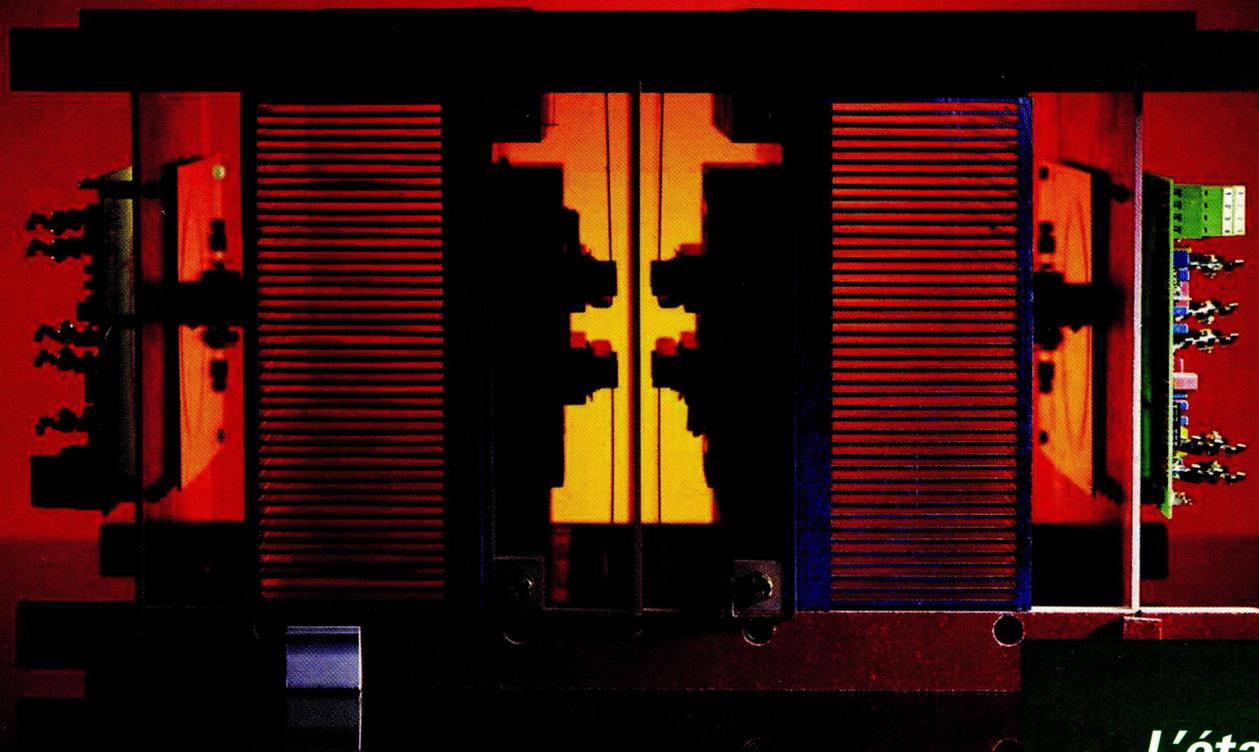
# La Revue **SEE**



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

Cellule à IGBT 4,5 kV (développement ALSTOM Power Conversion)

Crédit photo : ALSTOM



Calais-Marseille : 1067,2 km en moins de 3h30, le 26 mai 2001

**Début de  
notre feuilletton !**

*L'histoire des  
semi-conducteurs  
de puissance en  
Traction Electrique*



Crédit photo : SNCF

**L'état  
de l'art en  
électronique  
de puissance**

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

**ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

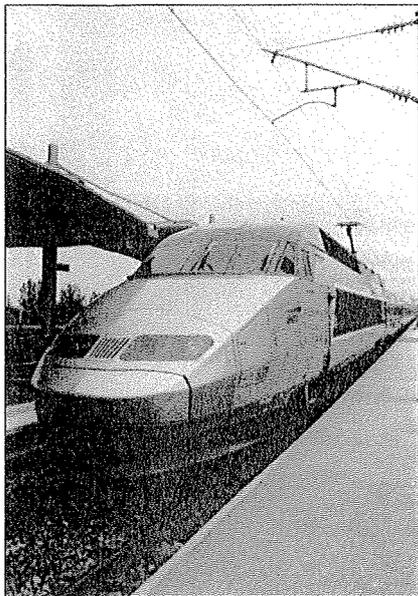


*Société de l'Electricité, de l'Electronique  
et des Technologies de l'Information  
et de la Communication*

**N° 25 - Juin 2001**

# L'histoire des Semi-conducteurs de puissance en Traction Electrique

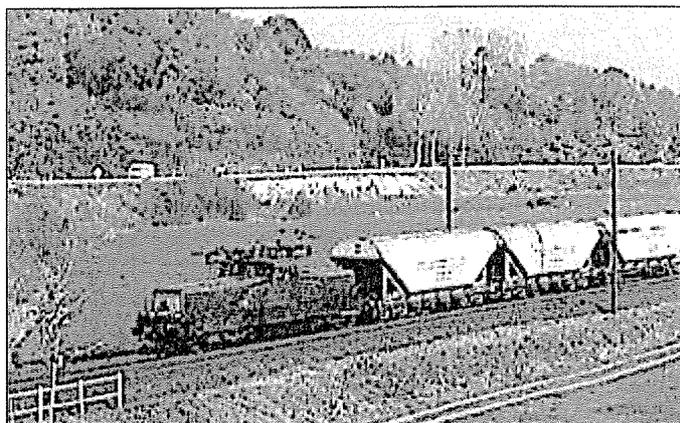
un feuilleton à suivre dans la Revue 3EI



Rame TGV 531, record du monde d'endurance, le 26 mai 2001  
Photo A. Jeunesse

A l'heure où la Méditerranée n'est plus qu'à 3 heures de Paris en empruntant le TGV, à la vitesse de "croisière" de 300 km/h, je pense à Monsieur Louis Armand qui, dans les années qui étaient encore celles de la guerre, lançait l'idée du système de traction électrique à "fréquence industrielle". Le thyristor n'existait pas encore ! Sans doute comptait-il sur le progrès technologique pour inventer "la locomotive à redresseur", puis les machines poly courant et enfin le TGV. Mais la vision qu'il avait n'était pas un assemblage de semi-conducteurs. L'idée essentielle, la conception "politique", était de réunir dans un système les avantages du transport d'énergie à haute tension (donc en alternatif) pour bénéficier d'une grande puissance au pantographe, et les avantages du raccordement, comme en courant continu, au réseau de distribution national (donc la fréquence industrielle 50 Hz).

Les convertisseurs statiques à diodes et à thyristors sont venus un peu plus tard, après les redresseurs à vapeur de mercure. Ils ont transformé toute l'électronique de nos locomotives. Ils ont maintenant fait disparaître l'électromécanique : le collecteur des moteurs à courant continu est devenu "statique". Le réglage de l'effort réalisé cran par cran est maintenant continu et offre une meilleure gestion de l'adhérence. Le moteur asynchrone jadis si difficile à exploiter, trouve maintenant une place de premier plan sur tous les engins de traction modernes, grâce au développement des GTO puis des IGBT et, il ne faut pas l'oublier, de l'électronique de commande capable de mettre en œuvre les algorithmes de pilotage les plus sophistiqués. Enfin, le progrès ne peut être partagé que si la technologie le permet !



Train tracté par une BB 12 000 à Ignitons. Document Photo SNCF



Locfret BB 27 000 (motorisation asynchrone, convertisseurs à IGBT)  
Photo G. Masson

A travers une série d'articles consacrés aux semi-conducteurs de puissance et à leur mise en œuvre au sein des matériels moteurs, **Monsieur Christian LECLERC<sup>1</sup>** va nous raconter à la manière d'un "artisan historien" cette évolution passionnante de l'électronique de puissance des chaînes de traction et de leurs auxiliaires.

**Alain Jeunesse**  
Chef de la Division Electronique  
à la Direction du Matériel et de la Traction,  
15 rue Traversière Paris 12<sup>ème</sup>

<sup>1</sup> **Christian LECLERC**, jeune retraité, occupait le poste d'ingénieur d'études à la Direction du Matériel et de la Traction, où sa carrière fut consacrée à la mise en œuvre de l'électronique de puissance à bord des engins moteurs.



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

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

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

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

<p><b>Edition SEE, 11/17 rue Hamelin</b> 75 783 PARIS CEDEX 16</p> <p><b>Directeur de la publication</b> François AILLERET Président de la SEE</p> <p><b>Rédacteur en Chef</b> François BOUCHER</p> <p><b>Equipe de Rédaction</b> <b>Animateurs :</b> Marie-Michèle LE BIHAN Gérard DELAVIER</p> <p>Gilles FELD Brigitte GRELAUD Jean-Philippe ILARY Pascal LOOS Philippe NEVEU Oviglio SALA Michel THION</p> <p><b>Site WEB (lesite3EI.com)</b> Responsable : Philippe LE BRUN</p> <p>Fabrice BAUDOIN Jean-Pierre TAREL Jean-Philippe ILARY</p> <p><b>Comité de lecture</b> Jean-Pierre CARON Jean FAUCHER (ENSEEIH) François FOREST (Univ. de Montpellier II) Michel LAVABRE (ENS-Cachan) Michel MEUNIER (SUPELEC) Bernard. MULTON (ENS-Cachan, Antenne de Bretagne) Jean-Marie PETER (SEE)</p> <p><b>Abonnement annuel (4 numéros)</b> Année scolaire 2000/2001, tarifs TTC :</p> <p><b>Individuel :</b> France et CEE.....195 F (29.73 €) Pays hors CEE.....260 F (39.64 €)</p> <p><b>Collectivités</b> France et CEE.....250 F (38.11 €) Pays hors CEE.....320 F (48.78 €)</p> <p><b>Réalisation et impression (1000 ex)</b> Repro-Systems 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin</p> <p><b>Routage et Expédition</b> Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand</p> <p><b>Dépôt Légal juin 2001</b> Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;"><b>Sommaire du n°25</b></p> <p><b>Thème : état de l'art en électronique de puissance</b></p> <p>p. 1 Sommaire. p. 2 Editorial ; Information congrès CETSIS-EEA. p. 3 Publications</p> <hr/> <p style="text-align: right;"><b>Thème</b></p> <p>p.4 Les applications industrielles de l'électronique de puissance- Etat de l'art Futur envisageable. Jacques COURAULT, ALSTOM POWER CONVERSION, 91345 MASSY.</p> <p>p.23 Evolution des structures de conversion. Thierry MEYNARD, ENSEEIHT, TOULOUSE, Manfred NAHRSTAEDT, Roland JAKOB, ALSTOM POWER CONVERSION, BERLIN</p> <p>p.38 Redresseurs de très forte puissance ; application aux fours à arc. Frédéric RICHARDEAU, Philippe LADOUX, Cyrille BAS, Yvon CHERON, ENSEEIHT, TOULOUSE Jacques DU PARC, ALSTOM POWER CONVERSION, 91345 MASSY.</p> <hr/> <p style="text-align: right;"><b>Recherche et développement</b></p> <p>p.48 Les gradateurs CEM sans aucun filtre, grâce à la commutation contrôlée. Didier MAGNON, Université François RABELAIS, 37071 TOURS.</p> <p style="text-align: center;"><b>L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire</b></p> <p>p.58 La "pré-histoire" des semi-conducteurs de puissance. [Site 3EI] Christian LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF.</p> <hr/> <p style="text-align: right;"><b>Histoire des sciences</b></p> <p>p.72 Shannon et la naissance de la théorie de l'information. Jean-Claude BOUDENOT, THALES-COMMUNICATIONS.</p> <hr/> <p style="text-align: right;"><b>Pratiques pédagogiques</b></p> <p>p.75 Maquette de T. P. OPTIMAG Des concepts élémentaires d'interactions électromagnétiques à la réduction des ondulations de couple dans la machine synchrone. [Site 3EI] Valérie MONTURET, Bertrand NOGAREDE, Dominique HARRIBEY, ENSEEIH, TOULOUSE</p> <p>[Site 3EI] Des documents complémentaires à cet article sont disponibles sur : lesite3EI.com.</p>
--	--

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'œuvre dans laquelle elles sont incorporées.  
Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

### **Etat de l'art en électronique de puissance.**

Ce thème devait être traité dans la Revue 3EI afin de faire le point sur les possibilités actuelles et les perspectives des convertisseurs statiques d'énergie. L'Equipe de rédaction a sollicité M François FOREST (Université de Montpellier II) pour la réalisation de ce thème ; elle tient à le remercier d'avoir accepté cette tâche ainsi que MM. J. COURAULT (ALSTOM), Th. MEYNARD et F. RICHARDEAU (ENSEEIH) qu'il a su convaincre de participer activement à la réalisation de ce thème par l'écriture d'un article.

### **Etat de l'art, perspectives et histoire...**

Quelle heureuse coïncidence de publier le premier chapitre de l'histoire des semi-conducteurs en traction ferroviaire à la suite des textes décrivant les convertisseurs statiques actuels et évoquant leurs évolutions futures. Le travail de M. Christian LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF, ne pouvait trouver meilleur début. Au cours des trimestres à venir, en partant de la naissance des premiers convertisseurs statiques à Ignitrons utilisés dans les locomotives il nous fera revivre toute cette histoire de l'Electronique de Puissance en traction ferroviaire, jusqu'aux modules IGBT des onduleurs des moteurs asynchrones des "LocFret" (BB 27000) ou ponts redresseurs à commutations forcées.

### **Le site 3EI, un complément indispensable de la Revue 3EI. (lesite3EI.com)**

Nombreux sont les articles qui devraient être accompagnés de documents complémentaires pour que les abonnés puissent en tirer tout le profit dans le cadre de leur tâche d'enseignement. Sur le site 3EI il sera désormais possible de télécharger un certain nombre de documents mis à disposition par les auteurs ; c'est le cas dans ce numéro pour les articles de M<sup>lle</sup>. MONTURET et de M. LECLERC. Dans l'avenir nous souhaitons rendre quasi systématique ces compléments.

L'Equipe de rédaction de la Revue 3EI

### **Edition Clermontoise du CETSIS-EEA**

Adresse : CETSIS Université Blaise Pascal Département de Physique 63177 Aubière

Site Web : <http://cetsis.univ-bpclermont.fr> M<sup>el</sup> : [cetsis@univ-bpclermont.fr](mailto:cetsis@univ-bpclermont.fr)

La troisième édition du Colloque CETSIS sur l'Enseignement des Technologies et des Sciences de l'Information et des Systèmes (CETSIS) aura lieu les 29 et 30 octobre 2001 à CLERMONT-FERRAND dans les locaux du pôle commun CUST-ISIMA et de l'IFMA du Campus Universitaire des CEZEAUX. Les deux précédentes éditions de cette manifestation, à ORSAY en 1997 et à MONTPELLIER en 1999, ont réuni plus de 300 participants.

L'organisation de ce congrès est initiée par des institutions de formation en partenariat avec des industriels ayant une implantation locale majeure.

L'objectif de ce colloque est de rassembler autour des domaines de PEEA (Electronique, Electrotechnique et Automatique) l'ensemble des acteurs de la transmission, de l'utilisation et de l'évolution du savoir, du savoir-faire et du savoir-être. Ces journées, motivées par la nécessaire anticipation de la formation aux évolutions du monde de l'entreprise, des technologies et des sciences, sont un lieu de valorisation, de diffusion, d'échange d'expériences et de compétences. Elles s'adressent donc à tous les industriels et enseignants, désireux de contribuer à l'évolution des formations autour des disciplines de l'EEA, de l'informatique industrielle, de l'informatique, de la physique et de la mécanique.

Pour répondre à ces différents objectifs, des tables rondes, conférences seront organisées pour mettre en place des débats entre les différents participants autour de ces thèmes. Une attention toute particulière est donnée aux propositions de communications montrant sur table des expériences pédagogiques et des démonstrations innovantes (technologie de l'information et de la communication, travaux pratiques, télé-enseignement ...).

#### **Thèmes abordés durant le colloque :**

Démonstrations innovantes dans le domaine de l'EEA, Les attentes des industriels de nos formations, Campus numérique, Démarche Qualité dans l'enseignement, Nanotechnologie et biotechnologie, Energie du futur, défection des études scientifiques, cursus européen en EEA, ouverture d'esprit (Art et sciences, Philosophie, Histoire, Vie en Entreprise ...).

Vous pouvez nous inscrire sur le site web (<http://cetsis.univ-bpclermont.fr>) ou encore nous écrire pour avoir des bulletins de soumission (date limite 16 mars 2001) ou d'inscription.

**Organisateurs locaux :** Université Blaise Pascal, Centre Universitaire des Sciences et Techniques (CUST), Institut Supérieur d'Informatique de Modélisation et de leurs applications (ISIMA), UFR Sciences Exactes et Naturelles, Département de Physique, IUT de l'Université d'Auvergne, Institut Français de Mécanique Avancée (IFMA), Rectorat, IUFM, Lycée LA FAYETTE, CSEE transports, EDF, Luminos, Michelin, Peintanelec et Schneider Electric.

**Organisateurs nationaux :** Club EEA, CIES, IEEE, SEE

Secrétariat : Eliane de Dea tél : 04.73.40.72.61 fax : 04 73 40 72 62

Comité d'organisation

Présidente : Edith COUÉ

Tél : 04.73.40.50.22 Fax : 04.73.40.50.01

M<sup>el</sup> : [edith.coue@isima.fr](mailto:edith.coue@isima.fr)

Comité de programme

Président : Pierre BONTON

Tél : 04 73 40 72 43 Fax : 04 73 40 72 62

M<sup>el</sup> : [bonton@lasmea.univ-bpclermont.fr](mailto:bonton@lasmea.univ-bpclermont.fr)

---

## **PRECIS D'ELECTROTECHNIQUE**

---

**Rappels de cours. Exercices corrigés. 1<sup>ère</sup> année**

**Michel PINARD sous la direction de Jean-Luc AZAN –**

**Editions BREAL 192 pages –139 F /21,19 € (TTC)**

Ce manuel présente par étapes les notions indispensables pour l'analyse et la compréhension du fonctionnement des machines utilisées en Electrotechnique .

La première partie est consacrée aux fonctions de base: circuits électriques et magnétiques en régime de courant continu, sinusoïdal et périodique. Ces fonctions sont illustrées à l'aide de nombreux exemples.

La deuxième partie s'intéresse au fonctionnement des machines simples: transformateurs et moteurs à courant continu, en régime permanent ou transitoire.

Les convertisseurs de puissance sont étudiés par une approche conformes aux méthodes actuellement en vigueur dans les milieux professionnels : les avancées technologiques les plus récentes sont intégrées.

Un cours synthétique, des tests d'auto-évaluation et de nombreux exercices avec solutions détaillées ou réponses succinctes, font de cet ouvrage un outil efficace d'apprentissage, de révision et d'entraînement pour tous les étudiants de première année de B.T.S électrotechnique et d'IUT de Génie Electrique, ainsi que pour ceux des maîtrises EEA et des écoles d'ingénieurs.

---

## **INFORMATIQUE INDUSTRIELLE**

---

**23 Problèmes pratiques avec rappels de cours (BTS-IUT-IUP-Ecoles d'Ingénieurs)**

**Patrick DUMAS**

**Editions DUNOD, 230 pages –120 F /18,21 € (TTC)**

L'ouvrage se présente en trois parties :

- la première consacrée à des rappels de cours en électronique et en informatique industrielle ;
- la deuxième, la plus conséquente, est constituée d'un ensemble de 23 problèmes corrigés, qui permet à l'étudiant d'aborder un large domaine de l'informatique industrielle ;
- la troisième est une série d'annexe avec des rappels mathématiques, des documentations dont un périphérique virtuel regroupant les grandes fonctions de l'informatique industrielle.

---

## **ELECTRONIQUE**

---

**Manipulations et simulations (BTS-IUT-Premier cycle universitaire)**

**Tome 2 par Thierry DESTOMBES, Franck BOUTOILLE**

**Editions DUNOD, 258pages –140 F /21,24 € (TTC)**

Ce tome 2 présente 11 manipulations d'électronique concernant les asservissements analogiques, modulations analogiques et numériques, systèmes numériques, asservissement et filtrage numérique.

Sommaire : alimentation à découpage, correcteur PID d'un système simulé, asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu, boucle à verrouillage de phase, modulation AM, FSK, Delta, carte numérique, filtrage numérique, asservissement numérique.

En complément à l'utilisation de ce recueil, les fichiers de simulation (*Désignlab*, *Eval8* et *Orcard 9.2*) et les fiches d'évaluation sont disponibles et téléchargeables sur le site Web des auteurs .

---

## **PHYSIQUE DES SEMICONDUCTEURS ET DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES**

---

**Problèmes résolus (2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> cycles - Ecoles d'Ingénieurs)**

**Henry MATHIEU, Thierry BRETAGNON, Pierre LEFEBVRE,**

**Editions DUNOD, 188pages –120 F /18,21 € (TTC)**

Recueil de 42 problèmes résolus en complément du cours de *Physique des semiconducteurs et des composants électroniques* de Henry MATHIEU.

## **LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE - ETAT DE L'ART - FUTUR ENVISAGEABLE**

**Jacques COURAULT**

**ALSTOM POWER CONVERSION**

9, rue Ampère 91345 Massy Cedex France

Tel +33(0)1 60 13 29 36 Fax +33(0)1 60 13 43 83

E mail : jacques.courault@powerconv.alstom.com

### **Résumé :**

*Nombreux sont les procédés dans lesquels la conversion de puissance intervient, mais malgré cette diversité, les moyens mis en oeuvre et les résultats espérés ont beaucoup de points en commun. Une connaissance approfondie de ces procédés permet de définir, dans chaque cas, les caractéristiques des différents types de conversion.*

*Cet article tente d'envisager le futur en se basant sur les présentes réalités de l'industrie.*

**Mots clé.** Conversion de puissance, convertisseurs haute puissance, adéquation charge/convertisseur, adéquation moteur/convertisseur. Entraînement à puissance variable, convertisseurs multiniveaux.

### **I. INTRODUCTION.**

L'électronique de puissance peut être abordée de diverses manières, la plus concrète consiste probablement à décrire ses nombreuses applications, pour atteindre les techniques de base qui à sont origine. Dans l'histoire technique et scientifique des hommes, il y a peu d'exemples d'évolution qui ne soient pas liés au besoin de progrès, pour la connaissance fondamentale bien sûr, mais aussi pour l'efficacité industrielle : pour produire plus vite tout en réduisant les efforts et en améliorant la qualité... Ainsi l'électronique de puissance est une technique au service des autres, pour rendre les divers procédés plus performants.

Les applications en électronique correspondent essentiellement à trois familles, variation de vitesse, stabilisation des réseaux et conversion d'énergie. La figure (1) souligne les principaux secteurs de l'électronique de puissance dans un plan U,I.

- En haut de la figure, en très haute tension, il s'agit de transférer l'énergie entre deux réseaux alternatifs, asynchrones, c'est le domaine de la transmission à courant continu (HVDC)... Il s'agit aussi de stabiliser ou de ré-équilibrer des réseaux en injectant ou absorbant de l'énergie réactive, c'est le domaine de la stabilisation des réseaux par statocompensateur (SVC).

- Pour les courants élevés, essentiellement pour l'électrolyse, l'aluminium (400 KA, 1200 V), le chlore (200 KA, 500 V) voire le cuivre, de grandes puissances sont nécessaires, mais elles n'entraînent pas de problèmes particuliers au niveau de la stabilité. Ce n'est pas le cas des fours à arc à courant continu, les fluctuations d'énergie active et surtout d'énergie réactive qui sont à l'origine d'importantes perturbations des réseaux par effet FLICKER. Se trouvent aussi dans cette catégorie les convertisseurs alimentant les caténaires de la traction ferroviaire.

La partie centrale de la figure définit les limites de la variation de vitesse... En 18 KV nous trouvons surtout les démarreurs statiques des alternateurs, que ce soit pour les stations de pompage hydrauliques ou pour les turbines à gaz, il s'agit de démarrer ces machines d'une puissance de 100 à 300 MVA à vide. Montée en vitesse, synchronisation et couplage sur le réseau sont les fonctions classiquement assumées par ces équipements dont la puissance n'excède pas 30 MW. La limite en courant de 10 KA est citée ici plus par un souci d'exhaustivité que par réalisme industriel même s'il s'agit de moteurs réels que l'on peut voir sur de vieux laminoirs, avec des machines à courant continu. De nos jours ce type de fonction serait avantageusement rempli en utilisant des machines synchrones, voire asynchrones en moyenne tension. Au milieu de l'espace, vitesse variable, nous trouvons presque tous les procédés industriels, en puissance élevée nous pouvons mentionner les procédés de la pétrochimie (compression) et du pompage...

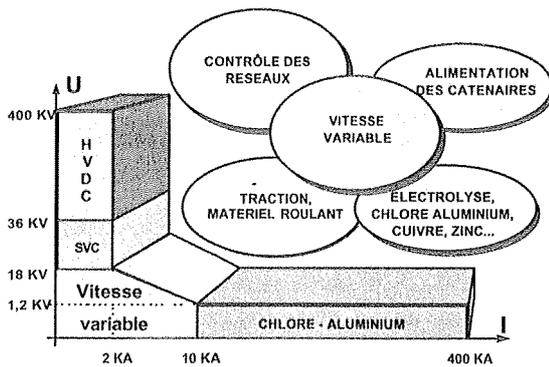


Figure (1)

## II. L'EVOLUTION DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.

En trente ans, l'électronique de puissance a beaucoup évolué. Des tubes à vide aux IGBT en passant par les amplificateurs magnétiques, nous pouvons mesurer l'importance d'un développement ayant des origines autant techniques que scientifiques : la physique du solide n'a pas tous les mérites de cette évolution; la technologie des semi-conducteurs ainsi que la maîtrise technologique du silicium y sont également pour beaucoup. Les composants de puissance vont aller en s'améliorant, mais l'électronique de puissance comporte bien d'autres aspects, tous nécessaires à son évolution, et dont la figure (2) évoque les principaux.

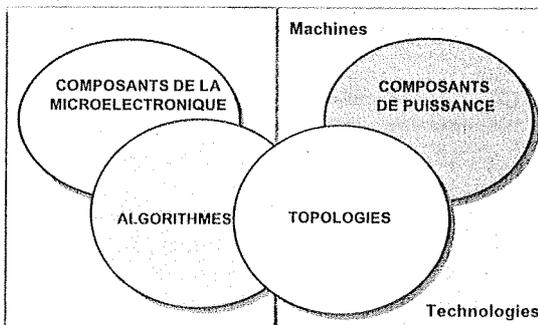


Figure (2)

### II.1. Composants

Les composants de puissance sont liés à l'évolution des topologies, il ne serait pas judicieux de faire un schéma pour lequel les composants ne seraient pas disponibles...

- C'est au début des années 60 que les premiers thyristors ont fait leur apparition... C'est donc un composant du passé, mais aussi un composant actuel et futur, car il est simple et robuste, il restera utilisé pour les très grandes puissances, à chaque fois que la commutation naturelle sera suffisante.
- Au début des années 80, le GTO (Gate Turn-Off Thyristor) fait son apparition. C'est le premier composant à haute puissance asymétrique qui peut être bloqué par la gâchette. Ces quinze dernières années, il a été largement utilisé en traction ferroviaire, le composant le plus couramment utilisé supportant 4500 V avec un courant coupé de 4000 A. Depuis trois ans un nouveau composant est apparu, l'IGCT, évolution du GTO. Plus rapide, il permet des fréquences de commutations plus élevées avec des pertes en conduction plus faibles. On peut également citer les GTO symétriques utilisés pour des schémas en source de courant, mais ces composants ne sont pas très développés.
- Vers 1985, l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) apparaît sur le marché. D'abord utilisé pour réaliser des convertisseurs de basse puissance, il lui aura fallu dix ans pour devenir un composant de forte puissance avec une tenue en tension de 3300V pour un courant de 1200 A. De nos jours il est incontournable. Rares sont les fabricants de matériel ferroviaire qui ne l'utilisent pas. Le marché de l'IGBT est en effet dynamique, il est largement utilisé et l'on peut en espérer une réduction des coûts ainsi qu'une importante progression technique. D'ici quelques mois, nous devrions avoir des composants 6600V, c'est dire combien l'IGBT progresse et a une position décisive pour le futur. Dans un futur plus lointain, nous devrions trouver sur le marché l'IEGT, qui est proche de l'IGBT, est moins rapide, mais avec des pertes en conduction plus faibles....

	GTO or IGCT	IGBT
Chute de tension directe	Faible pour le GTO, encore plus faible pour l'IGCT	Elevée
Vitesse de commutation	Faible pour le GTO, plus élevée pour l'IGCT	Elevée
dI/dt	Faible (limité à 200 A/μs)	Sans limites
dV/dt	Faible	Sans limites
Snubbers	R,C,D fortement dissipatif, également nécessaire à l'IGCT pour les courants élevés.	Sans snubbers
Protections	Délicates	Auto limitation de courant
Commande	Complexe et coûteuse	Simple et peu coûteuse

Comparaison sommaire GTO/IGBT.

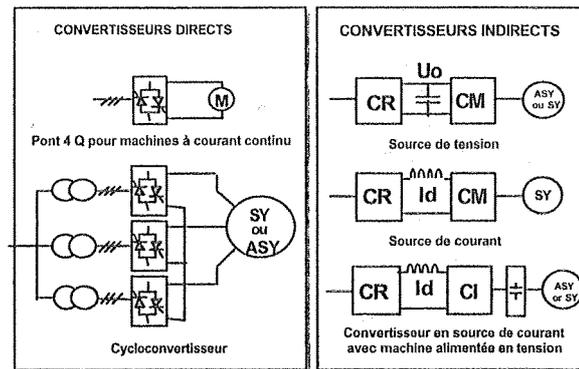


Figure (3)

## II.2. Topologies

Nous pouvons les classer en deux catégories, directes et indirectes (figure 3). Un convertisseur est dit indirect quand il comporte un étage intermédiaire stockant l'énergie entre la source et l'utilisation...

### II.2.a. Convertisseurs Directs.

Le schéma le plus ancien, et qui peut être considéré comme étant à la base de l'électronique de puissance, est celui du pont Graëtz. Largement utilisé pour l'alimentation de machines à courant continu, il est, hélas, perturbant pour les réseaux électriques, au niveau des harmoniques (5, 7, 11, 13...) ainsi qu'au niveau de l'énergie réactive,

$$\cos\Phi = \cos(\alpha + \mu/2) \cdot \cos(\mu/2),$$

$\alpha$  angle d'allumage et  $\mu$  angle de commutation).

Le cycloconvertisseur est réalisé en partant de plusieurs ponts de Graëtz. Il permet d'alimenter des machines asynchrones aussi bien que synchrones, mais la fréquence maximale est limitée à approximativement au tiers de la fréquence du réseau d'alimentation. Ce convertisseur a été largement utilisé dans le passé pour des procédés nécessitant de hautes puissances avec de grandes performances dynamiques. La difficulté de réglage des cycloconvertisseurs réside dans l'adéquation avec le réseau dont la stabilité est rendue délicate, face aux fluctuations de l'énergie réactive.

De nos jours, quelques universités explorent de nouvelles voies avec des convertisseurs dits matriciels, le cycloconvertisseur étant seulement un cas particulier de ces convertisseurs. A cause des inconvénients évoqués, il est possible qu'ils restent dans le domaine des faibles puissances.

### II.2.b. Convertisseurs indirects

Il en existe de deux types, en source de courant et source de tension, le plus ancien étant celui en source de courant car réalisable, avec des thyristors, dans des topologies simples, destinées à l'alimentation de machines synchrones (LCI). Le développement de composants asymétriques, IGBT et GTO, a favorisé l'expansion des convertisseurs directs en tension. D'une manière générale, du fait du stockage intermédiaire, les structures indirectes limitent l'influence des fréquences machine sur le réseau,

raison pour laquelle elles sont développées pour les puissances élevées.

Au moins pour les hautes puissances, c'est maintenant une certitude, le futur appartient aux convertisseurs indirects. Les composants asymétriques prévalent sur les symétriques, le futur va renforcer cette tendance, que l'on peut maintenant considérer comme incontournable, cela signifie qu'une attention particulière doit être portée aux structures en tension dans le futur.

## II.3. Algorithmes

Les algorithmes de l'électronique de puissance sont liés au progrès générique des techniques de contrôle. Certains procédés ont été, par nécessité, plus moteur que d'autres, tels ceux liés à la conquête de l'espace ou aux activités militaires. Trois périodes peuvent être définies.

- **Contrôle de base.** C'est le domaine fréquentiel des fonctions de transfert. NYQUIST, BODE, NICHOLS et EVANS constituent les noms de référence de l'approche analogique. Ces techniques robustes, mais difficilement applicables aux procédés multivariables, ont été appliquées de 1930 à 1960. Leur développement a surtout été motivé par le contrôle des radars.
- **Contrôle moderne.** L'arrivée des techniques numériques a généré le développement du concept d'espace d'état dans le domaine temporel. Les filtres de KALMAN largement utilisés en électronique de puissance ont comme origine les développements réalisés entre 1960 et 1980 pour la conquête de l'espace, fusées et satellites. Bien adaptée aux concepts multivariables, l'approche manque néanmoins de robustesse.
- **Contrôle robuste.** Depuis 1980, la recherche de cette robustesse a conduit, à partir des espaces d'état, bien adaptés aux problèmes multivariables, au développement du concept  $H^\infty$ , permettant de revenir dans le domaine fréquentiel.
- **Commande des machines.** La remarquable propriété, sur le plan du contrôle et de la commande, des actionneurs de puissance est qu'ils fonctionnent, par définition, en mode de

commutation. La commande qui y est associée est alors typiquement discontinue. Ainsi, la théorie des systèmes contrôlés en discontinu [1], développés sous la terminologie des modes glissants [2], [3], est à l'origine des commandes directes du couple électromagnétiques. En effet, l'idée maîtresse, introduite par M. Depenbrock [4], [5] sous la terminologie de DSC (Direct Self Control), consiste à rechercher, à tout moment, la combinaison de commutation optimale d'un onduleur de tension, pour satisfaire les objectifs flux et couple en même temps. La fonction de modulateur MLI n'existe plus et la contrainte d'un moyennage de la tension de commande sur chaque période d'échantillonnage disparaît [6]. La

Figure (4) illustre cette technique à travers une présentation générale, indépendante du type de réalisation pratique. Il est évident qu'une telle structure de commande est plus robuste que celle du contrôle vectoriel classique étant donné qu'il n'y a pas de contrôle de courant formel dans les axes d et q [7]. Ceci étant dit, surtout à basse vitesse, se pose toujours le problème de l'observation du flux et du couple. Durant ces quinze dernières années, divers observateurs ont utilisé LUENBERGUER ou KALMAN (approche stochastique). Actuellement, de grands espoirs reposent sur des observateurs non-linéaires.

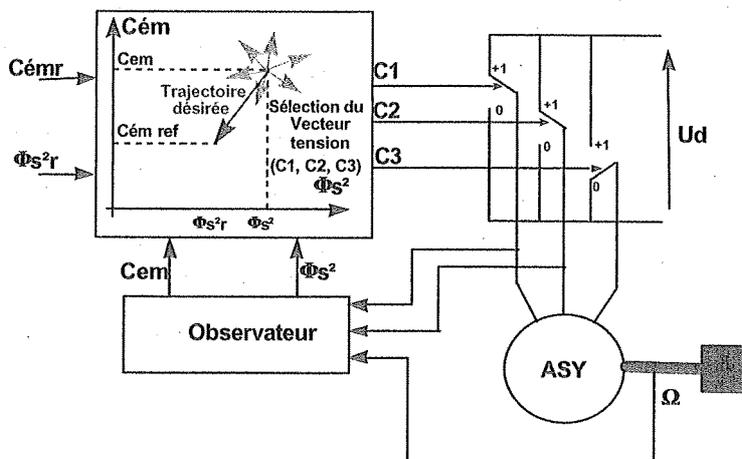


Figure (4)

#### II.4. Composants micro-électroniques

C'est un domaine très dynamique, dopé à l'origine par les activités militaire puis spatiales, maintenant par le marché grand public, en particulier celui des

ordinateurs personnels. La figure (5) résume une évolution des composants micro-électroniques établie par DIGITAL en 1993.

		CMOS ROADMAP (Information from DIGITAL)							
		1986	1988	1990	1992	1994	1997	2000	2003
Transistors		0.2 M	0.4 M	0.8 M	1.5 M	4 M	10 M	30 M	100 M
Max Chip Size		0.9 cm <sup>2</sup>	1.2 cm <sup>2</sup>	1.4 cm <sup>2</sup>	2.0 cm <sup>2</sup>	3.0 cm <sup>2</sup>	4.0 cm <sup>2</sup>	5.0 cm <sup>2</sup>	6.0 cm <sup>2</sup>
Vdd		5 V	5 V	3.3 V	3.3 V	3.3 V	2.5 V	2.5 V	2.5 V
μ cycle									
CISC		50 ns	25 ns	16 ns	12 ns	9 ns			
RISC				10 ns	6.6 ns	4.5 ns	3 ns	2 ns	1.3 ns

Figure (5)

### III. ENTRAÎNEMENTS DE FORTE PUISSANCE.

Il existe en fait trois catégories d'entraînements de puissance.

- Les entraînements dits produits, avec une puissance restant en dessous du MW, directement connectés entre le réseau et la machine sous la responsabilité de l'installateur voire du client. Ils sont destinés aux entraînements banalisés tels que les ventilateurs ou pompes, sans performance particulière.

- Les entraînements dits systèmes, sont le plus souvent de forte puissance, souvent complexes, prenant en compte les particularités du réseau ainsi que les particularités des machines, lignes d'arbres et procédés.

- Les systèmes d'entraînements, utilisant plusieurs entraînements standards dont les performances s'accordent aux exigences du procédé. Ils sont associés à des calculateurs de procédé qui les coordonnent.

La variation de vitesse haute puissance est souvent de type "système d'entraînements". La figure (6) donne, dans le plan puissance/vitesse, une synthèse des limites de faisabilité, selon les types de machines et de convertisseurs.

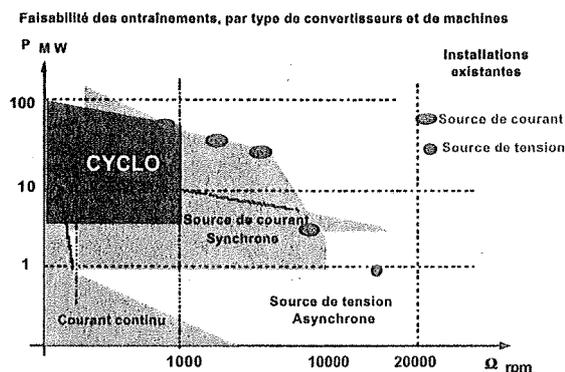


Figure (6)

- **Onduleur assisté par la charge ou Redresseur / Onduleur (Load Commuted Inverter, LCI dans la terminologie anglo-saxonne)** Associé à une machine synchrone, c'est le convertisseur le plus répandu pour les puissances supérieures à 15 MW. Bien que capable d'avoir une dynamique autour des 40 Cn/s avec une bonne adéquation machine/entraînement, ce type d'entraînement n'a pas vocation à être introduit dans des procédés à dynamique élevée, mais est plutôt dédié, du fait de sa simplicité, à ceux pour lesquels la fiabilité est fondamentale (pétrochimie, ventilation).
- **CYCLOCONVERTISSEUR.** Déjà mentionné, c'est un convertisseur direct de haute puissance, dont la fréquence de sortie est limitée, 20 Hz pour un réseau 50 Hz dans une structure à hexaphasée. Il est utilisé dans des applications simples (four à

ciment annulaire) et dans des procédés à dynamiques élevées de la métallurgie où l'on recherche des performances de couple autour de 150 Cn/s. Il peut alimenter aussi bien des machines synchrones qu'asynchrones. Malgré son apparente simplicité, ce convertisseur présente l'inconvénient, souvent disqualifiant, de perturber son réseau d'alimentation avec des interharmoniques et des fluctuations de puissance réactive.

- **Onduleur de tension (Voltage Source Inverter, VSI).** A l'origine (il y a environ vingt ans) nous trouvons dans cette catégorie d'entraînements (Modulation de largeur d'impulsion ou pleine onde modulée en amplitude) des entraînements de faible puissance ( $P < 100$  kW). De nos jours, la montée en tension et en courant des composants à blocage par la commande (GTO, IGCT, IGBT), permet d'atteindre des niveaux de puissance de l'ordre de 5 à 10 MW pour les IGBT et de 10 à 20 MW pour les GTO, avec des associations de composants ou de structures en série ou/et en parallèle. Il est évident que ce progrès se fait au détriment du CYCLOCONVERTISSEUR, même dans les réalisations les plus simples, et ceci du fait de la structure indirecte, les VSI s'avérant beaucoup moins polluants pour les réseaux d'alimentation.

Il y a une vingtaine d'années la machine à courant continu était incontournable pour les puissances supérieures à 100 KW, quand les processus étaient demandeurs de performances dynamiques importantes. Les convertisseurs aujourd'hui possibles et en particulier les alimentations en tensions associées à des contrôles modernes, permettent de généraliser l'emploi des machines alternatives, synchrones, asynchrones voire synchrones à aimants pour l'ensemble des domaines industriels. La machine asynchrone du fait de sa simplicité est la plus utilisée, mais la machine synchrone conserve un intérêt économique pour les fortes puissances (supérieures à 10 MW) ou dans les fonctionnements étendus à puissance constante (désexcitation supérieure à 3).

#### III.1. Evolution de la variation de vitesse

La figure (7) résume la situation de l'entraînement à vitesse variable et de la machine alimentée, dans le contexte « réseau, charge ». Quatre directions d'évolution peuvent être déduites de l'analyse des principes de variation de vitesse.

- **Evolution du côté de la charge.** Il s'agit de donner la meilleure réponse aux contraintes du procédé en terme de précision et de dynamique, pour le couple et la vitesse, et de contrôler les sollicitations fréquentielles des lignes d'arbre.
- **Evolution des formes d'onde de la tension** appliquée au stator de la machine, afin de réduire le déclassement des machines, et de limiter les courants harmoniques et  $dV/dt$  pour la stabilité de

l'isolation. Le but est de pouvoir utiliser des machines aussi standards que possible, pour des raisons de coût. D'autre part, certaines formes d'onde, qui sont moins riches en harmoniques, améliorent la compatibilité électromagnétique...

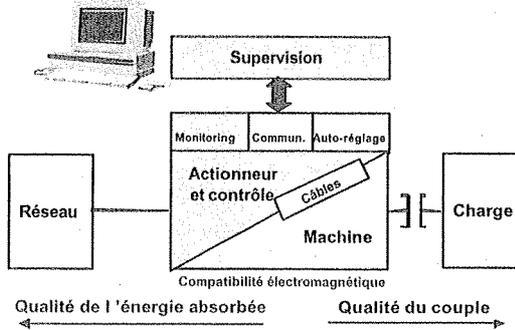


Figure (7)

**Evolution au niveau du réseau.** Amélioration de la compatibilité entraînement/réseau par un fonctionnement avec un facteur de puissance contrôlé (unitaire le plus souvent) et une réduction de la pollution harmonique. Désormais nous avons les composants et la connaissance nécessaires pour concevoir des convertisseurs indirects symétriques, ce qui permet d'effectuer l'absorption d'un courant réseau sinusoïdal à facteur de puissance unitaire. La figure (8), partie (2) en donne les principes... En basse tension certaines réalisations sont sur le marché, mais nous sommes loin de la généralisation. L'idée progresse pour les puissances élevées quand l'adéquation Réseau / Convertisseur est délicate. Une autre solution, pour rendre l'absorption sinusoïdale globalement moins chère, est représentée dans la partie (1) de la figure (8). A chaque actionneur est associé un filtre actif qui est juste un convertisseur auxiliaire chargé d'éliminer les harmoniques développés par le

convertisseur principal. Pour un convertisseur principal à diodes ou à thyristors de puissance 100, le convertisseur auxiliaire présente un dimensionnement en puissance de 30, ce qui conduit à un gain économique significatif pour les convertisseurs de forte puissance. L'idée est donc de dissocier le transfert de la puissance active de la compensation des harmoniques.

• **Evolution de la supervision.** La montée en puissance des microprocesseurs permet d'améliorer l'intégration des entraînements dans les procédés. Deux directions d'évolution sont possibles, soit les actionneurs se limiteront à des fonctions strictement liées au contrôle des machines et des lignes d'arbres et ils recevront alors du contrôle procédé, de la supervision, uniquement des références couple et flux ou ils effectueront également des fonctions procédés ? Les deux approches ne sont peut-être pas opposées et dépendent des domaines d'application ou même du partage et du déploiement des connaissances, entraînement et procédé.

Toute évolution du concept de supervision passe par une amélioration des possibilités de progression des échanges entre les contrôles électrotechniques et les contrôles procédés. Des réseaux tels que FIP ne sont plus assez rapides de nos jours pour être intégrés dans des systèmes d'entraînements complexes, ils sont limités au séquentiel. Les réseaux optiques permettent de répondre à cette nécessité, mais ils doivent encore progresser en rapidité et surtout en coût.

Dans les années à venir, il est possible que la supervision prenne en compte le suivi qualité des produits élaborés ainsi que la maintenance préventive des installations, impliquant des volumes d'information de plus en plus importants ce qui justifierait des investissements importants.

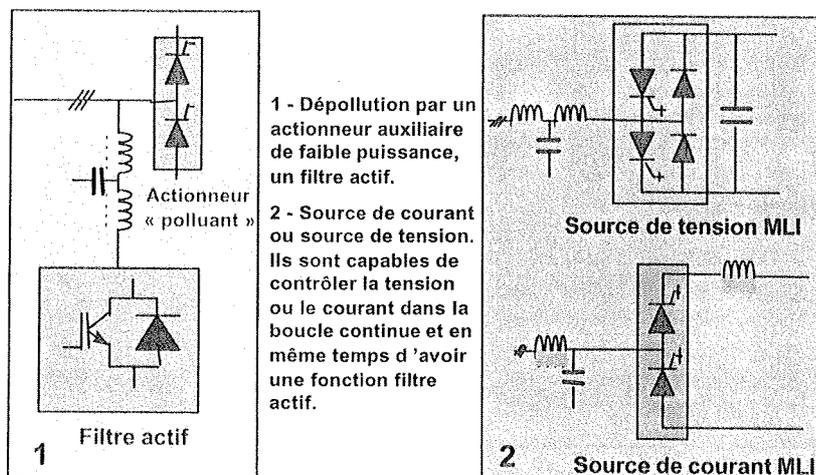


Figure (8)

### III.2. Systèmes d'entraînements

Les procédés dans lesquels il existe des échanges d'énergie interne sont nombreux. L'exemple le plus typique est rencontré dans les industries du métal et du papier avec les enrouleuses et les dérouleuses. Echanger de l'énergie en passant par le réseau de distribution, en risquant de le polluer (harmoniques, puissance réactive), ne semble pas être la meilleure solution, ainsi pour globalement améliorer l'adéquation procédé/réseau il est classique d'utiliser depuis quelques années des alimentations dites BUS à courant continu : cela n'est possible que dans la mesure où des convertisseurs de fréquence en tension sont utilisés pour l'alimentation des moteurs. La figure (9) résume les principales structures d'un BUS continu. Pour résumer, les avantages d'une alimentation par BUS continu sont les suivants :

- sécurité du procédé vis-à-vis des perturbations réseau.
- minimisation des variations de puissance réactive sur le réseau.
- minimisation du réactif sur le réseau.
- minimisation de la pollution harmonique sur le réseau.

Divers systèmes d'alimentation de BUS continu sont possibles :

- 1 - Alimentations réversible à thyristors.
- 2 - Redresseur à diodes, onduleur à thyristors pour réversibilité.
- 3 - Alimentation par batterie : la batterie est maintenue au niveau de charge souhaité par le redresseur d'alimentation du BUS à courant continu. Une sécurité totale, vis-à-vis des perturbations réseau est obtenue et la batterie absorbe l'énergie de freinage.

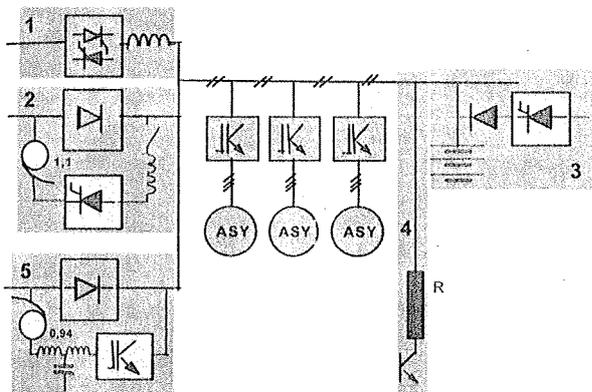


Figure (9)

4 - Hacheur à IGBT ou à GTO, pour assurer le freinage du procédé quand le BUS est alimenté par un simple pont de diodes. D'une façon générale, il peut être utilisé pour amortir le BUS.

5 - Redresseur à diodes, freinage du procédé par un onduleur PWM connecté au réseau. Hors freinage, cet onduleur peut être utilisé comme un filtre actif et ainsi réduire la pollution harmonique. Ici encore nous trouvons le concept du convertisseur auxiliaire (figure (8) partie (1))...

Cette technique de BUS continu a été utilisée pendant quelques années avec des entraînements de vitesse variable de puissances inférieures à un MW et avec des tensions de BUS autour de 980 V. L'évolution des topologies et des composants de puissance, GTO et IGBT, entraîne un accroissement des puissances et des tensions machines, soit 2,4 KV, 3,3 KV, 4,16 KV. Ainsi les tensions du BUS passent de 980V à 3,4 KV, 4,8 KV, 6 KV, pour des puissances comprises entre 5 et 15 MW.

La stabilité d'un BUS est d'abord un problème d'électronique avant d'être un problème de contrôle... Si nous l'on peut imaginer, dans le cas de BUS compacts de plus faibles puissances, de minimiser l'inductance et maximiser les fréquences de résonances qui sont alors facilement et naturellement amorties, il n'en est pas de même pour les puissances élevées du fait des jeux de barres (courant, isolation) qui conduisent à des inductances plus élevées. Le recours à un amortissement naturel est souvent exclu et nous utilisons, soit un amortissement rhéostatique, à savoir une résistance contrôlée par un hacheur, soit un amortissement électronique créé par le convertisseur d'alimentation du BUS. Dans ce dernier cas, sa bande passante doit être compatible avec les fréquences naturelles d'oscillation. Ainsi cet aspect doit être pris en compte lors du dimensionnement de l'électronique de puissance [16].

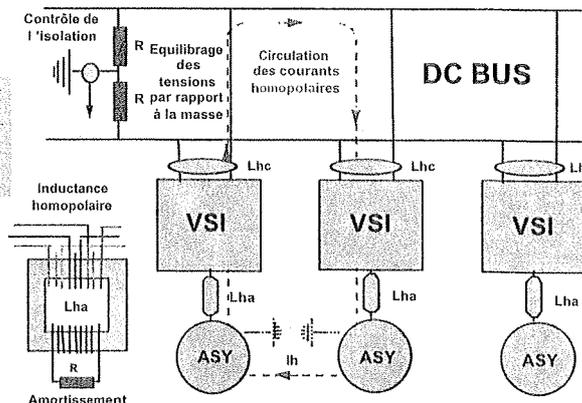


Figure (10)

D'une manière générale, les problèmes de régulation sont plus faciles à régler quand la structure du système prend en compte la réduction des bruits. La Figure (10) souligne des dispositions simples, favorables à une amélioration de la compatibilité électromagnétique des installations.

Tous les convertisseurs de tension MLI génèrent des tensions homopolaires qui elles-mêmes créent des courants. Pour les machines, cela a deux conséquences, d'une part une réduction de la durée de vie des isolants si un renforcement n'est pas pris en compte dans leur définition, d'autre part, pour les contrôles, l'apparition

de bruits sur les mesures. Une des solutions réside dans l'utilisation d'inductances homopolaires qui peuvent être introduites sur l'alimentation continue, ou sur la sortie du convertisseur d'alimentation de la machine. La définition de ces inductances doit être faite sur la base d'un schéma homopolaire de l'installation, prenant en compte l'impédance et les sources hautes fréquences. La Figure (10) montre le principe de réalisation d'une inductance homopolaire triphasée comprenant un enroulement amortissant qui est souvent nécessaire.

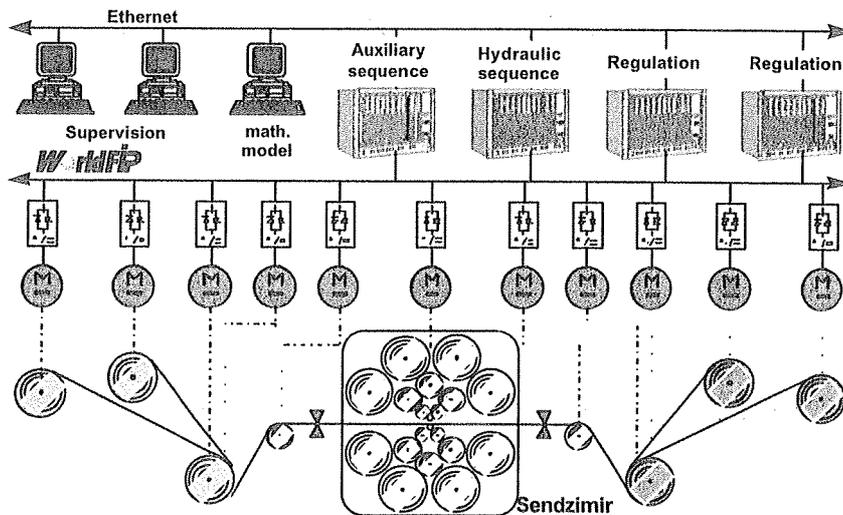


Figure (11)

La Figure (11) présente la structure de calcul d'un système d'entraînement pour un train de laminage à froid. Au niveau de l'électronique de puissance, il est évident qu'une telle installation est alimentée par un BUS continu, il est aussi évident que l'adaptation du comportement de l'équipement au procédé exploite largement les techniques de calcul et de communication pour la distribution des différentes références de vitesse et de couple venant des calculateurs où sont stockés les modèles de laminage.

### III.3. Actionneurs multiniveaux.

Leur développement, pour la montée en puissance, répond à une double préoccupation. D'une part, une montée en tension pour réduire le diamètre des câbles de connexions entre les convertisseurs et les machines et la taille des bornes des machines; et d'autre part, l'amélioration des formes d'onde pour réduire le déclassement de ces mêmes câbles et machines...

La Figure (13) montre des simulations faites sur la base d'une puissance de 5 MW, pour une machine synchrone ayant une réactance sub-transitoire de 20%, en 2, 3 et 4 niveaux. Sans rentrer dans les détails, il est évident que l'amélioration de la forme d'onde suit le nombre de niveaux.

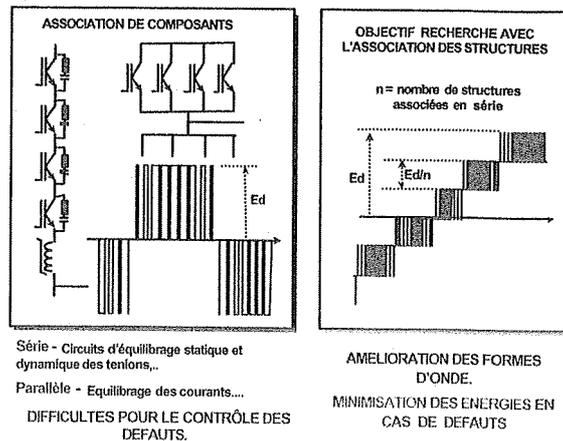


Figure (12)

Nous pouvons pratiquement noter qu'avec un convertisseur 4 niveaux nous pouvons alimenter les machines avec des courants ayant un faible taux d'harmoniques, très proche du sinusoïdal. Dès lors, le déclassement d'une cage de machine asynchrone ou des amortisseurs d'une machine synchrone est insignifiant.

Par la suite nous allons voir que l'accroissement du nombre de niveaux, qui correspond, pour une amplitude donnée du fondamental, à une réduction d'amplitude des fronts raides, est aussi favorable à la réduction du  $dV/dt$  susceptible de contraindre les

enroulements des machines ou les enroulements des transformateurs.

**Simulations tension, courant - Machine synchrone 5 MW, X = 20%**  
**Fréquence élémentaire de commutation des IGBT 1 KHz**

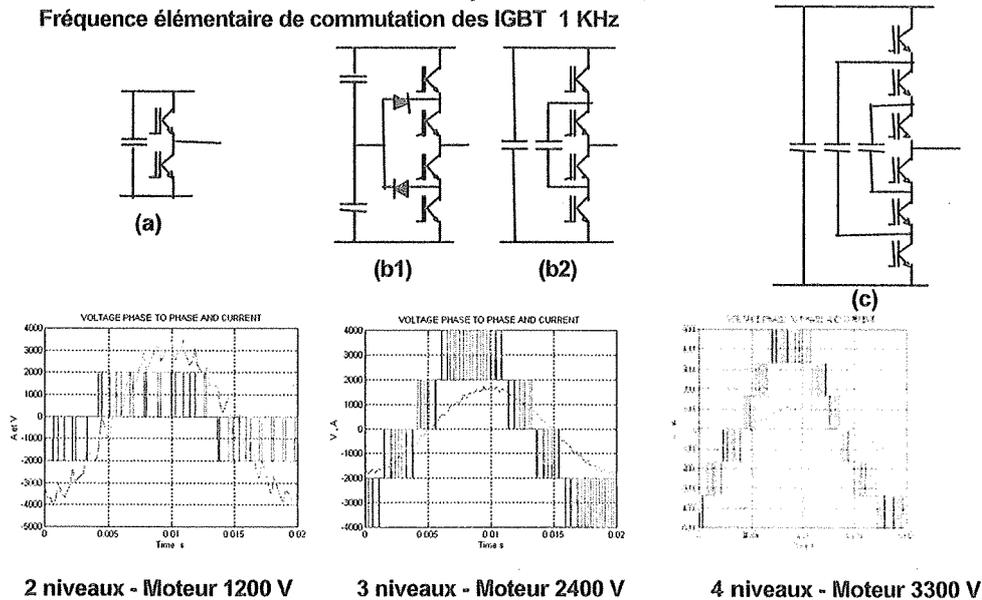


Figure (13)

Le montage 3 niveaux (figure 13-b1), connu sous le dénominateur NPC (Neutral Point Clamped), correspond à ce besoin. Contrairement à la première impression, les interrupteurs (IGBT ou GTO) ne sont pas en série, la conduction ou le blocage des composants sur le même bras ne pouvant pas être simultanés sans induire de surtensions... Même si des extensions à ce montage sont possibles, elles ne sont pas évidentes. Le montage NPC est connu depuis environ 20 ans et malgré cela, aucune réalisation industrielle des ces extensions n'a été réalisée à notre connaissance. D'autres schémas ont été imaginés, avec un succès industriel plus populaire, pour augmenter le nombre de niveaux au-delà de trois.

Les Figures (14) et (15) résument le principe d'un convertisseur multiniveaux largement utilisé. Il faut noter que ce ne sont pas les interrupteurs qui sont en série mais des structures élémentaires monophasées, qui donnent au schéma des caractéristiques modulaires très industrielles. Hélas, le fait que ce schéma soit réalisé à partir de structures « en H » monophasées crée quelques difficultés:

- Une alimentation est nécessaire pour chaque pont élémentaire, entraînant l'existence d'un transformateur complexe et cher.
- Les condensateurs de filtrage de chaque pont sont parcourus par une harmonique de rang 2 de la fréquence machine, ce qui conduit à des valeurs très élevées de capacité pour limiter les ondulations de

tension, valeurs très pénalisantes en terme de volume et de coût.

La multiplication des BUS à courant continu, un pour chaque structure en H, complique singulièrement, c'est un euphémisme, la réalisation des systèmes mentionnés dans les pages précédentes. Au début des années 90, une nouvelle topologie a été imaginée par les Professeurs FOCH et MEYNARD du LEEI (Toulouse, France). Ici aussi les structures sont mises en séries comme le montre la Figure (16) où est représentée un onduleur triphasé à quatre niveaux [8], [9], [10].

Les formes d'onde obtenues, figure (13c), sont d'une qualité suffisante pour remplir les objectifs génériques que nous pouvons espérer des actionneurs modernes :

- Utilisation de machines standards, sans déclassement particulier. C'est une caractéristique commune à tous les schémas multi-niveaux.
- Comme les figures (13c) et (17) le montrent, pour un convertisseur 4 niveaux, la fréquence de découpage en sortie est trois fois plus élevée que la fréquence de découpage de la cellule élémentaire. De plus l'amplitude est trois fois plus basse que pour un 2 niveaux délivrant la même tension et 1.5 fois plus basse que pour un 3 niveaux. Cela veut dire que dans les cas critiques, comme la remise à niveau, d'une ancienne installation, un filtrage léger donnerait la possibilité d'obtenir des tensions sinusoidales.

Un filtrage L, C devant toujours être considéré comme une inertie électrique susceptible d'affecter les performances, ce type de

convertisseur est donc idéal pour associer performances dynamiques et tensions de qualité.

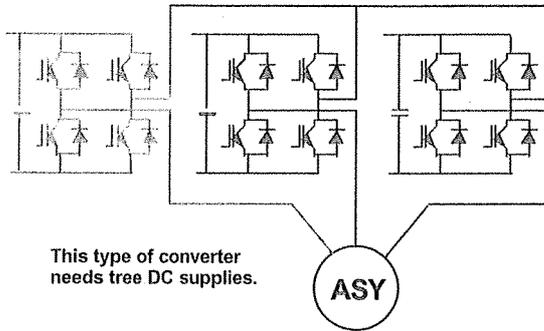


Figure (14)

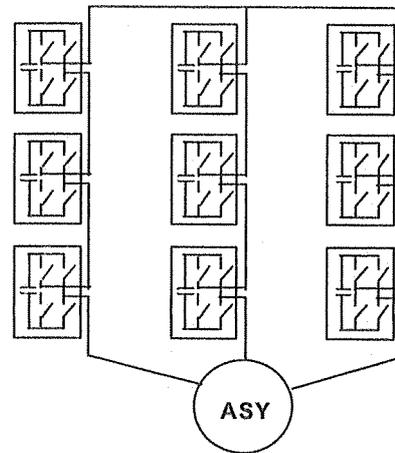


Figure (15)

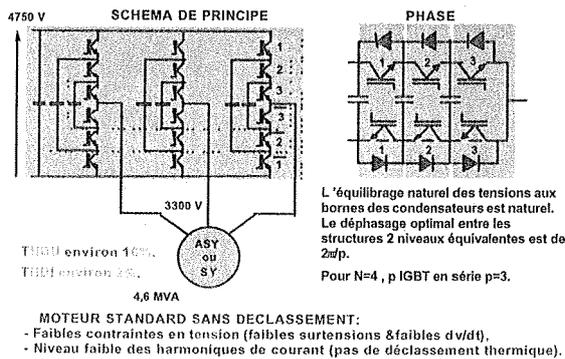


Figure (16)

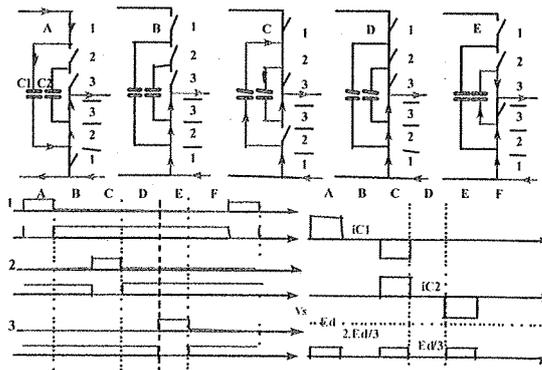


Figure (17)

- Une simple alimentation DC est nécessaire, ce qui est favorable à l'utilisation de ce convertisseur dans les applications systèmes mentionnées dans les pages précédentes.
- Le schéma, avec ses condensateurs flottants, peut sembler délicat, voire pas réellement industriel. En fait, ce n'est pas le cas, car une prise en compte rationnelle des composants permet d'obtenir des réalisations particulièrement modulaires. En effet, si l'on considère la partie droite de la figure (16), qui représente une phase, et si nous scindons en deux composants parallèles chaque condensateur flottant, nous pouvons définir des modules élémentaires contenant deux IGBT, deux condensateurs et un BUS quatre couches avec une inductance faible pour minimiser les surtensions de commutation. Ainsi, nous avons une réalisation modulaire dans laquelle les semi-conducteurs sont particulièrement bien protégés.

- Bien sûr, se pose toujours le problème de l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Nous pouvons montrer que l'équilibre des tensions est naturel (si un courant traverse le condensateur) quand le nombre de cellules (modules précédents) est un nombre premier. Pour deux cellules en série (convertisseur 3 niveaux), pour trois cellules en série (convertisseur 4 niveaux), pour cinq cellules en série (6 niveaux en série)... L'équilibre est naturel. Pour un convertisseur 5 niveaux le contrôle des tensions aux bornes des condensateurs peut être nécessaire.

### III.3.a. Influence du $dV/dt$ .

Une source tension qui génère des  $dV/dt$  incontrôlés (environ 4000 V/ $\mu$ s pour un IGBT classique) crée des courants capacitifs, dans les câbles, dans la machine, dans le transformateur, et d'une manière générale dans toute l'installation, entraînant une compatibilité électromagnétique douteuse.

La figure (10) montre que l'utilisation d'une inductance homopolaire permet le contrôle des courants à haute fréquence qui se referment par la masse mais les gradients de tensions appliqués entre phase créés également des contraintes sur les enroulements, que nous devons maîtriser [11].

Ainsi, un filtrage dit "sinus" n'est pas toujours nécessaire, mais une limite dV/dt est souhaitable. En moyenne tension, il n'y a pas de critère normatif imposant un dV/dt, mais une valeur de 500 V/μs est préconisée pour les machines basse tension standards. En l'absence de norme, cette valeur est généralement prise en compte en moyenne tension. La figure (18) montre la structure du filtre de limitation en dV/dt.

Il faut noter que le point milieu des condensateurs de filtrage est relié au point milieu des condensateurs d'alimentation du BUS DC, si bien que les dV/dt vis-à-vis de la terre sont également contrôlés.

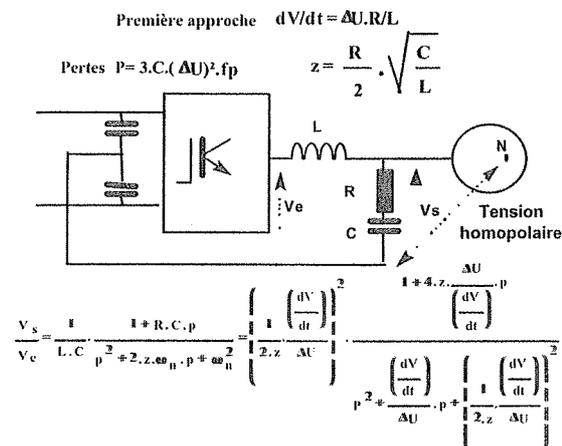


Figure (18)

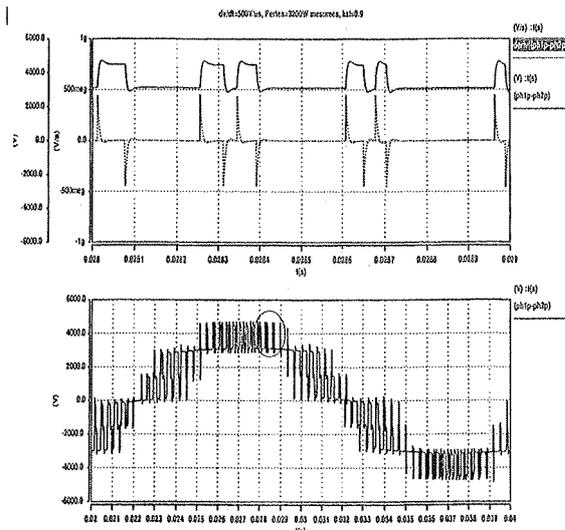


Figure (19)

La figure (19) résulte d'une simulation sur SABER, avec le filtre proposé, d'une tension entre phases. En haut, un agrandissement montre que le dV/dt de 500 V/μs est respecté. Dans les mêmes conditions, la figure (20) montre la tension entre le point milieu des condensateurs du BUS, mis à la terre, et le neutre machine. Ici aussi le dV/dt est contrôlé. Ces simulations ont été faites pour un système de 4,6 MVA, incluant une machine 3,3 KV, avec :

$$L = 215 \mu H, C = 150 nF, R = 67 \Omega.$$

Une machine est sensible au dV/dt, nous venons de le mentionner, mais elle l'est aussi aux surtensions. A ce niveau, la longueur des câbles est un paramètre important : les surtensions aux bornes de la machine sont d'autant plus élevées que la longueur des câbles, que l'amplitude et le dV/dt des fronts raides à l'entrée de ces câbles sont importants.

Pour souligner ce phénomène, nous avons considéré (simulation Matlab) un convertisseur 4 niveaux et un actionneur 2 niveaux imposant des valeurs de dV/dt supérieures à celles habituellement utilisées (filtre dV/dt), à savoir proches de 4000 V/μs, (valeur naturelle sans filtre dV/dt). Le câble est décrit par un modèle linéique discret de 0,15 μF/Km et 0,35 mH/Km. La figure (21) souligne sans ambiguïté la supériorité des montages multi-niveaux, un des paramètres les plus importants étant en fait l'amplitude de l'échelon de tension.. La surtension est proportionnelle à l'amplitude, ce qui explique leur bon comportement. Pour un 4 niveaux, l'amplitude de l'échelon de tension est seulement le tiers de la tension continue d'alimentation.

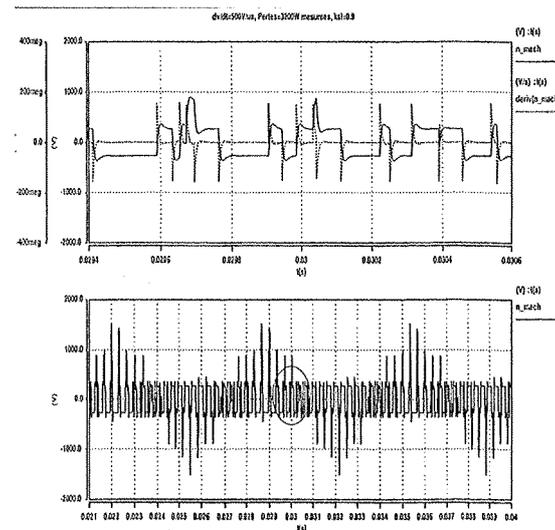


Figure (20)

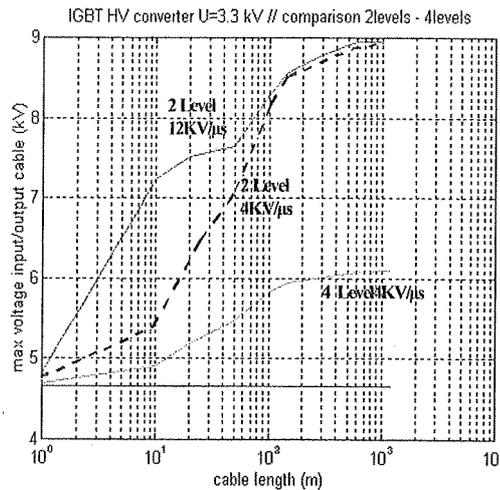


Figure (21)

### III.3.b. Redresseur actif (Active Front End)

Nous avons largement mentionné les systèmes d'entraînements alimentés par un BUS continu, mais dans de nombreux cas, pour des ventilateurs, des compresseurs ou d'autres systèmes, des équipements spécifiques sont nécessaires. L'alimentation est alors réalisée à partir de ponts de Graëtz, associés pour obtenir au moins une réaction dodécaphasée pour des puissances supérieures à 2 MW.

La figure (22) montre une alimentation classique dodécaphasée, composée de ponts mixtes associés en série. Chaque pont contient trois thyristors et trois diodes. En fonctionnement normal, les thyristors sont contrôlés avec un angle d'amorçage le plus faible

possible. L'ensemble des deux ponts mixtes se comporte alors comme des ponts à diodes, pour minimiser l'énergie réactive absorbée et réduire le niveau des harmoniques de rang élevé. Dans ces conditions, la tension du BUS n'est pas régulée et suit les fluctuations du réseau. Les thyristors servent de protection vis-à-vis d'un défaut interne et, pour cela, leur dimensionnement en  $I^2t$ , est fait en prenant en compte la réactance du transformateur. Ces thyristors sont bloqués quand le primaire est mis sous tension, la pré-charge des condensateurs étant alors faite à travers les résistances  $R_{pc}$ , puis, après quelques secondes, les thyristors sont amorcés.

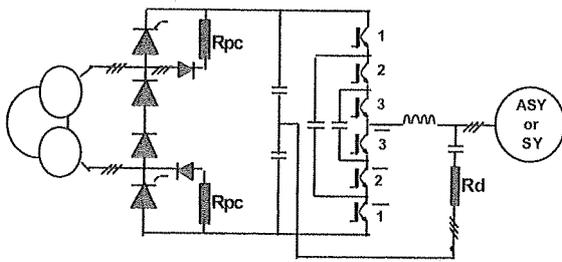


Figure (22)

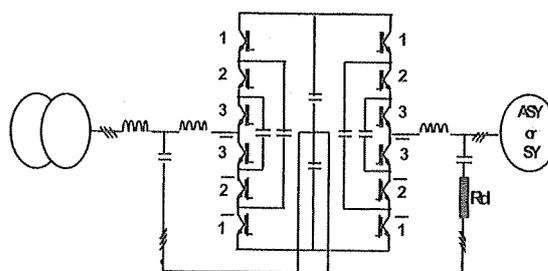


Figure (23)

Quand la puissance de court-circuit des réseaux d'alimentation est faible, et que les règles concernant la pollution harmonique des réseaux contraignantes la solution dite « active front end » s'impose, elle est représentée par la figure (23).

Son intérêt principal est l'absorption d'un courant sinusoïdal avec un facteur de puissance rigoureusement égal à l'unité. L'autre intérêt est que cette solution étant réversible, le freinage de l'entraînement est directement possible. De plus, le bus continu intermédiaire étant contrôlé, le dimensionnement de l'alimentation machine est optimal même si le réseau présente d'importantes fluctuations.

Néanmoins, cette solution induit toujours un surcoût, et son utilisation doit être clairement justifiée par les propriétés évoquées.

## IV. CONVERSION D'ENERGIE STATIQUE.

Elle concerne un certain nombre de procédés, tels l'électrolyse, les fours à arc continu et les alimentations de caténaies.

### IV.1. Electrolyse

La mise en oeuvre d'un grand nombre de procédés chimiques passe par des transformations de type

électrochimique, qui utilisent des courants continus de forte intensité. La figure (24) montre, dans un plan U,I, les différentes applications concernées. Il apparaît que c'est l'élaboration d'aluminium qui conduit aux puissances les plus importantes, avec des puissances actives autour de 400 MW, pour des courants de 315 KA sous 1200V

Les paramètres les plus importants auxquels une source de courant doit répondre sont bien sûr la tension et un courant qui constituent les données de base. Le courant d'un ensemble d'électrolyse d'aluminium est en rapport avec le type de cuve. Les nouvelles cuves Péchiney, performantes au niveau Faraday, nécessitent des courants de l'ordre de 315 KA, la tension nécessaire dépendant du nombre de cuves en série. D'autres éléments tout aussi fondamentaux doivent être pris en compte pour traiter le problème dans son ensemble, comme le réseau d'alimentation. Installer 400 MW sur un réseau ne peut uniquement être réalisé qu'en en connaissant parfaitement ses caractéristiques :

- la Puissance de court circuit, mini et maxi.
- les standards à appliquer en terme de pollution harmonique.
- la consommation de réactif admissible en fonction des accords entre le fournisseur d'énergie et le consommateur.

La précision et le temps de réponse à une perturbation, réseau ou charge, sont aussi des éléments qui ont une influence sur la solution :

- L'exactitude sur le courant est généralement autour de 0.5 % de l'intensité nominale.

Les perturbations à prendre en compte sont les variations d'alimentation du réseau et les fluctuations de la charge, surtout l'effet anode (ce phénomène était courant il y a quelques années, il a été remarqué sur des cuves modernes, mais il est de plus en plus rare). Un temps de réponse autour de cinq secondes est généralement acceptable

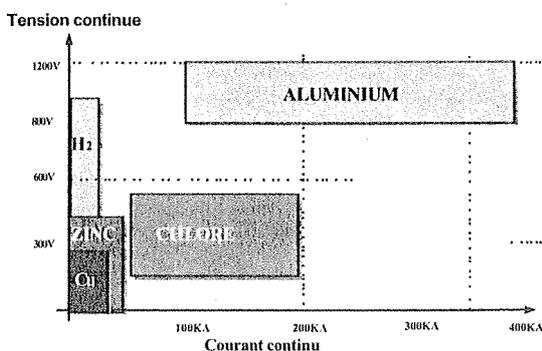


Figure (24)

Il est fondamental de prendre en compte, dès la conception de ces alimentations, l'exigence d'un haut niveau de fiabilité. Une défaillance de deux ou trois heures peut entraîner d'importantes pertes de

production, avec un retour à l'équilibre qui prendra plusieurs jours. Ainsi, est-il nécessaire de prévoir des redondances.

#### IV.1.a. Structures d'alimentation.

Ces courants importants sont obtenus en mettant en parallèle un certain nombre de groupes. Nous essayons toujours d'assurer le fonctionnement nominal avec un groupe hors d'usage, pour faire face à un incident ou aux nécessités de maintenance. En général, le nombre de groupes est autour de six.

Les redresseurs sont réalisés soit avec des thyristors, soit avec des diodes associées à des réactances auto-saturables. Dans les deux cas, pour minimiser la consommation de réactif, nous allons tenter de réduire la variation de phase, en utilisant un auto-transformateur de régulation en amont du transformateur de groupe. Il y a dix ans, les installations étaient dimensionnées avec une profondeur de réglage d'environ 60V. Les progrès réalisés dans la conception des cuves et dans leur supervision permettent de limiter à 30 ou 40V cette profondeur, ce qui représente 3,3% de la valeur de la tension directe.

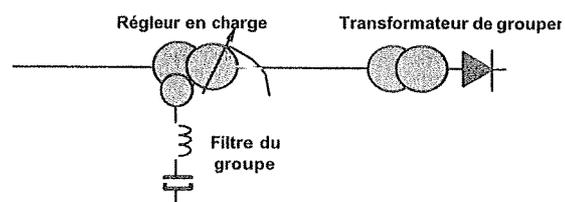


Figure (25) -Redresseur/ réseau, principe d'adaptation.

Le régulateur est un organe mécanique. En fonctionnement automatique (optimisation du facteur de puissance), et pour des variations de réseau importantes, il est important de temporiser les actions pour minimiser le nombre d'opérations. Un compromis entre les sollicitations mécaniques et l'équilibre du procédé doit donc être recherché.

#### IV.1.b. Redresseurs possibles

Ils sont au nombre de trois, schématiquement, représentés sur la figure (26). Les schémas (a) et (b) sont les plus fréquents. Nous les trouverons dans des alimentations pour l'électrolyse de l'aluminium et du chlore. Le montage (c) est habituellement limité aux redresseurs basse tension utilisés en galvanoplastie, pour les traitements de surface. En fait, il peut être comparé au schéma (b) en terme de contraintes sur les semi-conducteurs.

- a) Le pont de Graëtz. C'est le montage le plus utilisé en électronique de puissance pour les gros redresseurs, quand la tension continue est supérieure à 600 V. Les semi-conducteurs supportent une tension inverse égale à la tension crête entre deux phases.

- b) Double étoile avec inductance interphase. Avec une tension continue identique au montage précédent, les semi-conducteurs supportent des tensions inverses

deux fois plus élevées. Inversement, pour un courant continu identique, le courant dans les semi-conducteurs est deux fois plus faible. C'est la raison pour laquelle ce type de schéma est toujours utilisé pour les tensions en dessous de 600V. L'inductance d'interphase qui pénalise la solution (au niveau du coût) est généralement placée à l'intérieur du transformateur.

c) Montage dit à flux libre. Le transformateur doit avoir cinq colonnes, avec trois transformateurs monophasés équivalents dont les primaires sont couplés en étoile. Au niveau des contraintes sur les semi-conducteurs, ce schéma est identique au précédent. L'absence d'inductance d'interphase constitue a priori un avantage important, mais il faut prendre en compte la tension du point neutre primaire dont le niveau peut constituer une contrainte.

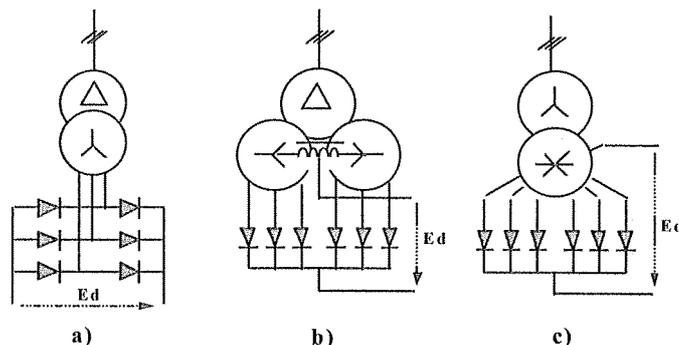


Figure (26) – Redresseurs possibles

#### IV.1.c. Association de redresseurs

Il faut obtenir le meilleur comportement vis-à-vis du réseau. Pour cela, on augmente l'index de pulsation pour minimiser les harmoniques de rang faibles prélevés sur le réseau. En aluminerie, le groupe de base est composé de deux demi-groupes hexaphasés à ions en parallèle, déphasés de 30°, ce qui conduit à un ensemble à dodécaphasé. Les primaires des transformateurs des différents groupes, de couplage zigzag ou triangle étendu, présentent des déphasages qui réduisent encore les harmoniques absorbés sur le réseau.

#### IV.2. Four à arc continu

La gamme de puissance habituellement utilisée est d'environ 100 MW. La raison qui pousse à préférer les fours DC aux fours alternatifs, qui sont plus classiques, est triple. Leur efficacité thermique est plus grande, les contraintes sur le transformateur sont plus faibles, ainsi que les perturbations sur le réseau d'alimentation. De nos jours, les alimentations continues sont réalisées avec des ponts de Graëtz à thyristors. Dans le futur, lorsque les problèmes de fatigue thermique de l'IGBT seront résolus, l'utilisation de hacheurs sera possible. Nous serons alors capables de ramener les taux de FLICKER à des niveaux très bas, inférieurs ou très proches de 1, sans autre moyen de compensation harmonique.

Pour le moment, les schémas à thyristors restent les plus crédibles. La figure (26) montre un schéma largement utilisé (Brevet CEGELEC). Il permet de réduire les perturbations sur le réseau.

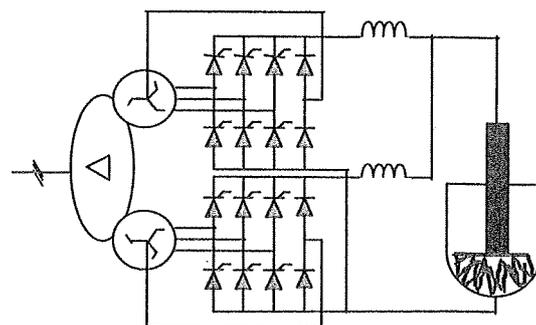


Figure (27)

Les deux redresseurs mis en parallèle sont munis de diodes de roue libre. Une commande décalée entre les thyristors à cathodes communes (1, 3, 5) et leur homologues à anodes communes permet de faire évoluer la tension de sortie, à courant constant, en gardant constante la puissance réactive.

La formule (1) permet d'estimer la variation de la tension relative provoquée par les fluctuations des puissances active et réactive  $\Delta P$  et  $\Delta Q$  générées sur le réseau par une alimentation de four ou toute autre charge rapidement variable.

$$(1) \frac{\Delta U}{U} = \frac{1}{S_{cc}} \left\{ Q_M + \frac{P_M}{tg^2 \psi} - \left( Q_m + \frac{P_m}{tg^2 \psi} \right) \right\} \text{ avec}$$

$P_M$  et  $Q_M$ , puissances actives et réactives maximales demandées par l'installation.

$P_m$  et  $Q_m$ , puissances actives et réactives demandées par l'installation.

$U$  et  $S_{cc}$ , tension de court circuit du réseau et puissance au point de connexion considéré.

$R$  et  $X$ , résistance et réactance par la phase du réseau qui permet de définir  $tg\psi = \frac{X}{R}$ .

D'une façon pratique  $tg\psi$  est souvent proche de 10 et la formule (1) peut être simplifiée

$$(2) \frac{\Delta U}{U} \approx \frac{Q_M - Q_m}{S_{cc}} = \frac{\Delta Q}{S_{cc}}$$

Il faut noter qu'une compensation fixe n'a pas d'effet sur les variations de tension causées par les fluctuations d'énergie réactive. Si la compensation fixe est trop importante en comparaison de la consommation minimale de réactif, il y a un risque de surcompensation et ainsi de surtension.

Dans le passé et pour les charges lentement variables nous utilisons souvent des compensateurs synchrones, machines synchrones surexcitées capables de fournir de la puissance réactive. Avec les années, les procédés devenant plus dynamiques et l'exigence de stabilité des réseaux devenant plus importante, nous avons eu recours aux compensateurs statiques.

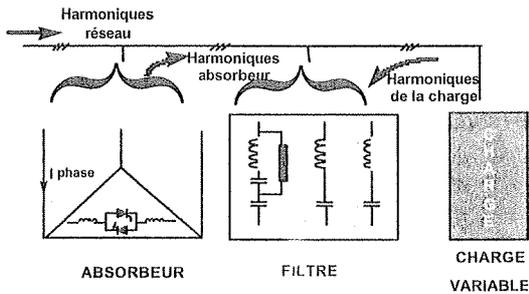


Figure (28). Principe du compensateur statique

Un compensateur statique (figure 28) est constitué de deux éléments, une batterie de condensateur adaptée avec un filtre et un absorbeur statique capable

d'absorber l'énergie réactive. Les systèmes travaillent en contrôle de puissance réactive:

- la batterie de condensateurs donne une puissance réactive fixe  $Q_C < 0$ .
- la charge absorbe une puissance réactive variable  $Q_L > 0$ .
- l'absorbeur absorbe une puissance réactive qui est aussi variable  $Q_u > 0$ .

Le contrôle permet de maintenir constante la puissance réactive demandée au réseau, en imposant continuellement l'égalité suivante :

$$Q_C + Q_L + Q_u = Constante$$

la puissance réactive consommée par l'absorbeur varie alors en sens inverse de celle de la charge, dans l'objectif de maintenir la tension réseau.

On ne peut aborder la stabilisation des réseaux perturbés par les charges rapides sans mentionner l'effet de FLICKER. À l'origine, il y a un sentiment d'inconfort visuel produit par un scintillement de la lumière à une fréquence de modulation comprise entre 1 Hz et 25 Hz. Ce sentiment d'inconfort est fonction du carré de la variation relative de tension. Ces variations sont quantifiées à partir de l'évaluation de la sensibilité de l'oeil en fonction de la fréquence. L'inconfort maximal est obtenu pour une fréquence de modulation de 10 Hz. Il est alors logique de prendre la perturbation à 10 Hz comme référence pour introduire une définition de la gêne ainsi créée.

Notons que le palier de perceptibilité, pour une fréquence de 10 Hz, correspond à une variation relative de puissance de 0,3%.

Dans ce qui suit nous noterons,  $\left(\frac{\Delta U}{U}\right)_{10\text{ Hz}} = \Delta V_{10}$

Hz Fréquence	0,01	0,05	0,1	0,5	1	3	5	10	15	20
a(f)	0,026	0,055	0,075	0,169	0,26	0,563	0,780	1	0,845	0,655

Courbe de sensibilité de l'oeil

Quand les variations de tension considérées sont à une fréquence autre que 10 Hz, on les ramène à 10Hz par la relation :

$$\Delta V_{10\text{ équivalent}} = a \cdot \Delta V_f$$

ou  $a$  est le facteur de sensibilité du tableau ci-dessus.

Pour une somme de perturbations nous écrivons habituellement,

$$\Delta V_{10\text{ équivalent}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{j=10} (a_i \cdot \Delta V_{fi})^2}$$

Le traitement du FLICKER réclame souvent l'utilisation de quelques méthodes statistiques. La somme de toutes les intervalles de temps, pendant lesquels le signal est maintenu dans les limites définies par une classe, est mesurée et exprimée par une fonction cumulative de probabilité (CPF). Il représente

la fréquence des amplitudes des niveaux de FLICKER pour chaque intervalle de mesure, nous déduisons un niveau de sévérité du FLICKER.

Niveau de sévérité du FLICKER, PST, PLT

PST est représentatif du niveau de FLICKER sur de courtes périodes, autour de 5 à 15 mn.

$$PST = \sqrt{K_1 \cdot P_1 + K_2 \cdot P_2 + \dots + K_i \cdot P_i + \dots + K_n \cdot P_n}$$

Les  $P_i$  sont les niveaux de CPF passés pendant une fraction de la période d'observation.

les  $K_i$  sont les coefficients d'équilibre selon la même fraction de la période d'observation. Ils sont déterminés en se basant sur la courbe limite a(f). L'UIE définit 5 points de mesure pour déterminer le PST selon les mesures prises pendant une période d'observation de 10 mn.

$P_{0,1}$  moy. a dépassé le niveau pendant 0,1 % du temps d'observation.

$P_1$  moy. a dépassé le niveau pendant 1 % du temps d'observation.

$P_3$  moy. a dépassé le niveau pendant 3 % du temps d'observation.

$$PST = \sqrt{0,0314 \cdot P_{0,1} + 0,0525 \cdot P_{1\text{moy}} + 0,0657 \cdot P_{3\text{moy}} + 0,28 \cdot P_{10\text{moy}} + 0,08 \cdot P_{50\text{moy}}}$$

PST = 1 corresponds to the FLICKER perception.

PLT est représentatif du niveau de FLICKER sur de longues périodes

$$PLT = \left[ \sum_{i=1}^{i=n} (PST_i)^3 / n \right]^{1/3}$$

### IV.3. Alimentations de caténares

Pour des raisons historiques, quelques réseaux ferroviaires sont encore aujourd'hui à 16 Hz 2/3 ou à 25 Hz. À l'origine, ces installations étaient alimentées par des machines tournantes, pour réduire la maintenance et améliorer les conditions de travail ; nous employons maintenant des convertisseurs statiques. Les convertisseurs indirects employés (figure (29)) sont, dans le cas présent, des convertisseurs non-réversibles constitués d'une association redresseurs/Onduleurs.

La puissance des installations de traction augmente et les règles de non-pollution des réseaux deviennent de plus en plus sévères. Le fait d'éviter toute réinjection d'énergie sur le réseau conduit rapidement à utiliser des convertisseurs de cette nature, même quand la fréquence caténaire est la même que la fréquence de réseau. En fait, ce type de convertisseur sera en

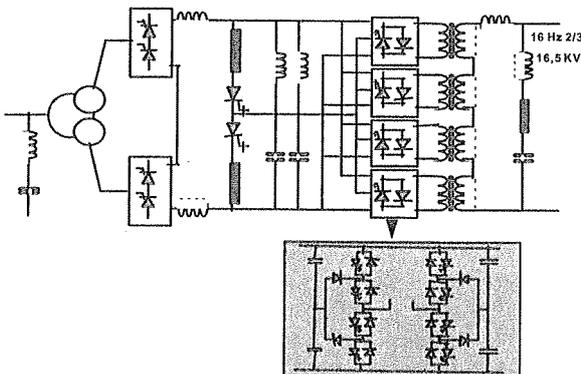


Figure (29)

- **Convertisseurs.** Ils sont de type trois niveaux (NPC) avec GTO ou IGCT, afin d'appliquer sur transformateur des tensions de qualité pour réduire au minimum les pertes. Ceci étant, quelques fabricants proposent des convertisseurs à deux niveaux. C'est au niveau du contrôle de ces convertisseurs qu'apparaissent toutes les particularités de ce type d'alimentation:

$P_{10}$  moy. a dépassé le niveau pendant 10 % du temps d'observation.

$P_{50}$  moy. a dépassé le niveau pendant 50 % du temps d'observation.

compétition avec des « balancers » (équilibres) qui pourraient être réalisés à partir de convertisseurs à IGBT, avec une double fonctionnalité, à savoir équilibrage et filtrage actif. La figure (29) contient sept fonctions élémentaires, qui, en partant de la caténaire, sont les suivantes:

- **Filtre de sortie.** Malgré une forme d'onde élaborée figure (30), nous devons éliminer les courants haute fréquence qui pourraient perturber la signalisation ferroviaire. En général les courants psophométriques sont inférieurs à 1A. D'où la nécessité d'un filtre faiblement amorti, d'une part pour la qualité du filtrage et d'autre part pour minimiser les pertes. L'amortissement est réalisé par le contrôle.
- **Transformateur.** En général, il n'y a pas quatre transformateurs monophasés, mais un seul. Des shunts magnétiques sont prévus, l'idée étant qu'il est souhaitable d'avoir des transformateurs individuels pour les harmoniques et un transformateur unique pour l'onde fondamentale.

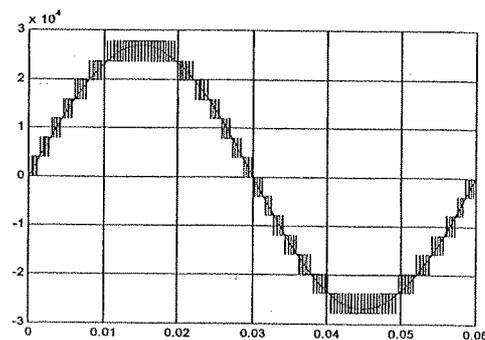


Figure (30)

#### Amortissement dynamique du filtre de sortie.

**Contrôle des courants de court-circuit.** En fait, le court-circuit aux bornes de la sous-station n'est pas un problème, c'est un classique en électronique de puissance. C'est la fin du court-circuit qui est délicate du fait des autres sources sur le caténaire. Le court-circuit éloigné créé également quelques

difficultés dues à l'existence d'une fonction de transfert variable pour la boucle de courant.

**La régulation de tension**, doit tenir compte de plusieurs cas. Soit la sous-station est seule sur la caténaire, soit-elle est en parallèle avec d'autres sous-stations statiques, enfin elle est parallèle avec des machines tournantes. La commande peut être faite dans le référentiel d, q ou en tenant compte de la phase de la tension interne caténaire et de son module, la référence de phase étant tabulée et donnée par le système de contrôle global de toutes les sous-stations qui alimentent une caténaire. Une difficulté particulière doit être prise en compte, liée à la présence de machines tournantes : les alternateurs ont des réactances élevées, si bien que les harmoniques de traction risquent d'être prises en compte uniquement par les convertisseurs statiques. Ici encore, pour des raisons de coût et de pertes, la solution ne peut pas venir du dimensionnement mais du contrôle. Un fonctionnement de type filtrage actif est nécessaire, pour ne pas prendre en compte toutes les harmoniques du réseau de traction.

- **Filtrage dans la boucle continue.** Ce filtrage est possible dans la mesure où nous sommes à fréquence fixe, aussi bien côté réseau que côté caténaire. Le dimensionnement de ce filtre doit néanmoins tenir compte des harmoniques de traction et des harmoniques du réseau.
- **Hacheur sur résistances.** À ce niveau il ne s'agit pas d'introduire la possibilité du freinage, (pour le freinage, la solution « active front end » aurait été retenue). En fait c'est une protection destinée à limiter les effets de débit d'une sous-station dans

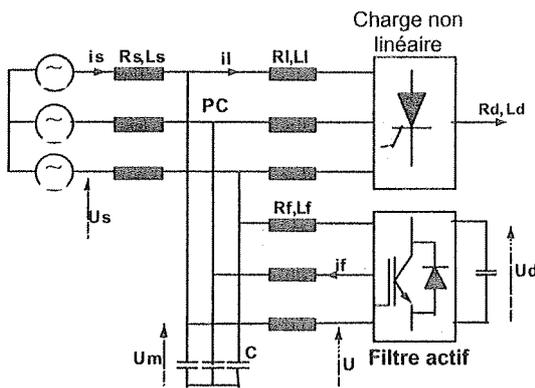


Figure (31)

Le filtre actif de la figure (31) compense une charge non linéaire en injectant un courant  $i_f$  au point de connexion PC. Le courant  $i_f$  est identique à la somme des courants harmoniques de la charge. La charge non-linéaire est un redresseur à thyristors alimentant une charge inductive. L'alimentation du système est

une autre pendant les phases de mise en route ou d'arrêt.

- **Redresseur.** Il n'y a rien de particulier, à part au niveau du contrôle qui réalise l'amortissement dynamique du BUS.
- **Transformateur et filtre réseau.** La définition de ces éléments est classique.

## V. FILTRAGE ACTIF

Les systèmes de puissance, les grands entraînements à vitesse réglable, les convertisseurs employés pour la transmission en haute tension continue (HVDC), les inductances contrôlées par thyristors utilisées dans les compensateurs statiques et la grande variété de charges non-linéaires employées dans des applications industrielles, sont les principales sources d'harmoniques de courant. Pour limiter les problèmes causés par les courants harmoniques, des directives comme l'IEEE519 et l'IEC1000-3 spécifient la distorsion harmonique tolérée sur le courant absorbé par le système.

Divers types de filtres sont proposés par les chercheurs pour annuler les courants harmoniques produits par des charges non-linéaires. Il y a deux sortes de filtres, les filtres passifs et les filtres actifs [12], [13], [14].

Le filtre actif présenté sur la figure (31) est composé d'un onduleur à IGBT, d'un condensateur de bus continu et d'un filtre LC en sortie. Ce filtre LC a pour fonction d'atténuer les harmoniques liées à la commutation du filtre actif. Ce dernier est contrôlé par un circuit de commande en mode glissant qui est conceptuellement simple mais souvent facile à mettre en oeuvre.

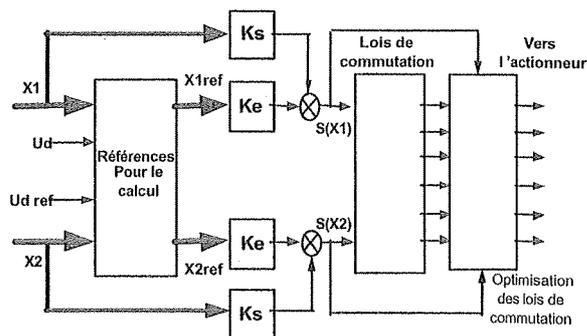


Figure (32)

représentée par une source de tension  $u_s$  avec un inductance en série  $L_s$ .

**Résultats de simulation.** Le circuit de la Figure (31) avec le principe de contrôle de la figure (32) a été simulé à l'aide du logiciel SABER en utilisant les paramètres suivants :

$$u_s = 220\sqrt{2} \sin(100\pi t) \quad L_s = 260\mu H$$

$$L_f = 390\mu H, L_d = 2mH, R_d = 1\Omega, L_L = 150\mu H$$

$$C = 760\mu F$$

, Le filtre actif est connecté au système au temps  $t = 250ms$ . La figure (33) montre la tension au point de connexion avant et après filtrage. La figure (34) présente le courant du filtre actif.

La figure (35) montre le courant du système avant et après le filtrage. La distorsion harmonique totale (THD) sur le courant est de 24% sans filtrage et elle passe à moins de 1.5% avec filtrage.

La fréquence de commutation est de 5.5 kHz sans le circuit d'optimisation et de 3.5 kHz, avec.

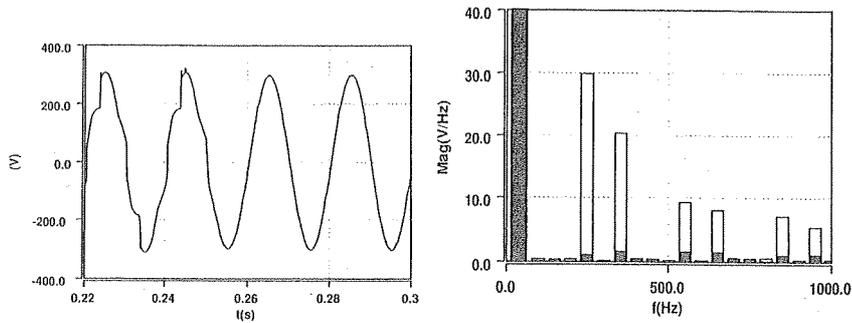


Figure (33) :  $u_m$  avec FFT avant et après filtrage

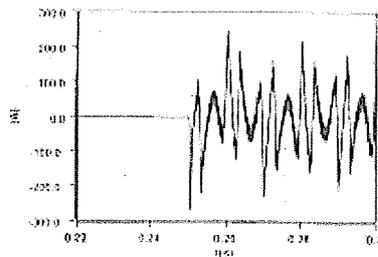


Figure (34) : Courant du filtre actif avant et après filtrage.

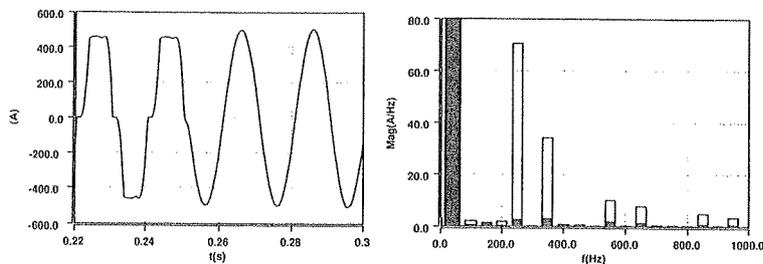


Figure (35) : Courant du système avant et après filtrage

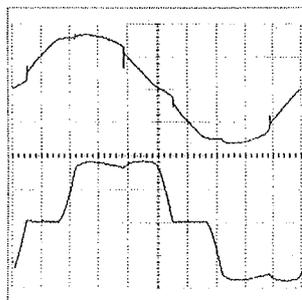


Figure (36) : tension  $u_m$  et courant du système avant filtrage

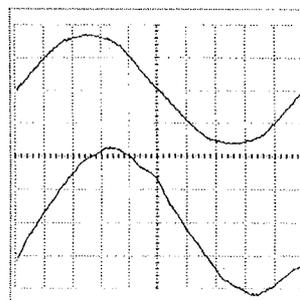


Figure (37) : tension  $u_m$  et courant du système après filtrage

### V.1.5 Le prototype du filtre actif avec le circuit de contrôle en mode glissant

Le système de la Figure (31) a été réalisé et évalué expérimentalement pour valider les principes de fonctionnement du filtre actif. Les résultats sont présentés dans le paragraphe précédent. La figure (36) présente le courant dans le système d'alimentation et la tension au point de connexion avant le filtrage.

Une fois que le filtre actif est en fonctionnement, le courant dans le système d'alimentation et la tension au point de connexion deviennent quasi-sinusoidaux Figure (37). Pour le courant, Le THD passe de 23 % à moins de 2 %. Les commutations des IGBT sont totalement filtrées sur le courant et la tension.

La distorsion est due aux harmoniques existant sur le système d'alimentation avant la connexion de la charge non-linéaire.

## VI. CONCLUSIONS

L'industrie de l'électronique de forte puissance n'échappe pas à la spirale de l'évolution, composants logiciels /capacité en puissance. C'est la raison pour laquelle les évolutions les plus rapides devraient se produire dans le domaine de la supervision. Les convertisseurs, très dépendants des composants de puissance, devraient évoluer plus lentement. L'amélioration des algorithmes de contrôle est en partie liée à l'évolution de la topologie des convertisseurs et au progrès de la micro-électronique en temps réel qui est leur support.

Les effets de mode doivent-ils être pris en compte ? En quinze ans nous sommes passés, pour l'alimentation des machines asynchrone, de la source de courant à la source de tension. Ce ne serait pas surprenant d'observer une tendance inverse si les composants symétriques étaient développés (ce qui semble toujours très improbable): dans de nombreux cas, nous obtiendrions un meilleur compromis performances/dimensionnement avec une source de courant qu'avec une source de tension, particulièrement en régime de désexcitation, pour ce qui concerne la vitesse variable.

Les axes d'orientation de la variation de vitesse, qui est un domaine essentiel de l'électronique de puissance, sont, d'une part, la banalisation des alimentations et un meilleur contrôle des lignes d'arbre (lissage actif du couple) d'autre part, l'introduction de fonctions de diagnostic basée sur les concepts modernes de l'intelligence artificielle.

Les variateurs de vitesse permettent d'atteindre des performances satisfaisantes ou en passe de l'être. Bien sûr, il y existe quelques domaines perfectibles, comme l'obtention, pour les machines asynchrones, d'un fonctionnement performant à basse vitesse sans capteur de vitesse, mais ces problèmes, qui finiront par être résolus, ne doivent pas mobiliser toutes les énergies. D'année en année les observateurs de flux et de couple progressent. Les préoccupations les plus importantes

sont maintenant liée à la non-pollution des réseaux de distribution et à la qualité des couples fournis aux mécaniques entraînées. Les actionneurs et les algorithmes, robustes, simples d'utilisation, qui permettront de réaliser ces objectifs, sont déjà à l'étude dans nos laboratoires. Les conditions économiques des marchés utilisant la vitesse variable de moyenne et forte puissance, associées aux efforts des fabricants, devraient permettre d'atteindre cet objectif d'ici cinq ans.

### Liste de références:

- [1] A.F Filippov, *Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides*, Kluwer Academic Publishers, 1988.
- [2] V.I Utkin, *Sliding mode control design principles and applications to electric drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, pp.23-36, February 1993.
- [3] V.I Utkin, *Sliding Modes in Control Optimization*, Springer - Verlag, 1992.
- [4] M.Depenbrock, *Direct Self-Control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine*, Patent, July 1987, US Patent.
- [5] M.Depenbrock, *Direct Self-Control DSC of inverter fed induction machine*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.3, pp. 420-429, October 1988.
- [6] M.P.Kazmierkowsky and A.B.Kasproicz, *Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter fed induction drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.42, pp. 344-350, August 1995.
- [7] P.Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford Science Publications.
- [8] T.Meynard and H.Foch, *Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique*, French Patent N°91.09582, July 1991.
- [9] H.Foch and T.A.Meynard, *Multi-level conversions: high voltage choppers and voltage source inverters*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toledo, 1992, pp. 397-403.
- [10] T.Meynard and H.Foch, *Imbricated cells multi-level voltage source inverters for high voltage applications*, EPE journal, Vol. 3, n°2, June 1993.
- [11] S.Bell and J.Sung, *Will Your Motor Insulation Survive a New Adjustable-Frequency Drive*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, pp.1307- 1311, September/October 1997.
- [12] H. AKAGI: *New Trends in active filters*, EPE'95 Sevilla.
- [13] C. LOTT, O. LAPIERRE, S. JONES and K. SAHNOUNI : *Harmonic filtering aboard electric propulsion ships*, AES'97, Paris.
- [14] J.H. XU, C. LOTT, S. SAADATE and B. DAVAT: *Compensation of AC/DC converter input current harmonics using a voltage source active power filter*, EPE'93 Brighton, Vol. 8.
- [15] H. BÜHLER: *Réglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes.
- [16] J.COURLAULT : *Comparaison des réseaux alternatifs et continus du point de vue de leur stabilisation- Régimes transitoires- Pollution harmonique*. REE N°9 octobre 2000.

## ÉVOLUTION DES STRUCTURES DE CONVERSION

Thierry MEYNARD

LEEI / ENSEEIHT

2 rue Camichel - 31071 Toulouse Cedex 7

UMR du CNRS N°5828

Manfred NAHRSTAEDT Roland JAKOB

ALSTOM Power Conversion / Drives and Control

Culemeyerstrasse 1

12277 Berlin

### Résumé :

*Des convertisseurs aux performances exceptionnelles peuvent être réalisés en associant des semi-conducteurs de calibres réduits en série ou en parallèle. Cependant, les problèmes de répartition de contraintes nécessitent un traitement adapté. Plusieurs manières d'aborder la mise en série (plus délicate à maîtriser que la mise en parallèle), sont présentées, et la solution que représentent les convertisseurs multicellulaires est détaillée. Enfin, diverses réalisations industrielles sont décrites.*

## I. INTRODUCTION

### I.1. Semi-conducteurs et structures de conversion

Les convertisseurs statiques d'énergie électrique représentent le véritable cœur de tout système électrique ; à partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie, avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. Si l'on sait aujourd'hui remplir toutes les fonctions de conversion, les concepteurs s'efforcent d'améliorer continuellement certaines performances. Si la réduction du coût d'exploitation global est bien souvent le critère principal pour l'utilisateur final, cet objectif ultime doit être décomposé en plusieurs objectifs intermédiaires :

- augmentation du rendement,
- amélioration de la puissance massique et volumique,
- augmentation des performances dynamiques,
- réduction des perturbations,
- recherche d'une meilleure sûreté de fonctionnement.

L'évolution de ces qualités est largement due à l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance qui a été très importante ces dernières années. Cependant, même si les performances des semi-conducteurs en tension, courant et rapidité peuvent être encore améliorées, nous approchons aussi la limite du tolérable ; en effet, si rendement et compacité demandent des composants extrêmement rapides, il n'en est pas de même vis à vis des critères de perturbation, et même dans une certaine mesure de la sûreté de fonctionnement. De toute évidence, le composant miracle qui commuterait des kiloVolts et des kiloAmpères en quelques nanosecondes ne

passerait pas inaperçu, mais il serait sans doute à peu près inutilisable !

L'évolution des performances des semi-conducteurs doit ainsi être accompagnée d'une refonte des circuits de l'électronique de puissance pour apporter une amélioration notable des équipements. L'importance des travaux réalisés sur la commutation douce depuis les années 80 est un exemple qui illustre bien cette nécessité. Dans cet article, les auteurs désirent montrer que les associations multicellulaires peuvent être, elles aussi, un moyen de réaliser dès aujourd'hui de meilleurs compromis en augmentant simultanément différentes qualités habituellement antagonistes ; puissance, rendement, compacité, rapidité, furtivité, sûreté.

### I.2. Fractionnement de la conversion d'énergie

De nombreux équipements d'Electronique de Puissance utilisent des associations série ou parallèle de semi-conducteurs : le transport de l'énergie en courant continu, la traction ferroviaire, les équipements d'électrolyse industrielle en fournissent des exemples prestigieux (IFA 2000, TGV,...). En examinant différentes applications, on réalise qu'un tel choix peut résulter de différentes motivations :

- Atteindre des puissances inaccessibles à des composants uniques (ex : associations de Thyristors sur les réseaux ou associations de GTO en traction). C'est évidemment la motivation première de beaucoup de réalisations de forte puissance.
- Utiliser des composants plus performants en fréquence (un composant basse tension est plus rapide et plus facile à commander qu'un composant haute tension) ou en chute de tension (la  $R_{DSon}$  équivalente de deux MOS basse tension connectés

en série est inférieure à la  $R_{DSon}$  d'un seul MOS de tenue en tension double).

- Répondre à diverses spécifications en tension ou en courant avec un produit standardisé. Modularité, effets de série et réduction de coûts industriels constituent alors des atouts décisifs.
- Améliorer les formes d'ondes en entrée et/ou sortie par multiplication (et exploitation) du nombre de degrés de liberté.

Cependant, à y regarder de plus près, on s'aperçoit que la mise en série et la mise en parallèle ne jouissent pas du tout du même statut :

- *La mise en parallèle* est couramment déclinée sous forme d'associations de semi-conducteurs, de cellules de commutation ou de convertisseurs complets, le couplage pouvant être réalisé avec ou sans transformateurs. Sauf pour l'association directe de composants, on bénéficie alors facilement d'une amélioration de performances par entrelacement des signaux de commande, ce qui constitue un avantage déterminant.
- *La mise en série* de composants semi-conducteurs ne jouit pas d'une aussi bonne réputation que leur mise en parallèle ; hormis dans le cas des thyristors fonctionnant en blocage naturel, la littérature est moins bavarde, les expériences plus rares.

La mise en série semble souvent réservée à la très Haute Tension, d'autant plus que l'amélioration des formes d'ondes par entrelacement des commandes est réservée aux structures utilisant des transformateurs.

L'industrie du semiconducteur est également révélatrice du caractère 'naturel' attribué à la mise en parallèle. A peu près tous les semi-conducteurs de puissance sont maintenant constitués de centaines voire de milliers de composants élémentaires en parallèle alors que, diodes mises à part, il n'existe probablement aucun module réalisé par mise en série de composants élémentaires. Remarquons également que l'augmentation du calibre en courant d'un semiconducteur peut se faire par simple augmentation de la surface de silicium, en maintenant la géométrie des cellules élémentaires, l'épaisseur des couches et les dopages. Il en est autrement lorsqu'il s'agit d'augmenter la tension, puisque toutes les caractéristiques sont à revoir, et les autres performances (pertes par conduction et par commutation, temps de commutation,...) ne vont pas en s'améliorant.

Pour toutes ces raisons, le développement de topologies et de techniques permettant d'associer des composants semi-conducteurs en série serait donc profitable à condition de résoudre deux problèmes principaux : l'équilibrage des tensions, et la possibilité d'entrelacement des commandes.

- *Assurer une répartition correcte des tensions* : Il s'agit d'un problème nettement plus complexe

que la répartition de courant entre composants en parallèle. En effet, les courants déséquilibrés génèrent des pertes inégalement réparties pouvant entraîner des problèmes thermiques, mais on dispose au minimum de plusieurs périodes de découpage pour rééquilibrer les contraintes. Dans le cas de la mise en série, une surtension peut entraîner la destruction immédiate du composant, et il s'agit de contrôler la forme d'un front de commutation de plusieurs  $kV/\mu s$ .

- *Permettre de tirer profit de tous les degrés de liberté* : Chaque commande d'amorçage et chaque commande de blocage est un degré de liberté. Les structures imposant des commutations synchronisées sont donc peu satisfaisantes en termes de commande, et on portera une attention particulière à la possibilité d'entrelacement des commandes.

Le but de cet article est de montrer dans quelles conditions ces objectifs peuvent être atteints, en s'intéressant tout d'abord à la cellule de commutation, puis aux structures utilisant de telles cellules. Enfin, des réalisations industrielles modernes seront décrites.

## II. CELLULES DE COMMUTATION AVEC MISE EN SERIE DE SEMI-CONDUCTEURS

### II.1. Topologies et modulateurs

#### II.1.a. Cellule de commutation avec mise en série de deux interrupteurs

##### *Mise en série directe d'interrupteurs*

En statique, cette répartition dépend des caractéristiques de courant de fuite de ces interrupteurs et l'équilibrage pourrait être obtenu à l'aide de simples résistances parallèles dont les pertes sont généralement peu contraignantes (sauf dans les applications haute tension).

Cependant le problème principal concerne la répartition de tension en dynamique, c'est à dire lors des commutations. A l'amorçage, le composant s'amorçant le dernier risque de voir une tension transitoire très élevée, tandis que le blocage risque d'être fatal au plus rapide ! Le problème de l'équilibrage est généralement résolu en assurant deux conditions :

- *Synchronisation des débuts de commutation* : Ce phénomène est particulièrement important pour le blocage des composants à porteurs minoritaires (transistors bipolaires, GTO...). Il est parfois résolu par synchronisation des commandes et tri des composants, mais il s'agit d'une procédure extrêmement chère.
- *Harmonisation des  $dV/dt$*  : Ceci peut être assuré avec une bonne précision lorsque les interrupteurs sont équipés de circuit d'aide au blocage (cas des GTO par exemple).

L'utilisation de condensateurs d'aide au blocage largement surdimensionnés permet même de résoudre les deux problèmes à la fois (temps de retard faible devant le temps de commutation), mais cela peut nécessiter une réduction de fréquence de commutation dans un rapport 2 à 5. Cette solution est pourtant probablement encore la plus couramment utilisée...

Supposant les problèmes d'équilibrage résolus, on dispose donc d'une cellule de commutation dont les performances peuvent être résumées ainsi: tension commutée, puissance convertie et prix multipliés par deux, mais une fréquence de commutation réduite. Dans bien des cas, ceci est déjà plus avantageux que le recours à des semi-conducteurs de tenue en tension double. Notons cependant que les  $dV/dt$  générés par chaque commutation ont également doublé, ce qui doit absolument être pris en compte dans la conception de l'équipement (immunité au mode commun des allumeurs, notamment).

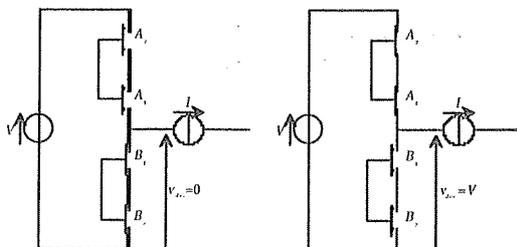


Figure 1 : Cellule de commutation avec mise en série de deux interrupteurs

Le principe de base de la modulation intersective d'une cellule de commutation classique peut directement être utilisé pour commander une cellule de commutation avec interrupteurs en série (Figure 2).

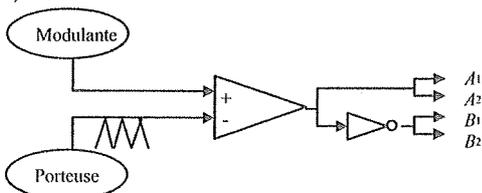


Figure 2 : Schéma simplifié du modulateur pour la mise en série directe

**Onduleur trois niveaux "clampé" par le neutre (Neutral Point Clamped Inverter)**

Dans ces onduleurs, deux simples diodes connectées au point milieu de la source de tension protègent les interrupteurs externes contre des tensions excessives. Indirectement, si les signaux de commande sont tels qu'on est sûr d'amorcer ces diodes, les interrupteurs du centre sont également protégés (Figure 3, a et b). Grâce à cette topologie particulière, on peut désynchroniser les instants de commutation des interrupteurs connectés en série, c'est à dire éviter de sommer les  $dV/dt$ , tout en respectant l'équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs.

Un autre intérêt, et non le moindre, réside dans l'utilisation d'un troisième état de cette cellule (Figure 3.c). Si les deux interrupteurs internes sont passants et les deux autres bloqués, la source de courant est connectée au point milieu de la source de tension via  $A_1$  et D ou  $A_2$  et D', selon le signe du courant. On dispose donc d'un troisième niveau de tension découpée qui permet d'améliorer notablement le spectre de la tension découpée[1]. Ainsi, pour obtenir une valeur moyenne de tension découpée comprise entre 0 et  $V/2$ , il est préférable d'utiliser seulement les deux états  $v_{dec}=0$  et  $v_{dec}=V/2$ . De la même manière, pour une valeur de modulate supérieure à 50%, il est préférable de ne plus utiliser l'état  $v_{dec}=0$  et de moduler la durée d'utilisation des deux états  $v_{dec}=V/2$  et  $v_{dec}=V$ .

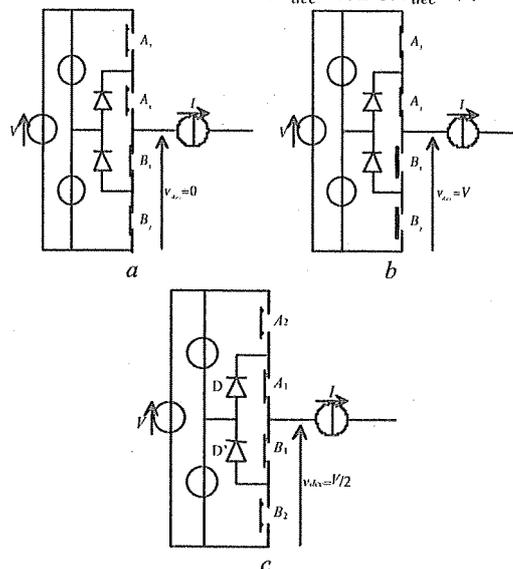


Figure 3: Les trois états de la cellule de commutation 'clampée par le neutre'

Le modulateur schématisé en Figure 4 permet d'obtenir de telles formes d'ondes. Pour une valeur donnée de la *modulante*, seule une des deux modulantes individuelles  $m_1$  et  $m_2$  peut donner une intersection avec la *porteuse*, et donc une seule des deux paires d'interrupteurs commute.

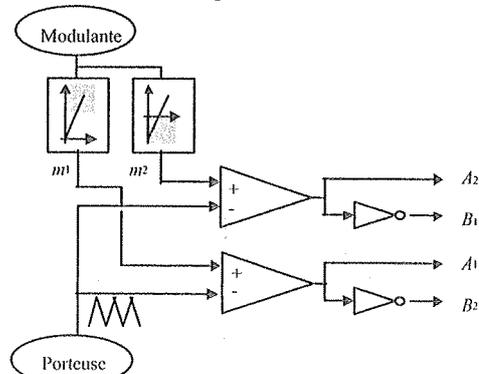


Figure 4: Schéma simplifié d'un modulateur pour onduleur 'NPC'

Par exemple, lorsque la modulante est inférieure à 50%,  $A_2$  est continuellement maintenu à 0 et  $B_1$  à 1 alors que  $A_1$  est commandé avec un rapport cyclique  $2\alpha$  et que  $B_2$  est toujours complémentaire de  $A_1$ . La tension  $v_{dec}$  prend la valeur 0 pendant  $(1-2\alpha)T_{dec}$  et  $V/2$  pendant  $2\alpha.T_{dec}$  et sa valeur moyenne vaut donc  $2\alpha V/2 = \alpha V$  comme dans une cellule classique.

Cette cellule peut être vue comme un "commutateur à trois positions" qui pose le problème de stabilité du neutre où sont connectées les diodes. Dans le cas trivial où la source de courant est continue, l'utilisation répétée du niveau intermédiaire conduira nécessairement à une composante continue de courant ; le potentiel de ce point devrait donc être imposé et régulé par un convertisseur auxiliaire de puissance non négligeable, ce qui est assez dissuasif et en pratique il n'y aura donc pas de "Hacheur Clampé".

Dans le cas d'un bras d'onduleur, on peut compter sur la symétrie glissante sur une demi-période du motif de commande et du courant pour que chaque utilisation du niveau intermédiaire avec un signe donné soit compensée par une utilisation pendant la même durée et avec un courant de signe contraire une demi-période de modulation plus tard. A cette condition, le courant moyen prélevé en ce point est nul, et il peut s'agir d'un point milieu capacitif dimensionné pour la fréquence de modulation.

Dans un onduleur en pont complet (monophasé, triphasé...), le même point neutre peut être utilisé pour tous les bras et on peut bénéficier d'une compensation partielle des composantes de courant à la fréquence de modulation. On peut alors réduire la valeur des capacités utilisées.

En pratique, les symétries ne sont pas toujours exactement respectées ; le point milieu capacitif se comporte comme un très bon intégrateur, et peut dériver. Dans la plupart des applications, une régulation de cette tension basée sur l'utilisation adéquate des états redondants est à prévoir.

**Cellule de commutation bicellulaire**

Une source de tension flottante d'amplitude moitié de la source d'entrée permet également d'assurer l'équilibrage des tensions [2]. Dans les états "normaux" de ce circuit (Figure 5, a et b), la tension aux bornes de tout interrupteur bloqué est imposée de manière stricte, contrairement à la structure précédente qui n'imposait qu'une inégalité.

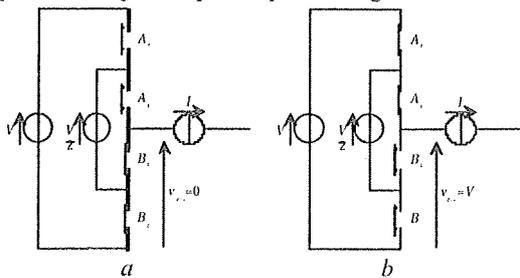


Figure 5 : Etats 'principaux' de la cellule bicellulaire

On remarquera que dans ce mode de fonctionnement, la source flottante est totalement passive ; à tout instant son courant est nul. Si on se limite à l'utilisation de ces deux états, le fonctionnement est celui de la mise en série directe ; tension découpée sur deux niveaux, sommation des  $dV/dt$  de commutation générés par chacun des semi-conducteurs,...

L'application stricte des règles d'interconnexion des sources nous conduit aux règles suivantes :

- $A_1$  et  $B_1$  ne doivent jamais être ouverts en même temps pour ne pas ouvrir la source de courant  $I$ ,
- $A_1$  et  $B_1$  ne doivent jamais conduire en même temps pour ne pas court-circuiter la source flottante  $V/2$ ,
- $A_2$  et  $B_2$  ne doivent jamais être ouverts en même temps pour ne pas ouvrir la source de courant ( $I$ ),
- $A_2$  et  $B_2$  ne doivent jamais conduire en même temps pour ne pas connecter deux sources de tension de valeurs différentes  $V$  et  $V/2$ .

On montre ainsi que :

- $A_1$  et  $B_1$  forment une cellule de commutation et que  $A_2$  et  $B_2$  en forment une deuxième. A l'intérieur de chaque paire ( $A_1, B_1$  d'une part et  $A_2, B_2$  d'autre part), les interrupteurs doivent donc toujours être dans des états différents ce qui impose indirectement l'existence d'une commutation commandée et d'une commutation spontanée, la nécessité d'un temps mort entre les signaux de commande des interrupteurs commandés, une implantation minimisant les inductances des mailles ( $V, A_2, V/2, B_2$ ) d'une part, et ( $V/2, A_1, B_1$ ) d'autre part.
- Mais ces deux cellules sont totalement indépendantes et peuvent en particulier être déphasées. Ce nouveau degré de liberté utilise deux états supplémentaires (Figure 6, c et d). On notera que dans ces deux états aussi, la tension appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est bien maîtrisée et elle vaut la moitié de la tension  $V$ .

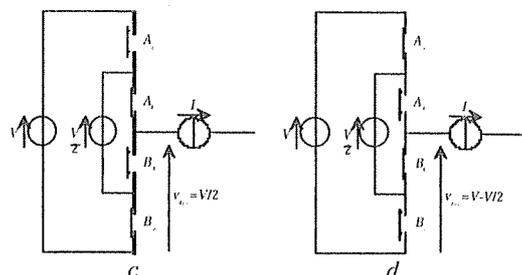


Figure 6 : Etats 'supplémentaires' de la cellule bicellulaire

Cette nouvelle cellule de commutation peut donc être considérée comme l'imbrication de deux cellules de commutation élémentaires d'où le nom de cellule de commutation bicellulaire.

Certaines stratégies de commande peuvent utiliser ces états pendant des fractions très faibles de la période de découpage. On peut par exemple décaler

très légèrement les commandes des deux cellules pour éviter la sommation des  $dV/dt$  de commutation. On peut aussi synchroniser les ordres de commande et ne compter sur ces états que pour rendre le système tolérant vis à vis d'inévitables décalages des commutations des deux cellules (retards générés par les allumeurs ou les semi-conducteurs de puissance eux-mêmes...).

#### Influence du déphasage sur $V_{dec}$

De manière plus générale, les signaux de commande de  $A_1$  et  $A_2$  (notés  $SC_1$  et  $SC_2$ ) définissant implicitement l'état de  $B_1$  et  $B_2$  ( $B_1 = \bar{A}_1; B_2 = \bar{A}_2$ ) et les tensions aux bornes des interrupteurs bloqués étant toujours  $V/2$ , on a, à tout instant :

$$v_{B_1} = SC_1 \cdot \frac{V}{2} \quad (\text{Eq. 1})$$

$$v_{B_2} = SC_2 \cdot \frac{V}{2} \quad (\text{Eq. 2})$$

$$v_{dec} = v_{B_1} + v_{B_2} \quad (\text{Eq. 3})$$

$$\Rightarrow v_{dec} = (SC_1 + SC_2) \frac{V}{2} \quad (\text{Eq. 4})$$

On se rappellera que *la tension découpée est à tout instant égale à la somme des signaux de commande des interrupteurs  $A_1$  et  $A_2$  multipliée par la demi-tension*. Si les tensions  $V$  et  $V/2$  peuvent être assimilées à des tensions continues sur une période de découpage, on peut raisonner en valeurs moyennes sur une période de découpage et montrer que la valeur moyenne de la tension découpée ne dépend que des rapports cycliques :

$$(v_{dec})_{moy} = (\alpha_1 + \alpha_2) \frac{V}{2} \quad (\text{Eq. 5})$$

Il est donc possible, en jouant uniquement sur le déphasage entre  $SC_1$  et  $SC_2$ , de modifier la forme d'onde de la tension découpée, sans altérer sa valeur moyenne. L'introduction d'un déphasage entre  $SC_1$  et  $SC_2$  permet de moduler la tension découpée sur trois niveaux (0,  $V/2$ ,  $V$ ) au lieu des deux niveaux usuels (0,  $V$ ). Une utilisation optimisée de ce nouveau degré de liberté permet de réduire notablement le contenu harmonique de la tension découpée. La Figure 7 montre par exemple à quel point on peut réduire l'ondulation de courant dans un hacheur à cellules imbriquées en déphasant progressivement les signaux de commande de 0 à 180 degrés.

On notera qu'avec un déphasage  $180^\circ$ , la tension  $v_{dec}$  présente une ondulation à une fréquence double de la fréquence de découpage, et une ondulation de tension égale à la moitié de la tension  $V$ . Pour une inductance donnée, *l'ondulation de pire cas est ainsi réduite dans un facteur quatre par rapport à une commande en phase*. Cette propriété est à rapprocher de celle, plus connue, des onduleurs en pont complet. La seule différence est que la tension

découpée est ici obtenue par sommation de deux fonctions de modulation alors que dans un pont, la tension de sortie s'exprime comme la différence de deux fonctions de modulation.

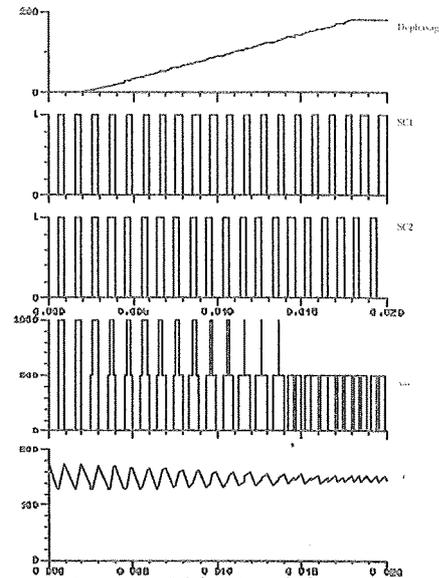


Figure 7 : Réduction de l'ondulation par entrelacement des commandes

#### Influence du rapport cyclique $V_{dec}$

Lorsque le déphasage est fixé à  $180^\circ$ , ce qui correspond à une ondulation minimum, la tension découpée prendra les valeurs  $(0, V/2)$  lorsque le rapport cyclique est compris entre 0 et  $1/2$ , et les valeurs  $(V/2, V)$  si le rapport cyclique est compris entre  $1/2$  et 1. Cette discontinuité n'est qu'apparente ; en effet, si l'on raisonne en valeur moyenne sur la période de découpage, on voit qu'avec des rapports cycliques égaux on retrouve la loi linéaire d'une cellule traditionnelle :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha \Rightarrow (v_{dec})_{moy} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \cdot V = \alpha V \quad (\text{Eq. 6})$$

Les formes d'onde obtenues avec un rapport cyclique variable et un déphasage fixe de  $180^\circ$  sont illustrées en Figure 8.

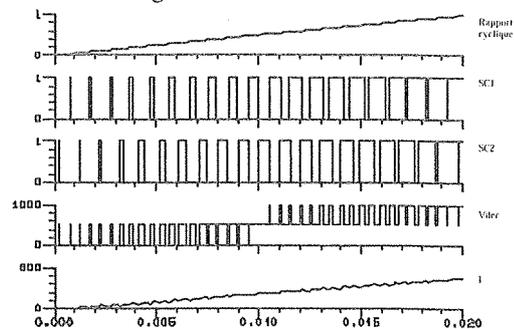


Figure 8 : Variation du rapport cyclique avec commandes entrelacées

On notera en particulier que l'ondulation de courant passe par un minimum local nul pour un rapport cyclique de 50%, alors que ce rapport cyclique

correspond à un maximum de l'ondulation dans une structure classique (ou avec un déphasage nul). Là aussi, on peut faire un parallèle avec une structure utilisant deux cellules de commutation traditionnelles pour former un pont, en remarquant toutefois que dans le cas des cellules imbriquées, la puissance transférée au point remarquable  $\alpha=50\%$  n'est pas nulle...

Nous avons vu qu'il est possible d'optimiser la forme d'onde de la tension découpée en commandant les deux cellules de commutation avec des rapports cycliques égaux et un déphasage de  $180^\circ$ . Ceci peut être réalisé très simplement en introduisant une deuxième porteuse déphasée de  $180^\circ$ . On aboutit donc ainsi au schéma de principe donné en Figure 9.

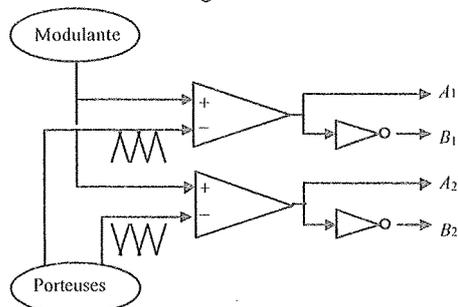


Figure 9: Schéma simplifié d'un modulateur pour cellule de commutation bicellulaire

**Caractéristiques de la source flottante**

Toutes les propriétés intéressantes de cette structure sont liées à l'utilisation d'une source de tension 'auxiliaire' qui semble très pénalisante :

- située au cœur de la cellule de commutation, son courant crête est égal au courant principal,
- son amplitude est une fraction (non négligeable) de la tension principale,
- son amplitude doit être proportionnelle à la source de tension principale,
- elle est référencée à un potentiel flottant,
- elle doit dans bien des cas être continue.

Il ne manque plus grand chose pour que la réalisation de cette source "auxiliaire" nécessite un convertisseur "auxiliaire" de puissance comparable à celle du convertisseur principal, nécessitant une régulation propre, avec un isolement galvanique supportant une tension importante, de forts  $dV/dt...$  le tout devant de plus être réversible en puissance !

Fort heureusement, on remarque que le courant parcourant cette source est nul dans les états représentés en Figure 5a et b et qu'il est égal au courant de la source de courant dans l'état représenté en Figure 6c et à son inverse dans l'état correspondant à la Figure 6d. Le bilan énergétique de cette source peut donc être maîtrisé et annulé en jouant harmonieusement sur l'utilisation de ces deux dernières phases.

Nous nous bornerons dans un premier temps à expliquer comment ceci peut-être réalisé dans le cas du régime permanent d'un hacheur ( $V$  et  $I$  continus). Le courant vu par la source de tension flottante s'exprime comme la différence des courants traversant  $A_1$  et  $A_2$ . De plus, le courant dans un interrupteur bloqué étant nul et le courant dans un interrupteur passant étant égal à  $I$ , le courant parcourant la source flottante est à tout instant égal à la différence des signaux de commande de  $A_1$  et  $A_2$  multipliée par le courant  $I$ . Si le courant  $I$  est rigoureusement continu, le courant moyen vu par la source flottante est proportionnel à la différence des rapports cycliques de conduction de ces interrupteurs ; il suffit donc de maintenir ces rapports cycliques égaux pour annuler la puissance active vue par cette source qui mérite alors le nom de source "auxiliaire".

Cette propriété est illustrée en Figure 10 qui représente le courant qui circulerait dans la source flottante avec une source de courant idéale et continue  $I=150A$ , les rapports cycliques des deux cellules étant maintenus égaux et leur déphasage variant progressivement de  $0$  à  $180^\circ$ , comme en Figure 8.

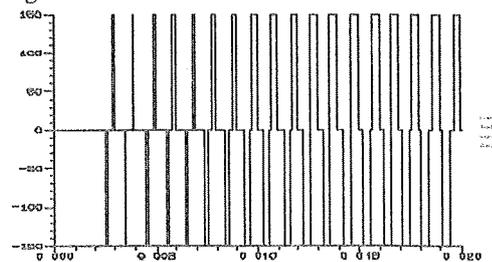


Figure 10: Courant circulant dans le condensateur flottant en fonction du rapport cyclique

**Résumé**

Les quatre interrupteurs doivent être commandés comme deux cellules de commutation :

$$\begin{cases} B_1 = \overline{A_1} \\ B_2 = A_2 \end{cases} \quad (\text{Eq. 7})$$

La tension appliquée à une cellule est la différence des tensions imposées par les sources qui l'entourent :

$$\begin{cases} V_{cel1} = \frac{V}{2} - 0 = \frac{V}{2} \\ V_{cel2} = V - \frac{V}{2} = \frac{V}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq. 8})$$

La somme des fonctions de modulation définit la tension de sortie :

$$v_{dec} = (SC_1 + SC_2) \frac{V}{2} \quad (\text{Eq. 9})$$

La différence des fonctions de modulation définit le courant circulant dans la source flottante :

$$i_{SF} = (SC_2 - SC_1) I \quad (\text{Eq. 10})$$

**II.1.b. Extension à un nombre quelconque d'interrupteurs**

*Mise en série directe*

La mise en série de plus de deux interrupteurs ne pose pas de problème de principe supplémentaire. Elle ne fait que poser de manière plus contraignante les problèmes de mise en série évoqués plus haut ;

- équilibrage statique : le rapport entre tension commutée et tension interrupteur étant plus élevé, l'équilibrage statique des tensions doit être assuré avec une plus grande précision (un déséquilibre de  $V/10$  peut-être toléré pour deux interrupteurs en série, il n'est certainement pas acceptable pour dix interrupteurs en série!),
- synchronisation des commutations effectives : qu'il s'agisse des procédures de tri ou du décalage des ordres de commandes, la complexité croît avec le nombre d'interrupteurs,
- $dV/dt$  : la sommation des  $dV/dt$  dus aux commutations synchrones ne doit pas être négligée lors de la conception des allumeurs et du traitement des problèmes de compatibilité électromagnétique.

**Onduleur "clampé"**

L'extrapolation de cette topologie à plus de trois niveaux est envisageable (cf. Figure 11).

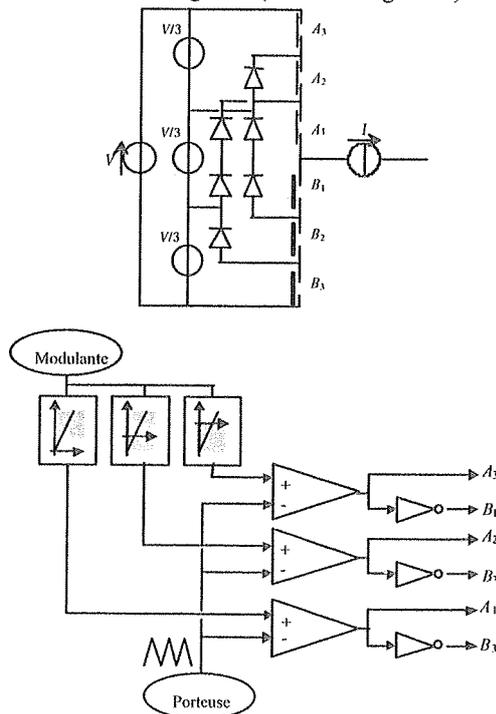


Figure 11 : Cellule de commutation 4-niveaux clampé et modulateur correspondant

Notons que dans cette structure, les problèmes d'implantation et de minimisation des inductances dans les mailles de commutation deviennent préoccupants. De même, la mise en série de diodes commutant à la fréquence de découpage doit être maîtrisée. Cependant, sur le principe, on voit qu'on peut généraliser le schéma de puissance, on peut

aussi imaginer un modulateur qui permet de commander correctement une telle structure.

Cependant, le problème principal est que les symétries naturelles des formes d'ondes du trois-niveaux sont brisées, et aucun motif de commande simple ne permet d'imposer des courants moyens nuls dans les ponts diviseurs capacitifs en boucle ouverte.

**Cellule de commutation multicellulaire**

La topologie à cellules imbriquées présente l'avantage de pouvoir être directement généralisée à un nombre quelconque d'interrupteur, et ce aussi bien au niveau topologique qu'au niveau commande. L'extrapolation de la topologie avec  $p$  paires d'interrupteurs est représentée en Figure 12.

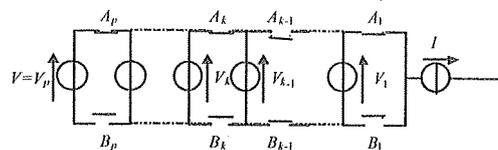


Figure 12 : Cellule de commutation multicellulaire

Chaque paire d'interrupteur ( $A_k, B_k$ ) est comprise entre deux sources flottantes d'amplitudes différentes, les commandes de  $A_k$  et  $B_k$  doivent donc être complémentaires. Par conséquent, la loi des mailles donne :

$$(V_{Ak})_{off} = (V_{Bk})_{off} = V_k - V_{k-1} \text{ (Eq. 11)}$$

$$k = 1, \dots, p \text{ avec } V_0 = 0$$

En appliquant la loi des mailles aux séries  $A_k$  et  $B_k$ , et en remarquant qu'à tout instant, la moitié des interrupteurs est passant, l'égalité des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués s'écrit :

$$(V_{Ak})_{off} = (V_{Bk})_{off} = V/p \text{ (Eq. 12)}$$

$$k = 1, \dots, p$$

A partir des deux relations précédentes, on en déduit alors par récurrence :

$$V_k = k \cdot V/p \text{ (Eq. 13)}$$

$$k = 0, \dots, p \text{ avec } V_0 = 0$$

L'expression du courant instantané dans la source flottante de rang  $k$  est donnée par :

$$i_{SFk} = (SC_{k+1} - SC_k) \cdot I \text{ (Eq. 14)}$$

En se limitant au cas de sources  $V$  et  $I$  strictement continues (hacheur en régime permanent avec charge d'impédance infinie), l'annulation de la puissance active dans toutes les sources flottantes ne peut être obtenue qu'en imposant des rapports cycliques égaux.

Comme dans le cas de deux cellules, les déphasages entre signaux de commande des différentes cellules constituent un degré de liberté supplémentaire qui ne modifient pas la valeur moyenne de la tension découpée mais réduisent son contenu harmonique. On montre que des déphasages réguliers de  $2\pi/p$

permettent d'optimiser le spectre en annulant les raies aux fréquences  $f_{dec}$ ,  $2.f_{dec}$ , ...,  $(p-1).f_{dec}$ .

Le schéma de principe de la Figure 13 représente un modulateur respectant les conditions décrites ci-dessus.

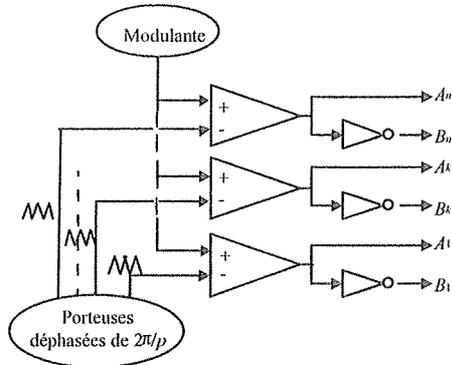


Figure 13 : Modulateur pour cellule de commutation multicellulaire

Au niveau des formes d'onde, ce déphasage des signaux de commande conduit à une tension découpee de fréquence  $f_{dec}$  et d'amplitude  $V/p$ . Pour une inductance donnée, l'ondulation de pire cas du courant de sortie est alors réduite dans un facteur  $p^2$  par rapport à celle obtenue avec des commandes synchrones.

Une illustration de ce phénomène dans le cas de trois cellules avec un déphasage entre cellules adjacentes variant progressivement de 0 à 120° est donnée en Figure 14

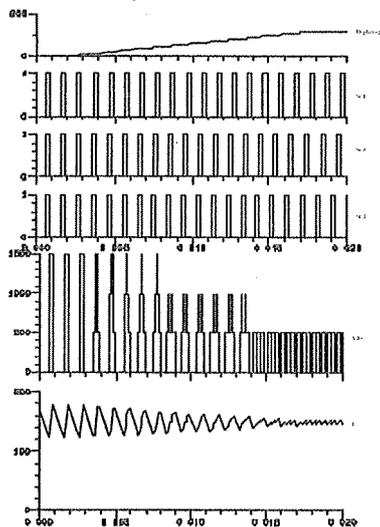


Figure 14 : Réduction de l'ondulation de courant par entrelacement des commandes

Pour un déphasage de  $2\pi/p$  et des rapports cycliques égaux, la tension découpee sera périodique à  $p.f_{dec}$ . Pour tout entier  $n=1, \dots, p$ , elle prendra les valeurs  $(n-1).V/p$  et  $n.V/p$  pour un rapport cyclique compris entre  $(n-1)/p$  et  $n/p$ . Ceci est illustré en Figure 15 pour trois cellules déphasées de 120° et un rapport cyclique variant de 0 à 1.

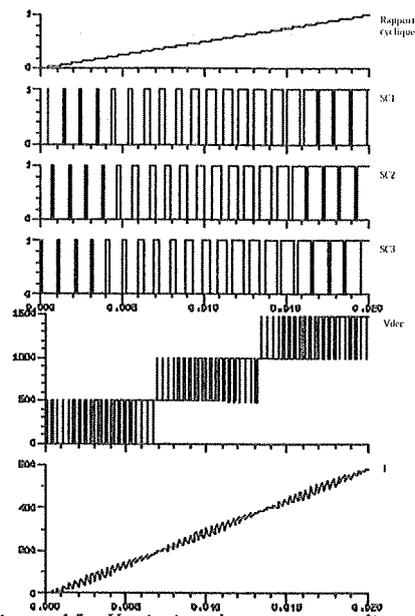


Figure 15 : Variation du rapport cyclique avec commandes entrelacées ; courant résultant

## II.2. Comparaison du point de vue spectral

Les propriétés de réduction d'ondulation de courant observées dans le paragraphe précédent découlent de la réduction ou de l'annulation de certaines familles d'harmoniques de la tension découpee. Pour appréhender ce phénomène de façon globale, nous pouvons étudier l'évolution des premiers harmoniques de la tension découpee en fonction du rapport cyclique de la cellule de commutation.

Ainsi, dans le cas d'une cellule de commutation traditionnelle ou dans le cas d'une mise en série directe, les amplitudes des différents harmoniques sont des fonctions sinusoïdales dont les allures générales sont données en Figure 16. On voit ainsi que lorsque le rapport cyclique varie de 0 à 1 (série de gauche), l'harmonique à la fréquence de découpage ( $2^{\text{ème}}$  courbe à partir de la gauche) varie sinusoïdalement et passe par un maximum pour un rapport cyclique de 50%. Pour toute valeur du rapport cyclique, le premier harmonique est le plus important, et sur une charge RL il joue un rôle prépondérant sur l'ondulation de courant.

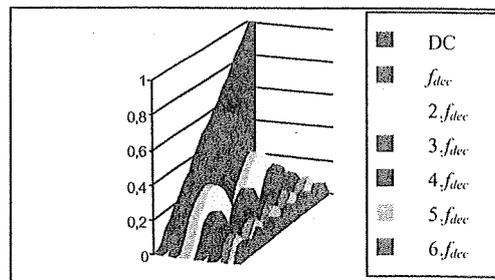


Figure 16 : Harmoniques générés par une cellule de commutation traditionnelle

Dans le cas d'une cellule de commutation 'clampée par le neutre', tout se passe comme si on avait deux cellules chacune alimentée sous une tension  $V/2$  et commutant à la fréquence  $f_{dec}$ . Pour une modulante comprise entre 0 et 50%, seule la cellule  $A_1B_2$  est activée, et son rapport cyclique varie de 0 à 100%. On retrouve dans cette zone un spectre d'allure identique à ce qu'on avait avec une cellule traditionnelle, mais tous les harmoniques ont une amplitude réduite de moitié. Il en est de même pour des valeurs de modulantes comprises entre 50 et 100% qui activent la cellule  $A_2B_1$ . L'allure générale est donnée en Figure 17.

L'harmonique de tension prépondérant est l'harmonique à  $f_{dec}$  qui est toujours le plus important. Lorsqu'une telle cellule de commutation alimente une source inductive, l'amplitude de l'ondulation de courant varie essentiellement comme ce premier harmonique. L'ondulation maximum de courant est donc, comme le premier harmonique de tension, réduite de moitié par rapport à une cellule traditionnelle.

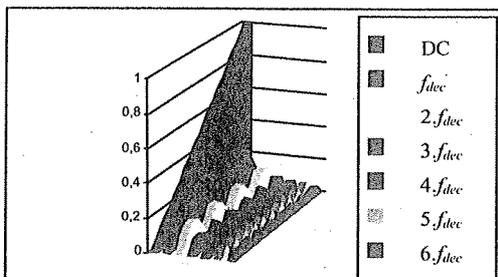


Figure 17 : Harmoniques générés par une cellule de commutation 'Neutral Point Clamped'

Dans le cas d'une cellule de commutation bicellulaire, le déphasage de  $180^\circ$  des ordres de commandes des deux cellules permet d'annuler tous les harmoniques impairs. L'harmonique prépondérant devient ainsi l'harmonique à  $2.f_{dec}$  dont le maximum est réduit de moitié par rapport au cas précédent.

L'ondulation de courant sur charge inductive passera par un minimum nul pour un rapport cyclique 50% et atteint son maximum pour 25 et 75%. En ces points, l'amplitude moitié et la fréquence doublée conduisent, sur charge inductive, à une ondulation quatre fois plus faible qu'avec une cellule de commutation traditionnelle.

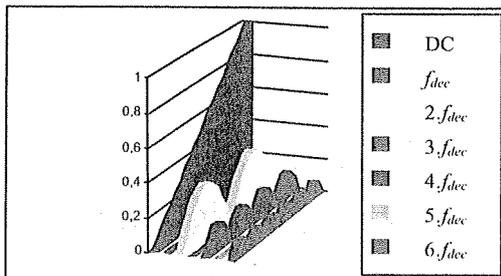


Figure 18 : Harmoniques générés par une cellule de commutation bicellulaire

Dans le cas d'une cellule de commutation tricellulaire, c'est l'harmonique 3 qui devient prédominant. Sur charge inductive, l'ondulation passe par un maximum 9 fois plus faible qu'avec une cellule traditionnelle. En effet, l'harmonique de tension prédominant est réduit dans un rapport 3 et l'impédance de la source inductive est 3 fois plus importante à cette fréquence.

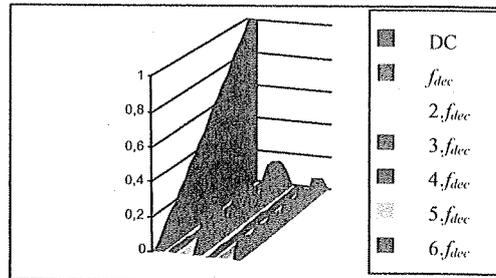


Figure 19 : Harmoniques générés par une cellule de commutation tricellulaire

### III. ASSOCIATIONS DE CELLULES DE COMMUTATION MULTICELLULAIRES

#### III.1. Introduction

La notion de cellule de commutation est particulièrement intéressante pour aborder l'électronique de puissance de manière structurée et étudier séparément le problème local de la commutation et le problème global du transfert et de la conversion d'énergie. Par exemple, en associant les caractéristiques spécifiques des cellules de commutation multicellulaires (première partie de cet article), à l'état de l'art concernant la synthèse des convertisseurs à partir de cellules de commutation classiques [3], on peut faire la synthèse de toute une famille de convertisseurs multicellulaires.

Nous présentons ci-dessous un rapide survol de ces différentes structures de convertisseurs multicellulaires obtenus directement par application de ces règles classiques. Puis, nous montrerons qu'une optimisation du système formé par plusieurs cellules de commutation multicellulaires ne se réduit pas à la juxtaposition de cellules optimisées. En particulier, nous verrons qu'un réagencement des ordres de commandes permet de réduire la valeur des capacités flottantes et du courant efficace qui les traverse.

Enfin, dans tout ce qui précède, l'objectif implicite est l'optimisation de la tension appliquée à la charge, et même si ce critère peut être formulé de différentes manières (gabarit spectral, ondulation de courant, taux de distorsion, ondulation de couple,...), la commande optimisée est toujours la même. Par contre, si on choisit un critère d'optimisation radicalement différent, comme la réduction de la tension de mode commun, on peut mettre à jour des lois de commande résolument différentes qui ont un réel intérêt pratique. Un tel

exemple sera traité dans le cas des onduleurs monophasés et triphasés (et par transposition directe à l'onduleur triphasé à 6 bras).

### III.2. Application directe des règles générales de synthèse des convertisseurs

Les cellules de commutation obtenues par imbrications de cellules peuvent a priori être utilisées pour régler les échanges d'énergie entre toute source de tension et toute source de courant. Nous nous limiterons ici aux cas où la source de tension est continue, qui demande des tensions flottantes continues.

Ces cas correspondent à des spécifications différentes en terme de réversibilité en tension et en courant des interrupteurs (caractéristiques statiques) et de commutations commandées ou spontanées (caractéristiques dynamiques). L'utilisation de cellules imbriquées ne change pas ces règles [3] :

- on devra toujours choisir des interrupteurs ayant au moins la réversibilité en tension de la source de tension, et la réversibilité en courant de la source de courant,
- le changement d'état synchrone de deux interrupteurs ne peut se faire qu'avec une commutation commandée déclenchant une commutation spontanée. C'est le signe du produit  $V.I$  qui détermine quel interrupteur doit être commandé ; avec les conventions de signes utilisées plus haut, lorsque  $V.I$  est positif, les interrupteurs de la série  $A$  doivent être commandés et ceux de la série  $B$  doivent être à commutations spontanées.

#### III.2.a. Hacheurs

Les interrupteurs peuvent être unidirectionnels en tension et en courant. Le produit  $V.I$  ne changeant jamais de signe, tous les interrupteurs d'une série doivent être commandés à l'amorçage et au blocage et les interrupteurs de l'autre série doivent être à amorçage et blocage spontanés. La Figure 20 donne quelques exemples de convertisseurs continu-continu à trois cellules.

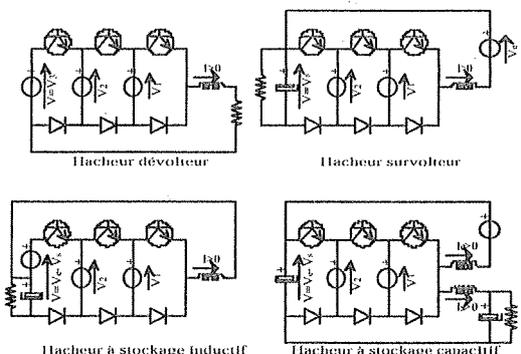
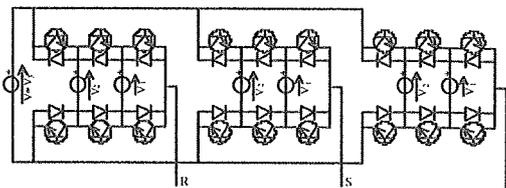


Figure 20 : Hacheurs multicellulaires

#### III.2.b. Onduleurs de tension

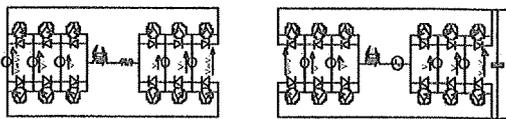
Les interrupteurs doivent être unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant. Le produit  $V.I$  changeant de signe, le rôle des séries  $A$  et  $B$  s'inverse à chaque alternance ; pendant une alternance, la série  $A$  est commandée à l'amorçage et au blocage, et la série  $B$  est à amorçage et blocage spontanés, puis c'est l'inverse. En pratique, chaque interrupteur est généralement constitué d'un semiconducteur à commutations commandées (symbolisé dans les dessins par un transistor bipolaire) en parallèle avec un semiconducteur à commutations spontanées (diode). La Figure 21 donne un exemple d'onduleur tricellulaire.



Onduleur en pont triphasé

Figure 21 : Onduleurs multicellulaires

Les onduleur sont par principe réversible en puissance et peuvent être utilisés pour prélever de l'énergie sur un réseau alternatif en maîtrisant la forme du courant (Erreur ! Source du renvoi introuvable.).



a : Onduleur mono

b : redresseur

Figure 22 : Montages différentiels classiques

Les deux structures précédentes utilisent deux cellules hacheurs dévolteurs réversibles en courant dont les tensions découpées sont unidirectionnelles mais susceptibles de faire apparaître, *en différentiel*, une tension alternative. Un tel principe peut également être utilisé avec une association de hacheurs survolteurs réversibles en courant (Figure 23). Cette association est pénalisante en terme de dimensionnement des semi-conducteurs qui doivent supporter la tension continue additionnée à la tension crête alternative. Son intérêt est particulièrement évident dans l'application redresseur lorsque la tension continue en régime établi doit être inférieure à la tension crête alternative (on évite un deuxième convertisseur dévolteur). Les contraintes en tension peuvent alors justifier une conception multicellulaire.

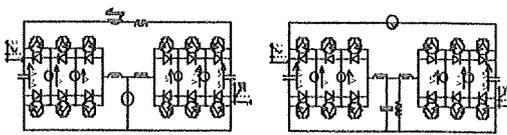


Figure 23 : Montage de cellules survolteuses en différentiel

### III.3. Caractéristiques particulières de certaines associations

#### III.3.a. Modulation monophasée

Un pont monophasé est avant tout l'association de deux bras qui peuvent fonctionner comme deux systèmes distincts. Dans le cas de deux bras à trois cellules chacun, la commande 'normale' consiste alors à utiliser à l'intérieur de chaque bras trois signaux de commande déphasés de  $120^\circ$  (phase relative à la période de découpage). Comme dans un onduleur monophasé deux-niveaux, il y a trois stratégies principales.

- La modulation alternée qui consiste à générer l'alternance positive avec le premier bras pendant que le deuxième est gelé à l'état bas, puis à générer l'alternance négative en inversant les rôles. Avec deux bras deux-niveaux, la tension découpée est une tension trois niveaux, et l'annulation des pertes par commutation sur une alternance permet de doubler la fréquence de commutation pendant l'autre alternance. Par contre, l'équilibrage des pertes par conduction entre interrupteurs du haut et interrupteurs du bas demanderait d'alterner 'gel bas' et 'gel haut'.

- On peut aussi commuter un bras à la fréquence de la modulante, l'autre découpant en permanence. Ceci serait en particulier intéressant si on disposait d'IGBT très performants en conduction et peu performants en commutation (pour le bras 'BF') et d'IGBT optimisés pour le découpage (bras 'HF').

- Enfin, une autre stratégie consiste à moduler les deux bras en permanence et de façon symétrique par rapport à la demi-tension (ou au rapport cyclique 50%). A condition d'imposer un déphasage de  $180^\circ$  (relatif à la fréquence de découpage), cette symétrie permet alors d'annuler à la fois les harmoniques de tension à la fréquence de découpage appliqués à la source de courant ET les harmoniques de courant circulant dans la source de tension. Vis à vis de ces critères harmoniques en entrée et en sortie, on obtient exactement les mêmes avantages que ceux procurés par le doublement de fréquence dans la stratégie alternée.

D'après ce que nous avons dit en première partie, lorsqu'on utilise cette dernière stratégie avec deux bras tricellulaires constitués des cellules 1,2,3 pour le premier bras et 1',2',3' pour le second, nous pouvons représenter les harmoniques de découpage générés par les trois cellules selon la représentation harmonique de la Figure 24-a; la symétrie des rapports cycliques par rapport à 50% permet de montrer que les deux bras génèrent des harmoniques d'amplitudes égales et leur phases sont directement imposées par les phases des signaux de commande. Les déphasages intercellules sont imposés à l'intérieur d'un bras, mais le déphasage  $\phi$ , (déphasage relatif à la période de découpage) entre les deux bras constitue bien un

degré de liberté. Lorsqu'on fait varier ce déphasage  $\phi$  l'annulation des harmoniques de la tension découpée à trois fois la période de découpage se produit pour  $\phi=60^\circ, 180^\circ$  et  $300^\circ$ . D'autre part, le courant circulant dans la source de tension n'est déterminé que par les cellules 3 et 3' (loi des nœuds), et l'annulation des harmoniques de courant à la fréquence de découpage dans la source de tension ne se produit que lorsque le déphasage entre 3 et 3' est de  $180^\circ$ . Le cas représenté en Figure 24-b constitue donc un optimum intéressant.

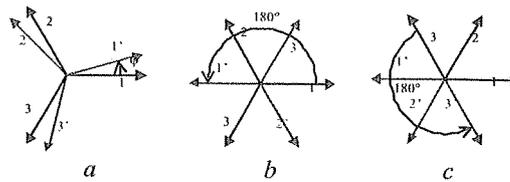
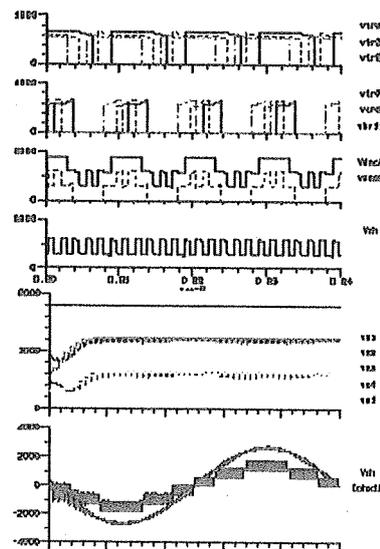


Figure 24 : Phases des signaux de commande

Cependant, il est également possible d'utiliser le motif de commande de la Figure 24-c qui est caractérisé par des déphasages entre cellules du même bras qui sont réduits de moitié. Comme en Figure 24-b, la répartition régulière des 6 vecteurs permet d'annuler les harmoniques de  $f_{dec}$  à  $5f_{dec}$  et le déphasage de  $180^\circ$  entre 3 et 3' permet d'annuler l'harmonique de courant à  $f_{dec}$  dans la source de tension. Mais de plus, la réduction du déphasage intercellules à l'intérieur de chaque bras permet de diviser par deux la valeur des capacités flottantes et de diviser par deux leurs pertes par effet Joule, ce qui constitue un avantage déterminant. Un tel fonctionnement est simulé en Figure 25.



Zoom(haut) Formes d'ondes générales(bas)  
Figure 25 : Pont monophasé avec réduction des déphasages intercellules

Remarque : l'onduleur triphasé en pont complet (6 bras d'onduleurs alimentant une machine triphasée à trois enroulements totalement indépendants) est à

classer dans le présent paragraphe. Fonctionnellement, il s'agit de trois onduleurs monophasés pouvant bénéficier de la division par deux des condensateurs.

III.3.b. Modulation triphasée

Dans de nombreuses applications, l'onduleur est connecté à une charge triphasée sans connexion au neutre. Le fait de pouvoir régler trois tensions simples pour imposer trois tensions composées dont la somme est nulle montre qu'il y a un degré de liberté excédentaire. Différentes stratégies développées pour les onduleurs 2-niveaux sont utilisables avec des onduleurs multiniveaux, mais nous voulons montrer ici que la stratégie flat-top procure aux multiniveaux d'autres atouts.

Cette stratégie consiste à supprimer le découpage sur le bras dont la tension est la plus faible ou la plus forte. On peut par exemple définir six secteurs de 60° qui correspondent à un enchaînement du type : gel bas bras 1, gel haut bras 2, gel bas bras 3, gel haut bras 1, gel bas bras 2, gel haut bras3, etc. Le gel de chaque bras pendant 1/3 du temps permet de réduire les pertes par commutation et, dans le cas du multicellulaire, les courants efficaces dans les capacités flottantes. La Figure 26 montre l'évolution de ces quantités en fonction du facteur de puissance dans le cas de pertes par commutation proportionnelles au courant.

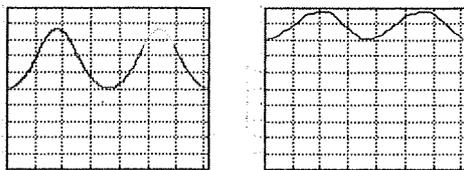


Figure 26 : Réduction des contraintes dans un onduleur avec commande flat-top en fonction de  $\Phi$

Pour un redresseur à absorption sinus et un onduleur alimentant une machine avec  $\cos(\Phi)=0.8$ , on aurait:

- **Côté réseau**, la fréquence de découpage peut être doublée grâce à la réduction des pertes, le courant efficace dans les condensateurs flottants est réduit de 20% (les pertes par conduction dans le condensateur de 36%), et le courant maximum circulant dans les condensateurs vaut  $\cos(60^\circ)$ ; il est réduit de 14%. La **capacité** des condensateurs flottants du redresseur peut donc être **réduite de 57%**.
- **Côté machine**, la réduction des pertes avec un déphasage de  $36^\circ$  permet une augmentation de fréquence de découpage de 66%, le courant efficace est réduit d'environ 12%, et le courant maximum n'est pas réduit. La **capacité** des condensateurs flottants de l'onduleur peut être **réduite de 40%**.

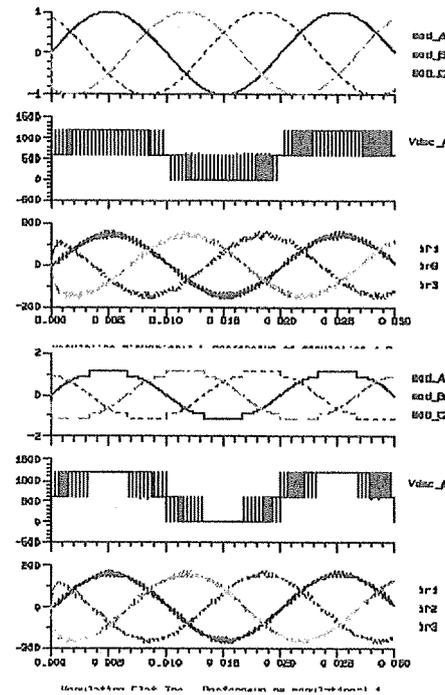


Figure 27 : Modulantes, tension découpée du bras A et courants des trois phases en modulation sinusoïdale (haut) et en 'flat-top' (bas)

De plus, l'examen de la tension phase-neutre et de son contenu spectral à un point de fonctionnement intermédiaire (Figure 28) montre une réduction significative des harmoniques de tension aux fréquences voisines de trois fois la fréquence de découpage.

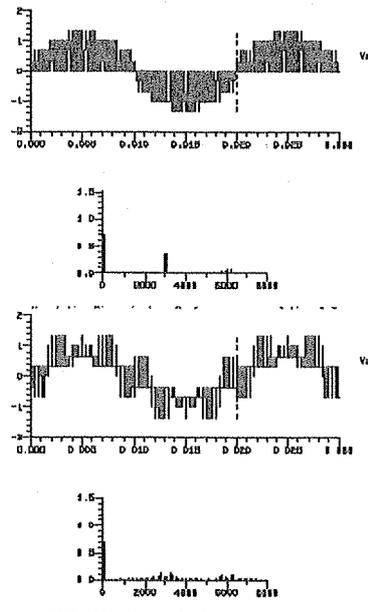


Figure 28 : Tensions phase-neutre et spectre correspondant

Une représentation tridimensionnelle de l'évolution du spectre en fonction de la profondeur de modulation permet de vérifier les meilleures performances de la modulation flat-top sur

l'ensemble du domaine de fonctionnement (Figure 29).

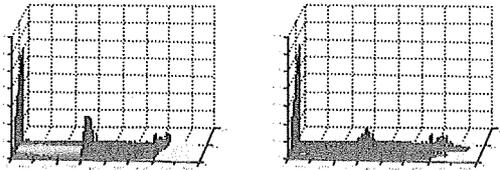


Figure 29 : Evolution du spectre de la tension phase-neutre avec la profondeur de modulation : modulation sinus (gauche) et 'flat-top' (droite)

### III.3.c. Tensions de mode commun

Les tensions de mode commun génèrent des courants de mode commun dans les capacités parasites stator-rotor des machines tournantes et ces courants retournent à la terre en passant par les roulements de la machine, entraînant une usure prématurée. Certaines études attribuent jusqu'à 60% des pannes à ce phénomène.

Pour étudier les tensions de mode commun générés par les onduleurs, on peut utiliser la transformation triphasé/diphase et inscrire en chaque point accessible à l'onduleur la tension de mode commun (Figure 30). Le point central est dédoublé et correspond à une tension de mode commun de  $\pm E/2$ , 3 sommets de l'hexagone correspondent à  $+E/6$  et 3 autres à  $-E/6$ .

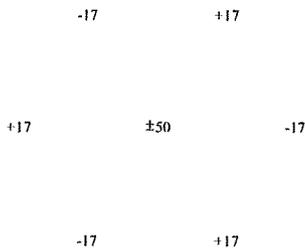


Figure 30 : Tensions instantanée de mode commun générée par un onduleurs deux niveaux. (tension en % de E)

On voit ainsi que les stratégies utilisant les trois points les plus proches du vecteur moyen souhaité sont très perturbantes en terme de tension de mode commun; à chaque période de découpage, la tension de mode commun prendra trois valeurs  $+E/6$ ,  $-E/6$ , et  $\pm E/2$ .

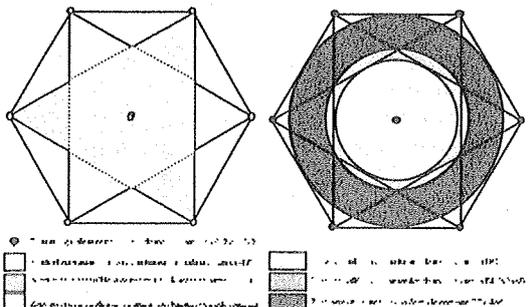


Figure 31 : Tensions de mode commun moyenne (stratégies optimisées, onduleur 2-niveaux)

On voit aussi qu'il est possible de concevoir une stratégie optimisant la tension de mode commun. On peut par exemple identifier un triangle accessible avec une tension de mode commun continue de  $+E/6$ , et un autre triangle décalé de  $60^\circ$  correspondant à une tension de  $-E/6$  (Figure 31 gauche). Le reste de l'hexagone n'est accessible qu'en générant une tension de mode commun à la période de découpage présentant des échelons d'amplitude  $E/3$ .

On peut alors en déduire trois zones de fonctionnement correspondant à la génération de tensions de mode commun très différentes (Figure 31 droite). A faible profondeur de modulation, on peut maintenir une tension de mode commun continue sans courant de mode commun. A profondeur de modulation intermédiaire, la tension de mode commun pourra être une tension carrée d'amplitude  $E/3$  et de fréquence triple de la fréquence de modulation et à forte profondeur de modulation, aucune amélioration significative n'est à espérer.

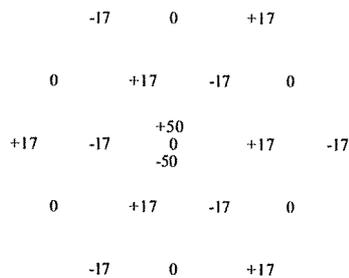


Figure 32 : Tension de mode commun dans un onduleur 3-niveaux

Dans le cas d'un onduleur trois niveaux, le nombre de points accessibles est plus important (19 correspondant à  $3^3=27$  combinaisons) et on a aussi beaucoup plus de degrés de liberté pour réduire les variations de tension de mode commun. La tension de mode commun peut prendre 7 valeurs :  $-E/2$ ,  $-E/3$ ,  $-E/6$ ,  $0$ ,  $E/6$ ,  $E/3$ ,  $E/2$  (Figure 32).

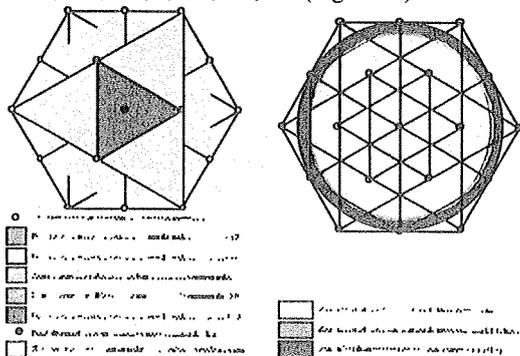


Figure 33 : Tensions de mode commun obtenues avec des stratégies optimisées (onduleur 3-niveaux)

Le plan correspondant à une tension de mode commun nulle comprend sept points répartis au centre et aux six sommets d'un hexagone décalés de  $60^\circ$  par rapport à l'hexagone de l'onduleur deux

niveaux. Les lois de commande classiques d'un onduleur 2-niveaux classique peuvent donc très facilement être transposées au cas du trois-niveaux sans application de tension de mode commun. Cependant, une telle stratégie ne permettra pas d'atteindre la profondeur de modulation maximale.

#### IV. APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

##### IV.1. Hacheurs pour locomotives

La majeure partie du réseau ferroviaire grande ligne est alimentée par une caténaire 1500V<sub>DC</sub> et les chaînes de traction sont donc conçues pour fonctionner sous cette tension. Cependant, il existe également des caténaires 3000V, notamment en Belgique, et pour rendre une locomotive compatible avec ce réseau, on peut l'équiper d'un hacheur d'entrée jouant le rôle d'abaisseur et de régulateur de tension. Un tel convertisseur a ainsi été développé par l'équipe de Philippe THOMAS (ACEC Charleroi, Belgique) pour équiper les locomotives quadriréseau de type T13. La cellule de commutation bicellulaire est obtenue en reconfigurant deux bras d'onduleur à GTO qui sont utilisés en redresseur à absorption sinusoïdale sous caténaire 25kV comme illustré en Figure 34. La locomotive comporte quatre modules indépendants de 1.5MW chacun.

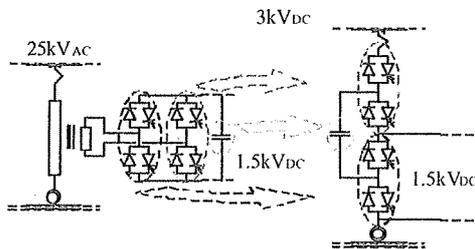
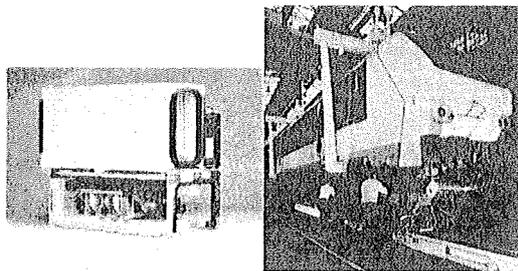


Figure 34 : Reconfiguration de l'onduleur à absorption sinusoïdale en hacheur réversible



Module à GTO  
Locomotive  
Figure 35 : Hacheur de tête de la locomotive T13

##### IV.2. Onduleurs pour variateurs de vitesse de forte puissance

###### IV.2.a. Utilisation d'IGBT 3.3kV

Dès 1997, une gamme d'onduleurs de forte puissance a été développée par l'équipe de Jacques COURAULT, chez CEGELEC. Cette gamme utilise des IGBT 3.3kV qui constituaient la plus forte tenue en tension alors disponible et couvre les

applications de 1 à 4.5MVA avec des onduleurs bi- et tricellulaires pour machines 2.4kV et 3.3kV (tensions efficaces entre phases). Des applications jusqu'à 8MVA peuvent être couvertes par diverses associations de deux onduleurs [7].

Dans sa version 4.5MVA, l'onduleur est constitué de trois cellules de commutation tricellulaires alimenté sous une tension continue de service de 4.7kV<sub>DC</sub> maximum. Les semi-conducteurs de puissance sont des IGBT 3.3kV 1.2kA commutant à 1.2kHz. Le courant maximum délivré à la charge peut atteindre 800A<sub>eff</sub> sous une tension de 3.3kV<sub>eff</sub>. Chaque semiconducteur est monté sur une plaque à eau et commandé par fibre optique.

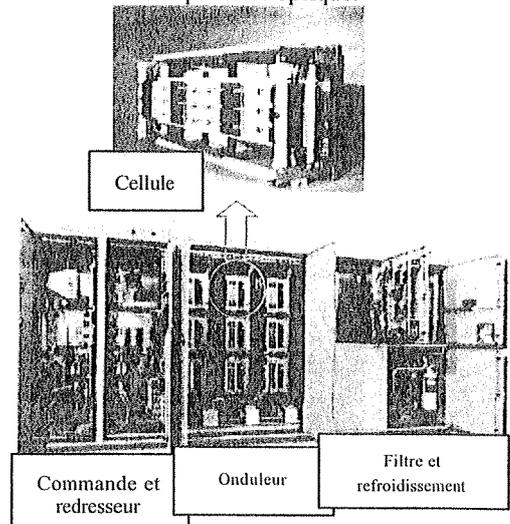


Figure 36 : Variateur 4.5MW

Les régulations de couple, de flux et de vitesse de ce variateur réutilisent des systèmes de commande développés pour les onduleurs 2-niveaux de ce même constructeur. Seul l'étage de sortie est modifié pour générer les signaux de commande supplémentaires qui sont simplement déphasés d'un angle de 120°. L'équilibrage de chaque phase est assuré en boucle ouverte par un circuit passif, sans capteur additionnel ni correction des ordres de commande. Le circuit de puissance ne comporte ni circuit d'aide à la commutation ni écrêteur; seules des résistances de très fortes valeurs sont connectées en parallèle avec les condensateurs flottants pour assurer la décharge après mise hors tension. Cette simplicité de mise en œuvre, est due à trois principaux facteurs : les progrès réalisés sur les composants, les propriétés intrinsèques de la structure de conversion, et enfin l'optimisation de la géométrie et du câblage des cellules de commutation; chaque module élémentaire comporte les deux IGBT et diodes antiparallèles d'une même cellule de commutation, une fraction des deux condensateurs qui encadrent cette cellule, et le câblage aselfique correspondant [8]. Les caractéristiques électriques de la cellule de commutation sont donc maîtrisées au sein de chacun de ces modules, ce qui permet de disposer

d'une plus grande liberté pour réaliser les connexions entre les différents modules. L'intégration de chaque cellule dans un châssis autoporteur permet ensuite de réaliser une cellule tricellulaire par simple empilage de trois modules, et un onduleur triphasé (resp.  $n$ -phasé) par juxtaposition de trois (resp.  $n$ ) empilements.

#### IV.2.b. Utilisation d'IGBT 4.5kV

Une seconde gamme d'onduleurs a plus récemment été développée par Alstom Power Conversion à Berlin. Cette gamme vise le marché nord-américain des variateurs de vitesse pour machines 4.15kV (tension efficace entre phases) ce qui correspond à une tension de bus d'environ 6kV<sub>DC</sub>. Afin d'atteindre une telle tension et en tenant compte des marges de sécurité usuelles, la mise en série de trois cellules à IGBT de 4.5kV a été choisie. Une telle cellule est illustrée en Figure 37 sur laquelle on peut distinguer, du centre vers l'extérieur, le busbar aselfique, les IGBT, les radiateurs et enfin les drivers. Afin d'obtenir une tension d'isolement et une immunité à la tension de mode commun suffisante, ces drivers utilisent des fibres optiques et un transformateur à air [9].

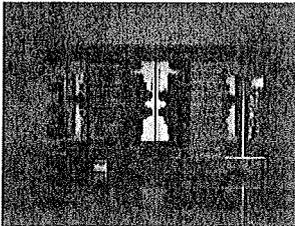


Figure 37 : Cellule à IGBT 4.5kV  
(développement ALSTOM Power Conversion)

En adaptant notamment le calibre en courant des interrupteurs, cette gamme peut être déclinée en différentes versions permettant de couvrir les applications de 280kW à 3.5MW ; des associations parallèles d'onduleurs complets ont également permis d'alimenter des machines jusqu'à 7MW.

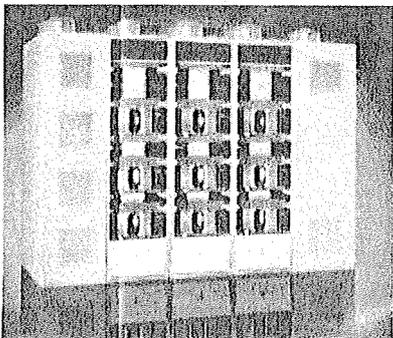


Figure 38 : Onduleur tricellulaire 2.2MW  
(développement ALSTOM Power Conversion)

La pureté spectrale de la tension délivrée par les onduleurs de la gamme Symphony (THD<3%)

permet d'alimenter directement des machines conçues pour être connectées au réseau, ce qui n'est pas envisageable avec des onduleurs 2niveaux. Enfin, le rendement global de la section redresseur-onduleur est supérieur à 98% compatible avec un simple refroidissement à air (convection forcée) qui reste économiquement attractif.

#### IV.3. Conclusion

Le fractionnement de l'énergie permet d'utiliser des semi-conducteurs de calibres réduits qui ont des performances dynamiques optimisées et sont économiques car produits en grande série. Lorsque la topologie permet de tirer effectivement parti de l'augmentation des degrés de liberté potentiels résultant du nombre accru d'électrodes de commande, les filtres passifs peuvent être réduits, et les bandes passantes des boucles de régulation peuvent être augmentées. Pour toutes ces raisons, le recours à de telles structures est de plus en plus fréquent en forte et très forte puissance, et on peut même s'attendre à les voir utilisées en moyenne et petite puissance dans un futur proche.

#### Références

1. "Bridge converter Circuit" Richard H. BAKER US Patent 4,270,163 26/05/81
2. "Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique" T. Meynard, H. Foch Brevet Français 91.09582 25/07/91 Brevet Européen 92/916336.8 08/07/92 Dépôt au Canada, Japon, U.S.A. 08/07/92
3. "Synthèse des convertisseurs statiques" Techniques de l'Ingénieur
4. "Structure et commande des convertisseurs multicellulaires" T. MEYNARD, M. FADEL Journées 3EI, Supélec 20-21/03/97
5. "Onduleurs de tension" Techniques de l'Ingénieur, D3 176, pp 1-18
6. "Dispositif de conversion de l'énergie électrique avec circuit d'équilibrage passif" Meynard, P. Carrere, JP Lavieville, O. Bethoux Brevet Européen 95402962.5 28/12/95
7. J. Courault, O. Lapiere, J.L. Pouliquen, "Industrial interest of Multilevel converters" European Power Electronics Conference - Lausanne, 7 - 9 septembre 99
8. "Structure pour une réalisation industrielle de convertisseur multiniveaux" J. COURAULT Brevet Français 9803189 16/03/98 Brevet Européen 99400583.3 10/03/99
9. "Modulare Stromversorgung mit hoher Teilentladungsfestigkeit" R. Jakob, D. Rudniski, G. Junge Brevet allemand DE 100 39 707.7 14/08/00

## REDRESSEURS DE TRES FORTE PUISSANCE

### APPLICATION AUX FOURS A ARC

Frédéric RICHARDEAU\*, Philippe LADOUX\*,  
Cyrille BAS\*, Y. CHERON\*

Jacques DU PARC\*\*

\*Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle  
Unité Mixte de Recherche INPT-ENSEEIH / CNRS  
BP7122 - 2, rue Camichel - 31071 Toulouse cedex 7  
<http://www.leei.enseeiht.fr>

\*\*ALSTOM  
Power Conversion  
9, rue Ampère  
91345 Massy cedex

**Résumé :** Pour des questions de coût et de fiabilité, les redresseurs à thyristors couvrent un large spectre d'applications de très forte puissance. L'alimentation des fours à arc en courant continu constitue une de ces applications connue pour être responsable des perturbations de flicker (fluctuation basse-fréquence de la tension réseau). Des structures modifiées de redresseurs associées à de nouvelles stratégies de commande permettent de réduire cette perturbation en agissant sur le redresseur lui-même. Parallèlement on assiste aujourd'hui à l'introduction de structures de type hacheur à modules IGBT.

## I. INTRODUCTION

### I.1. Domaines d'application des redresseurs de très forte puissance

Au cours des années quatre vingt dix, l'IGBT est devenu le composant de base de l'électronique de puissance. Il est aujourd'hui utilisé dans de nombreuses applications et sur une large gamme de puissance allant de l'alimentation de micro-ordinateur (qq 100 W) à la traction ferroviaire (qq MW). Le contrôle de puissance se fait classiquement par Modulation de Largeur d'Impulsion. Dans le domaine de la conversion alternatif-continu les redresseurs à diodes ou à thyristors semblent condamnés à disparaître au profit de structures MLI à absorption sinusoïdale. Toutefois, ces redresseurs resteront encore largement employés dans des applications où les puissances mises en jeu vont de quelques dizaines de MW à quelques GW.

La robustesse (capacité de surcharge élevée), la grande fiabilité (composants en boîtier press-pack), la simplicité de mise en œuvre, un faible coût, sont les atouts majeurs des redresseurs à diodes ou à thyristors.

Leurs domaines d'applications sont variés et avant de nous intéresser en détail à l'alimentation des fours à arc, nous pouvons citer deux exemples tout aussi remarquables : le transport d'énergie en courant continu (HVDC link) et l'alimentation de cuves d'électrolyse d'aluminium.

### I.1.a. L'interconnexion France - Angleterre

Mise en service en 1985, l'interconnexion France - Angleterre en courant continu, d'une puissance de 2000 MW, est un exemple tout à fait remarquable de l'utilisation des redresseurs à thyristors. Cette solution s'est ici naturellement imposée car le transport de l'énergie électrique en courant continu haute tension par câble sous-marin est plus économique que le transport à courant alternatif pour des distances supérieures à 45 km (70 km dans ce cas). Chaque station, en France et en Angleterre, est constituée de 4 pôles d'une puissance unitaire de 500 MW. Chaque pôle (fig. 1) est équipé de deux redresseurs tout thyristors connectés en série ; le couplage des transformateurs permet d'obtenir un indice de pulsation de 12. Cet équipement, raccordé sur le réseau 400 kV, est associé à une batterie de compensation filtrage.

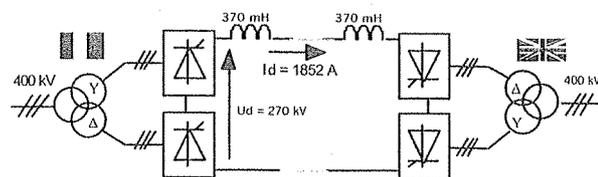


Fig. 1 : Schéma de principe d'un pôle de l'interconnexion France - Angleterre.

### I.1.b. Electrolyse d'aluminium

Mise à part le transport d'énergie, c'est certainement dans l'industrie métallurgique que l'on rencontre le plus de redresseurs de très forte puissance et est

notamment dans les installations d'électrolyse d'aluminium ou dans les fours à arc à courant continu. Pour l'électrolyse d'aluminium, les cuves constituent une charge relativement «calme», la tension à leurs bornes évoluant lentement dans le temps, il n'est pas nécessaire d'avoir un circuit de réglage rapide pour réguler le courant continu.

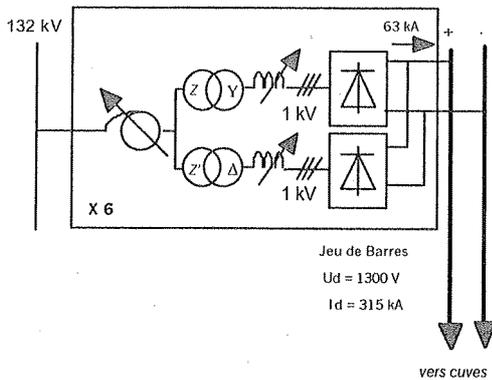


Fig. 2 : Schéma de principe d'une alimentation d'électrolyse d'aluminium.

La solution adoptée est rustique mais extrêmement fiable et robuste, elle fait appel à des redresseurs à diodes alimentés par auto-transformateur associés à des inductances variables (Fig. 2). L'auto-transformateur permet d'adapter la tension de sortie de chaque redresseur en fonction de la tension aux bornes des cuves. Les inductances variables permettent d'équilibrer parfaitement le courant entre les redresseurs. Classiquement 288 cuves sont montées en série, il y a six groupes redresseurs de 63 kA chacun.

En fonctionnement normal, cinq groupes sont utilisés, un groupe étant toujours en réserve en cas de défaut. Les transformateurs utilisent au primaire des couplages zig-zag particuliers de façon à obtenir pour l'ensemble des redresseurs, un indice de pulsation de 72. Les courants absorbés au réseau sont ainsi quasi sinusoidaux et le facteur de puissance de l'installation est de 0,92. Il n'y a pas de filtre anti-harmonique, seule une batterie de condensateurs est nécessaire pour relever le facteur de puissance à 0,95.

Dans le cas de l'alimentation de four à arc à courant continu, la structure présentée à la figure 2 n'est pas utilisée à cause des fluctuations très rapides de la tension d'arc. Il faut faire appel à des redresseurs à thyristors pour obtenir un contrôle plus rapide.

## 1.2. Les alimentations pour fours à arc

L'acier est aujourd'hui produit par deux filières : la filière fonte et la filière ferrailles.

La filière fonte représente 67 % de la production mondiale. Elle consiste en l'élaboration de fonte à partir de minerai et de coke, dans une usine intégrée, dont les principaux éléments sont la cokerie, l'agglomération, le haut fourneau et le convertisseur à oxygène. La fonte, métal riche en carbone, est ensuite transformée en acier par combustion du carbone avec de l'oxygène dans un convertisseur. Cette production demande un apport énergétique important soit environ 6500 GJ/t d'acier en raison de la réduction des oxydes du minerai.

La filière ferrailles représente 33 % de la production mondiale. Cette filière, permet d'élaborer directement de l'acier à partir de ferrailles. Elle ne nécessite qu'environ 1300 GJ/t d'acier et utilise le four à arc électrique pour fondre des ferrailles, de provenance et de qualités diverses.

Les hauts fourneaux fournissent des produits de haute qualité, mais cette production nécessite des investissements importants qui ne sont rentabilisés que pour des productions supérieures à 1 Mt/an. Le four à arc est un outil de production beaucoup plus flexible. Il est à la base du concept de mini-usine qui permet de se passer d'une étape de laminage par le recours à la coulée continue. Issus de la fusion de ferrailles de récupération, la qualité des aciers est altérée par un teneur importante en résiduels : Cu, Ni, Cr,... Jusqu'à présent le marché de la filière électrique était limité à des aciers bas de gamme tels que les produits longs comme les ronds à béton, les poutrelles... ou des aciers fortement alliés tel que les aciers inox. Toutefois, la production de produits plats par les fours à arc se développe.

Selon certaines études prospectives, la production mondiale d'acier électrique devrait continuer à croître à raison de 2 % par an, soit le double de la croissance de la production mondiale d'acier qui devrait passer de 760 Mt/an aujourd'hui à 850 Mt/an en 2010 [1]. La filière électrique représentera en 2010 40% de la production d'acier dans le monde.

### 1.2.a. Principe des alimentations des fours à arc

Les fours à arc sont alimentés soit en courant alternatif, soit en courant continu. Les schémas de principe de ces alimentations sont représentés, respectivement, figure 3 et figure 4. La technologie à courant alternatif est apparue avec les premiers fours à arc tandis que la technologie à courant continu a vu le jour afin de pallier les inconvénients majeurs des alimentations alternatives en l'occurrence : consommation importante des électrodes et perturbations du réseau électrique.

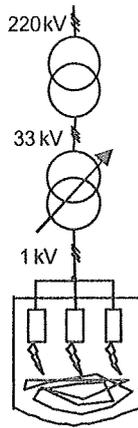


Fig 3 : Alimentation d'un four à arc à courant alternatif

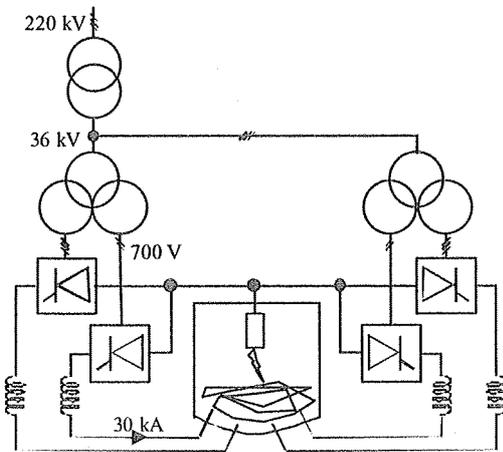


Fig 4 : Alimentation d'un four à arc à courant continu

Compte tenu de la puissance généralement mise en jeu, qui est de plusieurs dizaines de MW, ces équipements sont alimentés à partir du réseau très haute tension ( $U > 200\text{kV}$ ).

Dans les deux types d'alimentation, les électrodes mobiles permettent de réguler la tension, en valeur moyenne mais pas en valeur instantanée. Dans la solution à courant continu, les thyristors permettent en outre de contrôler le courant d'arc et de réduire ses fluctuations.

### 1.2.a. Inconvénients des alimentations des fours à arc

#### Harmoniques

Le four à arc à courant alternatif peut être considéré comme une source de courant harmonique. Le spectre de ce courant comprend, d'une part, un spectre de raies dû à la non-linéarité de la caractéristique de l'arc et d'autre part, un spectre continu dû à l'instabilité de ces mêmes arcs électriques. Ainsi, les fours à arc à courant alternatif peuvent générer des harmoniques de rang

pair, impair et même non entier avec cependant une prédominance des rangs impairs. Toutefois, en général, les harmoniques ne sont significatifs que pour les rangs compris entre 1 et 15 et leur amplitude peut atteindre 10% du fondamental.

En revanche, le four à arc à courant continu étant alimenté par des ponts redresseurs à thyristors, les harmoniques sont générés par les convertisseurs statiques. Pour les redresseurs à thyristors les rangs des courants harmoniques prépondérants, dits caractéristiques, s'expriment par la relation :

$$h_k = k p \pm 1 \text{ avec } k = 1 \dots n$$

Cependant, en pratique, des harmoniques non caractéristiques apparaissent à cause des imprécisions des angles de retard, des déséquilibres des tensions d'alimentation et des fluctuations d'arc... Toutefois, en général, ils ne sont significatifs que pour les rangs compris entre 1 et 10 et restent inférieur à 1% du courant fondamental.

Les interharmoniques sont des fréquences qui ne correspondent pas à des multiples entiers de la fréquence du fondamental. Ils peuvent apparaître sous forme d'un spectre continu ou d'un spectre discret. Ainsi, dans le four à arc à courant alternatif, ils apparaissent sous forme d'un spectre continu qui a pour origine les instabilités de l'arc. Pour un four à arc à courant continu, les interharmoniques sont de faible amplitude, ils ne sont gênant que si une interaction entre la commande du redresseur et le filtre intervient. Celle-ci provenant d'une mauvaise conception de la commande.

#### Flicker et déséquilibre

C'est lors de la phase de fusion que l'arc pose le plus de problèmes. En effet, dans cette phase, la charge métallique perturbe le fonctionnement du four par ses mouvements et son hétérogénéité physique. Cela se traduit par des variations d'intensité, des courts-circuits voire un arrêt transitoire du fonctionnement. Du fait du caractère aléatoire de ces phénomènes liés à la nature de la charge, le four engendre des variations erratiques de la tension d'arc et donc des puissances actives et réactives absorbées sur le réseau.

De plus, le fonctionnement d'un four à courant alternatif est très déséquilibré, le déséquilibre étant également aléatoire ; tandis que le fonctionnement d'un four à courant continu est équilibré.

Le flicker correspond à des fluctuations basses fréquences de la tension réseau dues au fonctionnement de charges variables et se traduit par un papillotement de la lumière émise par les lampes. Il provoque une

fatigue physique et psychique pour les usagers de l'éclairage raccordés à proximité de la charge perturbatrice.

Ces variations de tension proviennent des variations de la chute de tension en ligne. En forte puissance, les chutes de tensions inductives sont prédominantes devant les chutes de tension résistives. C'est donc, en priorité, sur la variation de puissance réactive qu'il faut agir pour réduire le flicker.

Les alimentations à courant alternatif conduisent à une variation de puissance réactive deux fois plus importante que dans le cas du courant continu (Fig. 5). Le flicker est donc plus important dans le cas de l'alternatif.

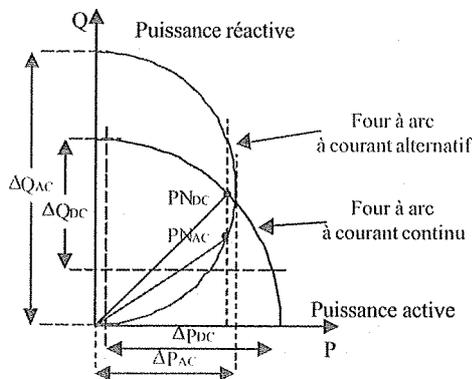


Fig. 5 : point de fonctionnement dans le plan PQ pour une alimentation à courant alternatif et continu.

Pour limiter les variations de puissance réactive, on associe à l'alimentation du four à arc un compensateur statique de puissance réactive qui comprend une batterie fixe de condensateurs shunt montée en filtre et un dispositif de réglage électronique appelé absorbeur. Celui-ci est constitué d'un assemblage triangle d'inductances connectées en série avec des valves à thyristors montées tête bêche. Le compensateur permet ainsi d'annuler la puissance réactive totale et, dans le cas du four alternatif, de rééquilibrer la puissance active.

Les structures présentées dans la seconde partie de cet article permettent de limiter les variations de puissance réactive et donc de minimiser le dimensionnement du compensateur.

### Facteur de puissance

Le facteur de puissance du four à arc à courant alternatif est légèrement meilleur au point nominal que celui du four à arc à courant continu classique. Toutefois, dans le cas du four à courant alternatif les fluctuations de puissance réactive et de facteur de puissance sont plus importantes

### Performance de la régulation de courant

Comme nous l'avons déjà mentionné plus haut, la tension d'arc fluctue beaucoup et très rapidement ce qui constitue une perturbation très sévère pour la régulation de courant d'arc. La régulation des redresseurs à thyristors n'est pas suffisamment rapide pour rejeter complètement ces perturbations. Ceci occasionne des pertes de contrôle du convertisseur et une ondulation de courant importante. La technique couramment employée pour minimiser ce phénomène consiste à ralentir l'évolution du courant d'arc en utilisant une valeur importante pour l'inductance de lissage du redresseur. Les valeurs couramment employées sont de 250  $\mu$ H soit pour un four à arc 4x30kA une énergie totale stockée dans les inductances de 450 kJ. Certains constructeurs vont jusqu'à 1 mH soit une énergie stockée de 1,8 MJ.

## II. STRUCTURES ET COMMANDES DE L'ALIMENTATION D'UN REDRESSEUR POUR FOUR A ARC A COURANT CONTINU

Les fours à courant continu de très forte puissance requièrent typiquement des courants d'électrode de plusieurs dizaines de kA, sous une tension d'arc maximale proche du kV. Un fonctionnement en surcharge voire en court-circuit doit être toléré par l'alimentation du four. Dans ce contexte, les redresseurs à thyristors sont très naturellement bien placés pour réaliser de telles alimentations. Cette partie propose une synthèse originale de redresseurs modifiés et de leurs commandes capables de minimiser les fluctuations d'énergie réactive, principale cause du flicker.

Remarque : par souci de clarté, les schémas suivants portent sur l'alimentation d'une des électrodes. Les thyristors représentés sont en réalité formés d'une mise en parallèle d'une dizaine de thyristors (de 1kA à 3 kA eff chacun).

### II.1. Rappel : le pont de Graetz

Dans sa version de base Fig.6, les 6 thyristors sont allumés par le même angle  $\alpha$ . A courant continu constant, le diagramme énergétique  $Q = f(P)$  montre la dépendance des puissances active et réactive sous la forme d'un arc de cercle. Cette alimentation est évidemment caractérisée par un mauvais  $\cos \phi$  et une forte fluctuation de puissance réactive lorsque le point de fonctionnement moyen est proche de la puissance max. Traditionnellement, le «réactif» moyen est compensé par les condensateurs formant les branches anti-harmoniques sur le réseau; quant au réactif fluctuant, un compensateur dynamique (compensateur à thyristors !) est quasi-indispensable. Précisons que la

zone  $P < 0$  (réversibilité en tension) est inutile dans ce type d'application.

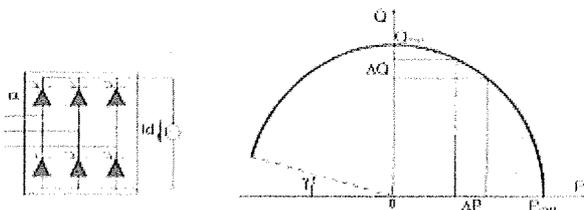


Fig. 6 : Rappel du diagramme énergétique du pont de Graetz ( $\gamma$ : marge onduleur)

II.2. Introduction de la commande décalée

Fondamentalement, le découplage des puissances active et réactive requiert un degré de liberté supplémentaire au niveau de la commande du pont de Graetz. Fig. 7, cette opération peut s'effectuer naturellement en dissociant les angles des deux cellules de commutation. En appliquant une loi de variation séquentielle sur les angles on obtient une nouvelle frontière inférieure dans le diagramme  $Q = f(P)$ . Cette frontière, associée à la frontière supérieure du pont en commande non décalée, fait apparaître une aire de réglage des puissances active et réactive.

En d'autres termes, à tout point de fonctionnement inscrit dans cette aire, correspond un couple de valeurs d'angles  $(\alpha_1, \alpha_2)$  physiquement réalisable.

Cette loi est obtenue par l'inversion du système (1) qui est donné ici en notation réduite. Par souci de simplification, précisons que le réactif supplémentaire dû au mécanisme d'empiètement n'est pas pris en compte dans ces équations.

D'un point de vue théorique, le cas particulier de la réduction du flicker implique une loi de commande à « Q constant », soit une droite horizontale dans la zone commandable. Précisons que cette amélioration se paye par un indice de pulsation réduit de 6 à 3 (présence de rangs pairs) et par un réglage délicat du courant de court-circuit en raison des marges onduleurs. L'association de ponts en parallèle avec croisement des angles, soit  $\alpha_{11} = \alpha_{22}$  et  $\alpha_{12} = \alpha_{21}$ , permet de retrouver au niveau de l'électrode et de l'alimentation un indice de pulsation de 6.

$$\begin{cases} p = \frac{1}{2}(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \\ q = \frac{1}{2}(\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2) \end{cases} \quad (1)$$

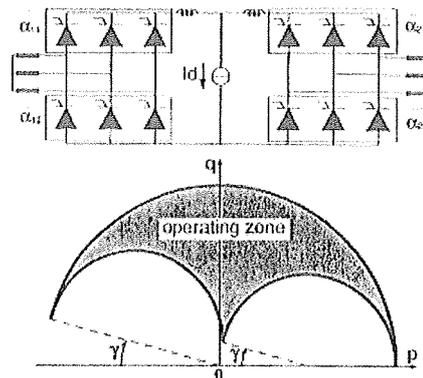


Fig. 7 : Diagramme énergétique du pont à commande décalée ( $\gamma$ : marge onduleur)

II.3 Introduction de la roue-libre contrôlée

Fig. 8, une autre solution consiste à générer un degré de liberté par l'introduction d'un thyristor de roue-libre. L'étude des formes d'onde montre que ce thyristor ne peut s'amorcer que si  $\pi/3 < \alpha < 2\pi/3$  avec un angle  $0 < \beta < \alpha - \pi/3$ . Compte tenu de la symétrie de fonctionnement, cette variante préserve l'indice de pulsation 6. C'est son seul point fort car l'aire de réglage ainsi produite est très réduite avec, là encore, un réglage délicat du courant de court-circuit.

Pour  $0 \leq \alpha \leq \pi/3$  et  $2\pi/3 - \gamma \leq \alpha \leq \pi - \gamma$ :

$$\begin{cases} p = \cos \alpha \\ q = \sin \alpha \end{cases}$$

Pour toutes autres valeurs de  $\alpha$ : (2)

$$\begin{cases} p = \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\alpha + \beta}{2} + \frac{\pi}{6}\right) \left[ \cos \frac{\alpha - \beta}{2} - \sin\left(\frac{\alpha - \beta}{2} - \frac{\pi}{6}\right) \right] \\ q = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\alpha + \beta}{2} + \frac{\pi}{6}\right) \left[ \cos \frac{\alpha - \beta}{2} - \sin\left(\frac{\alpha - \beta}{2} - \frac{\pi}{6}\right) \right] \end{cases}$$

avec:  $0 \leq \beta \leq \alpha - \pi/3$ .

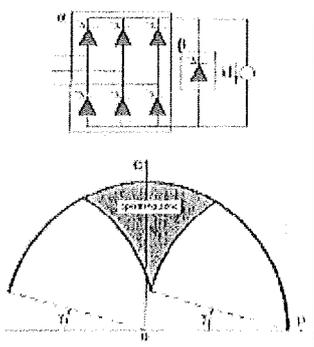


Fig. 8 Diagramme énergétique du pont à roue-libre contrôlée ( $\gamma$ : marge onduleur)

Précisons que la dissociation des angles du pont en complément de cette roue-libre serait susceptible de produire un troisième degrés de liberté ; ce dernier est en fait inexploitable ici car le thyristor de roue-libre est commun aux deux cellules du pont et les cellules ne pourraient fonctionner indépendamment.

#### II.4 Roue-libre de point neutre contrôlée

Fig. 9, une amélioration significative est obtenue en réalisant une roue-libre au niveau de la cellule de commutation elle-même et non au niveau du pont. Chaque thyristor de roue-libre est relié au neutre et constitue le quatrième interrupteur de la cellule. L'étude des formes d'onde montre que les thyristors de roue-libre ne peuvent s'amorcer que si  $\pi/6 < \alpha < 5\pi/6$  avec un angle  $0 < \beta < \pi/6$ .

Fig. 10, l'indépendance des cellules cette fois permet d'appliquer une loi de variation séquentielle aux angles du pont et d'obtenir une aire de réglage nettement améliorée. Cette stratégie se paye par l'apparition, au niveau d'un pont, d'harmoniques de rang 3 (raccordement du neutre oblique), de rangs pairs et de composantes continues ! L'association d'un pont en parallèle, à commande croisée, alimenté par un deuxième enroulement supprime ces désagréments. Le rang 3 est supprimé par un couplage triangle au primaire.

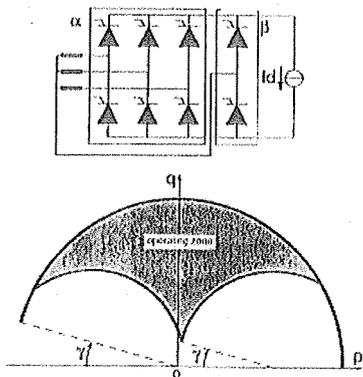


Fig. 9 Diagramme énergétique du pont à roue-libre de point neutre contrôlée ( $\gamma$ : marge onduleur)

Pour  $0 \leq \alpha_{1,2} \leq \pi/6$  et  $5\pi/6 - \gamma \leq \alpha_{1,2} \leq \pi - \gamma$ :

$$\begin{cases} p_{1,2} = \frac{1}{2} \cos \alpha_{1,2} \\ q_{1,2} = \frac{1}{2} \sin \alpha_{1,2} \end{cases} \quad (3.1)$$

Pour toutes autres valeurs de  $\alpha_{1,2}$  du pont Fig.10 :

$$\begin{cases} p_{1,2} = \frac{1}{2\sqrt{3}} [\cos(\alpha_{1,2} + \pi/6) + \cos \beta_{1,2}] \\ q_{1,2} = \frac{1}{2\sqrt{3}} [\sin(\alpha_{1,2} + \pi/6) + \sin \beta_{1,2}] \end{cases}$$

avec :  $0 \leq \beta_{1,2} \leq \alpha_{1,2} - \pi/6$ .

Les puissances active et réactive totales sont:

$$\begin{cases} p = p_1 + p_2 \\ q = q_1 + q_2 \end{cases}$$

Pour le pont de la figure 9 il suffit de poser  $\alpha = \alpha_{1,2}$

(3.2)

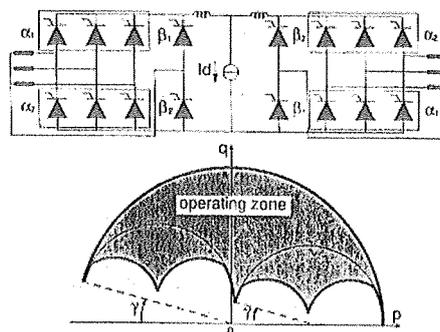


Fig. 10 Diagramme énergétique du pont à commande décalée et à roue-libre de point neutre contrôlée ( $\gamma$ : marge onduleur)

#### II.5 Roue-libre de point neutre non-contrôlée

Fig. 11, dans le cas où la réversibilité en tension n'est pas requise les thyristors de roue libre peuvent être remplacés par des diodes. Cette contrainte est à première vue compatible avec le procédé dont il est question ici. Le courant de court-circuit peut ainsi être atteint sans solliciter la marge onduleur des cellules ce qui apporte un niveau de sécurité substantiel. Toutefois, la régulation d'un courant de court-circuit ou de surcharge fait apparaître des phases de conduction discontinue des cellules à thyristors avec un courant d'arc en roue-libre par les diodes. Durant ces phases la commande est inopérante sur le courant d'arc ce qui dégrade fortement le contrôle en terme de précision et de dynamique.

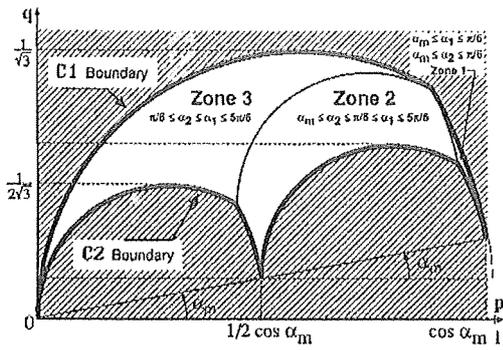


Fig. 11 Diagramme énergétique du pont à commande décalée et à roue-libre de point neutre non contrôlée ( $\gamma$  : marge onduleur)

Pour  $0 \leq \alpha_{1,2} \leq \pi/6$  :

$$\begin{cases} p_{1,2} = \frac{1}{2} \cos \alpha_{1,2} \\ q_{1,2} = \frac{1}{2} \sin \alpha_{1,2} \end{cases} \quad (4.1)$$

Pour  $\pi/6 \leq \alpha_{1,2} \leq 5\pi/6$  :

$$\begin{cases} p_{1,2} = \frac{1}{2\sqrt{3}} [1 + \cos(\alpha_{1,2} + \pi/6)] \\ q_{1,2} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \sin(\alpha_{1,2} + \pi/6) \end{cases}$$

Les puissances active et réactive totales sont :

$$\begin{cases} p = p_1 + p_2 \\ q = q_1 + q_2 \end{cases} \quad (4.2)$$

Le tableau 1 présente un bilan comparatif des structures. On notera que le critère important est la valeur de la plage de réglage de la puissance active, à puissance réactive minimale et constante. Dans le cadre des travaux présentés dans cet article, c'est précisément la dernière variante (Fig. 11), à roue-libre de point neutre et commande décalée, qui a été logiquement retenue.

Pont	Fig.6	Fig.7	Fig.8	Fig.9	Fig.10
$(\Delta p)_{\max}$	$\phi$	1,55	0,52	1,41	1,74
q constant	$\phi$	0,62	0,96	0,70	0,49

Tab. 1 Bilan des performances des ponts étudiés

### II.6 Principe de la commande

Fig. 11, l'aire de réglage du redresseur choisi peut être décomposée en trois sous-zones aux seins desquelles les angles  $(\alpha_1, \alpha_2)$  évoluent dans l'intervalle  $[0, \pi/6[$  ou  $[\pi/6, 5\pi/6]$ . A chaque intervalle correspond une loi de

variation des puissances active et réactive conformément aux systèmes (4).

Réaliser la commande du redresseur consiste à déterminer le couple d'angle  $(\alpha_1, \alpha_2)$  permettant d'atteindre le point de fonctionnement énergétique  $(p, q)$ . Pour cela il faut au préalable identifier la sous-zone concernée et inverser numériquement et en temps réel le système d'équations trigonométriques décrit en (4.1-4.2). (un précalcul off-line sur table est possible). Concrètement, la référence réduite de puissance active "p" est issue d'une boucle de courant sur le redresseur ; la référence réduite de puissance réactive comporte une partie prédictive et une partie issue d'une boucle de régulation. La partie prédictive correspond à une loi de variation théorique sous la forme d'une trajectoire horizontale dans le plan  $(p, q)$ .

Mais cette loi, utilisée seule, ne permettra pas de maintenir le réactif réellement constant en raison de l'empiètement des commutations et du réactif stocké dans les inductances de fuite du transformateur d'alimentation. La modélisation des effets précédents s'avère très fastidieuse et il est donc logique de pallier l'imperfection du modèle en ajoutant simplement une partie issue d'une boucle de régulation de réactif au niveau même du raccordement de l'alimentation. Il est clair qu'une boucle supplémentaire "lente", de "flicker", serait encore une amélioration à rechercher. Le synoptique général de la Fig. 12 reprend tous les éléments précités dans le cas de l'association de deux ponts en parallèle.

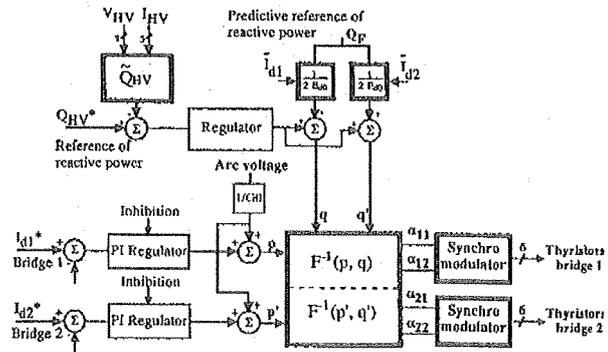


Fig. 12 Schéma synoptique de la commande du pont à commande décalée et à roue-libre de point neutre.

### II.7 Evaluation des choix

Il s'agit ici d'évaluer le choix de la structure et le type de commande par rapport au flicker produit sur la ligne HT. Pour cela nous nous basons sur la simulation d'une installation type de 120 MW (4 redresseurs de 30 kW – 1000 V), la tension d'arc est modélisée ici par une f.e.m sinusoïdale à 10 Hz. Les paramètres de

l'alimentation sont donnés en Fig. 13 dans sa version complète, seule la moitié de l'installation a été simulée.

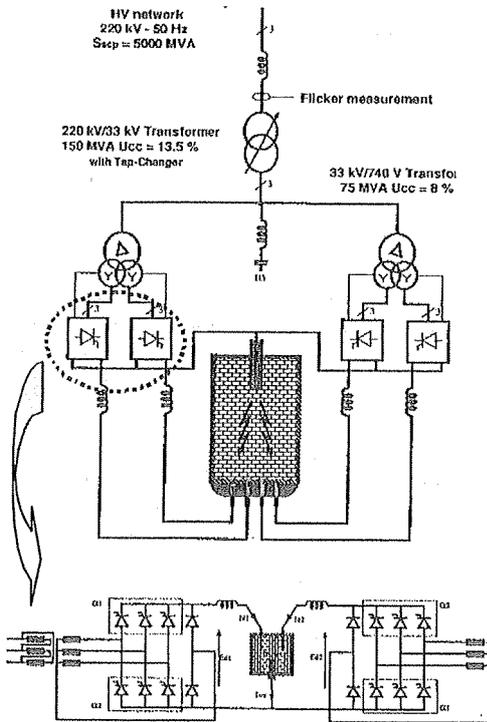


Fig. 13 Schéma d'ensemble de l'installation simulée  
 Dans le cadre de ces simulations, une estimation relativement simple (mais imprécise) du flicker est donnée par le taux de distorsion basse-fréquence de la tension HT, pondéré par la courbe de sensibilité de l'oeil. Cette sensibilité est optimale au voisinage de 10 Hz (d'où le pire retenu pour la tension d'arc). On parle ainsi de norme en  $\Delta V_{10}$ , qui stipule un seuil maximum de 0,3 %! et on comprend bien ici toute la difficulté technique qu'il y a pour satisfaire un taux de distorsion aussi faible.

Les résultats de simulation sont donnés en Fig. 14, pour une tension d'arc évoluant de 180 V à 720 V et pour des puissances active et réactive prélevées sur le niveau HT. On notera la forte ondulation typique de réactif produite par le pont de Graetz ( $\Delta V_{10} = 0,32 \%$ ), la faible consommation de réactif moyen produit par la commande séquentielle avec roue-libre, et enfin la commande décalée avec roue-libre + régulation du réactif dont la valeur moyenne est dégradée mais avec une très faible ondulation ( $\Delta V_{10} = 0,05 \%$ ). Le Tab. 2 résume les performances de chacune des lois de commande. Il faut noter que les ondulations résiduelles sur la commande en réactif régulé proviennent des limitations sur les valeurs d'angles lorsque le point de fonctionnement se rapproche des frontières de l'aire de réglage. La Fig. 15 montre le cas d'une tension d'arc dont l'évolution est de 450 V à 650 V avec une très

bonne régulation du réactif et un très faible Flicker estimé.

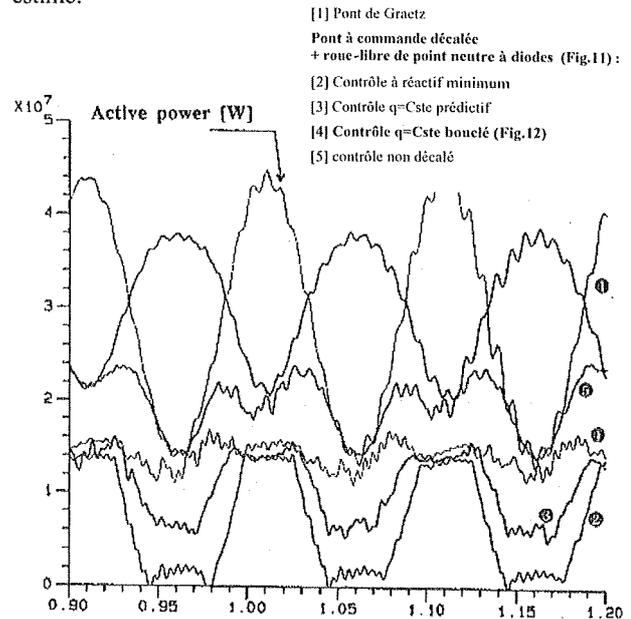


Fig. 14 Puissances active et réactive simulées [W, Var]. Tension d'arc idéalisée à une sinusoïde de variation 180 V à 720 V / 10 Hz.

Contrôle	Pont de Graetz (rappel) [loi n°1]	Réactif Minimum (sur frontière inférieur) [loi n°2]	Contrôle Prédictif [loi n°3]	Contrôle Bouclé [loi n°4]	Pont non décalé [loi n°5]
Qmoyen [Mvar]	31	6,8	10,8	14,3	19,8
Rapport	1	4,6	2,9	2,2	1,5
Flicker [%]	0,33	0,29	0,17	0,05	0,15
Rapport	1	1,1	1,8	6,5	2

Tab. 2 Évaluation des différentes stratégies de contrôle pour le pont à commande décalée et à roue-libre de point neutre.

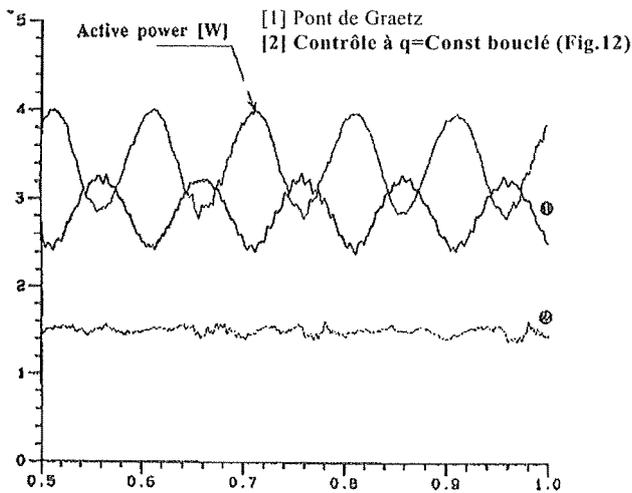


Fig. 15 Puissances active et réactive simulées [W, Var]. Tension d'arc idéalisée à une sinusoïde de variation 450 V à 650 V / 10 Hz

### III. RELEVES SUR SITE

Cette partie présente des relevés effectués sur un site industriel équipé de redresseurs à roue-libre de point neutre et commande décalée. La figure 16 présente l'évolution de la tension d'arc et du courant d'arc sur un "tap to tap" qui correspond au temps entre deux coulées. Différentes phases apparaissent :

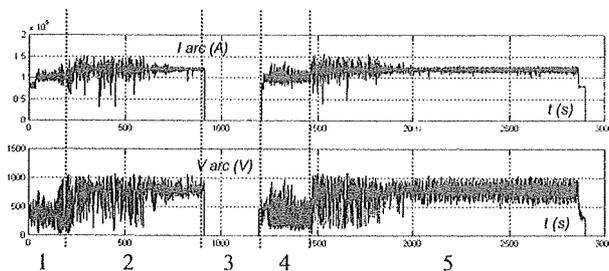


Fig. 16 : Tension d'arc et courant d'arc lors d'un cycle de fonctionnement du four.

- 1 : forage (400V, 100kA) : les électrodes creusent un puits au milieu de la ferraille enfournée dans la cuve. Cette séquence de fonctionnement a lieu sous puissance réduite. Cette phase dure environ 2 minutes.
- 2 : fusion (800V, 120kA) : dans cette phase, la puissance du four à arc est maintenue à son maximum. En fin de fusion du premier panier, une injection de carbone permet de fondre les banquettes d'infondus.

Cette phase dure entre 15 et 25 minutes. Il faut remarquer que la bande passante de la régulation du convertisseur est insuffisante pour rejeter la

perturbation constituée par les fluctuations de tensions d'arc. Ceci se traduit par des ondulations importantes du courant d'arc.

- 3 : chargement du deuxième panier : dès que la fusion du premier panier est jugée suffisante, on procède au chargement du deuxième panier, qui est réalisé en 2 à 3 minutes
- 4 : nouvelle phase de forage (400V, 100kA)
- 5 : Bain plat (800V, 120kA) : c'est une période où les ferrailles sont totalement fondues mais où l'acier n'est pas encore suffisamment chaud pour être coulé.
- 6 : décrassage : le laitier est retiré par basculement du four de manière à ce que le laitier déborde par la porte. On procède à une prise de température. Les corrections sont faites en utilisant de préférence les lances.
- 7 : coulée : Quand la température du bain est suffisante (environ 1650 °C), on procède à la coulée du métal dans un four poche qui est ensuite évacué vers la coulée continue.

La figure 17 présente un zoom sur les puissances active et réactive ainsi que sur la tension et le courant d'arc lors de la phase de bain plat.

La puissance active maximale est de 120MW alors que la puissance réactive maximum est de 82MVAR, alors quelle serait de 120MVAR avec un redresseur à thyristor classique. Nous avons donc bien une amélioration sensible du facteur de puissance et une diminution du flicker du fait des faibles variations de Q.

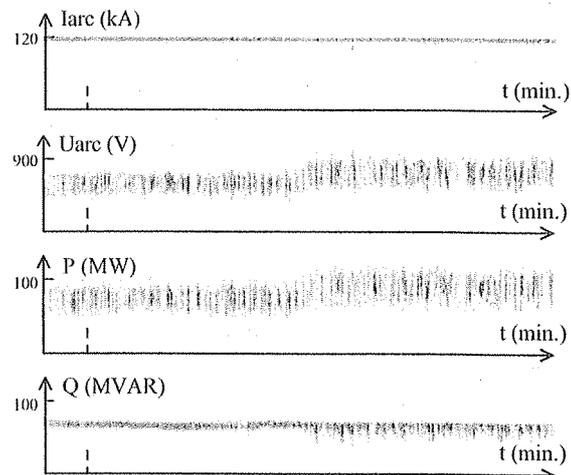


Fig.17 : Relevé de P, Q, I arc et V arc lors de la phase de fonctionnement sur bain plat.

#### IV. PERSPECTIVES

Les convertisseurs actuels utilisés pour alimenter les fours à arc à courant continu sont mal adaptés à la charge et au réseau. Pour amoindrir ces incompatibilités, deux techniques sont traditionnellement utilisées : l'inductance côté continu est surdimensionnée pour stabiliser l'arc et côté réseau des filtres et un compensateur statique de puissance réactive (SVC) sont intercalés afin de réduire les harmoniques de courant et le flicker (figure 18). Ces dispositifs d'adaptation grèvent fortement le coût de l'électronique du four à arc car ils représentent 50% du prix total de celle-ci.

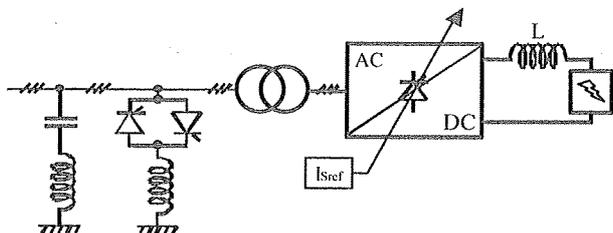


Fig.18 :Schéma de principe d'un convertisseur à thyristors.

Etant donné la disponibilité de composants modernes (IGBT) adaptés à la modulation de largeur d'impulsion (MLI), il paraît intéressant d'envisager la faisabilité d'une alimentation électrique de four à arc à courant continu faisant appel à ces composants. La commande MLI étant plus souple qu'une commande en contrôle de phase, il est possible de concevoir une alimentation susceptible d'améliorer le fonctionnement du four à arc tout en assurant un prélèvement propre de l'énergie sur le réseau.

La structure du convertisseur retenue est de type indirecte. Cette topologie, présentée figure 19, consiste à découpler la charge du réseau par l'intermédiaire d'un étage continu. Ainsi, le fonctionnement du four à arc peut être amélioré et la puissance peut être prélevée sur le réseau sans le polluer. Le convertisseur alternatif- continu (AC/DC) est constitué de diodes et le convertisseur continu-continu (DC/DC) peut-être un hacheur.

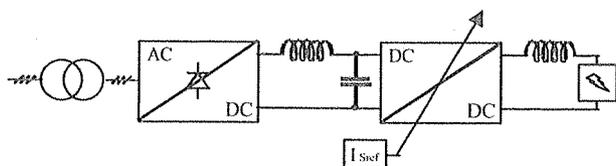


Fig. 19 : schéma de principe du convertisseur envisagé.

Ce convertisseur statique dispose des propriétés suivantes :

- Le facteur de puissance est constant et élevé :  $\cos\phi=0,93$ .
- Plusieurs transformateurs associés en parallèle sont utilisés afin d'atteindre la puissance de sortie désirée. Cette particularité peut être mise à profit en utilisant des couplages particuliers des transformateurs afin d'éliminer les harmoniques basses fréquence générés par les redresseurs. Ainsi, pour une association parallèle de n redresseurs en pont triphasé, le premier harmonique du courant d'entrée autre que le fondamental, est situé à  $(6*n-1)$  la fréquence du réseau.
- La bande passante d'un redresseur à thyristor est définie par la fréquence du réseau. Alors que pour un convertisseur à MLI, elle ne dépend que de la fréquence de découpage des interrupteurs et du nombre de convertisseurs mis en parallèle. La régulation de courant obtenu par un convertisseur à MLI sera donc bien meilleure que ce que permet un redresseur à thyristors.

La diminution significative du flicker et des harmoniques rend les filtres anti-harmoniques et le SVC superflus. Ainsi, même si la structure de conversion envisagée paraît plus coûteuse que les solutions actuelles, l'absence de systèmes de dépollution compense ce surcoût.

En d'autre termes, les solutions actuelles sont basées sur des convertisseurs rustiques et polluants auxquelles il est nécessaire d'adjoindre des systèmes de dépollution. Alors que la dernière structure présentée permet de réaliser un convertisseur "évolué" et naturellement peu polluant.

#### V. BIBLIOGRAPHIE

«L'interconnexion France-Angleterre »: Numéro spécial RGE 02/1985.

R. Cosandey, W. Herbst, S. També : « L'alimentation en courant continu de l'installation d'électrolyse d'aluminium d'Alba Bahrein » Revue ABB 01/1994.

C. Morettin, S. Dallenogare, J. Du Parc : « Minimum Network Disturbances for DC EAF using a free wheeling diodes rectifier ». METEC 06/1999 Düsseldorf.

J. Du Parc, M. Wursteisen, C. Glinsky, F. Richardeau, Y. Chéron : "Redresseur très peu polluant pour four à arc 120 MVA", RGE, N°5, mai 1995, pp. 6-11.

C. Bas, P. Ladoux, H. Foch, J. Nuns : « Simulation of electrical arc furnace with new converter topology ». PCIM 06/2000 Nürnberg

## LES GRADATEURS CEM SANS AUCUN FILTRE GRACE A LA COMMUTATION CONTROLÉE<sup>1</sup>.

Didier MAGNON

Université François-Rabelais

Laboratoire de Micro-électronique de Puissance

16 Rue Pierre et Marie Curie

BP 7155

37071 Tours Cedex

Magnon@univ-tours.fr

**Résumé :** Le gradateur est un produit largement répandu dont la particularité est de générer de nombreux parasites si on ne prend pas soin de le filtrer. Nous avons développé toute une théorie afin de minimiser, voire supprimer ce filtre volumineux et coûteux. Au final, nous proposons deux solutions qui permettent aux gradateurs d'être compatibles CEM sans aucun filtre.

**Mots clés :** CEM, Gradateur, Intégration, ASD™, normally-on, normally-off.

### I Introduction

En électronique, il est assez fréquent que le schéma de base d'une fonction soit relativement simple, mais que le produit final soit beaucoup plus complexe, pour des raisons de fiabilité, sécurité, perturbations, ... Le gradateur est un exemple typique car sa fonction de base est on ne peut plus simple, mais les parasites qu'il génère nécessitent au minimum l'adjonction d'une bonne self et d'une grosse capacité.

Or depuis quelques années les fabricants de composants minimisent la taille des composants et également la taille des fonctions en intégrant plusieurs composants sur la même puce. De ce fait, les coûts des réalisations se réduisent à tel point que les fonctions additives viennent concurrencer en volume et en prix le produit de base.

C'est ainsi que STMicroelectronics (site de Tours) nous a demandé d'étudier les perturbations électromagnétiques générées par deux de leurs cellules intégrées afin de minimiser, voire de supprimer les filtres secteur d'un gradateur par exemple.

Nous avons donc développé toute une théorie sur la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) des ondes du 50Hz et réalisé plusieurs structures qui permettent d'obtenir un gradateur CEM sans aucun filtre secteur.

Notre étude a été réalisée avec des cellules de commutation issues de la technologie ASD™. Nous présentons ici deux gradateurs CEM, l'un à base d'un GTO (Gate Turn Off) l'autre à base d'un IGTH (Insulated Gate Thyristor).

### II Cellules de commutation

Depuis plusieurs décennies, les fabricants de composants électroniques ont tenté d'élaborer des circuits intégrés capables de réaliser des fonctions plus ou moins complexes (circuits de commande, démodulateurs, etc.).

De même, intégrer sur une même puce de silicium tous les composants permettant de convertir l'énergie est une avancée industrielle importante de ces 15 dernières années. Historiquement, l'approche "smart power" a été la première à permettre l'intégration de puissance.

#### II.1 L'approche "smart power"

Cette technologie autorise l'intégration de composants de puissance et leur commande, à l'exception toutefois des composants quatre couches. En effet, l'isolation des différents composants est réalisée à l'aide de jonctions polarisées en inverse, par des caissons dopés P, comme le montre la Figure 1.

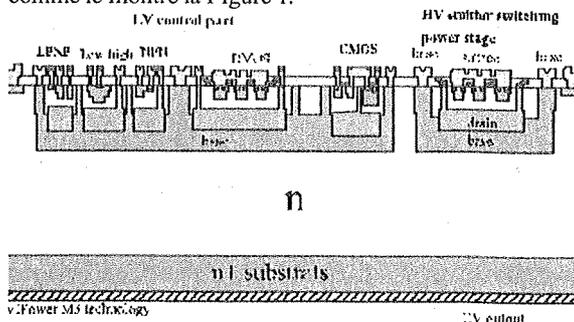


Figure 1 : section d'une structure "smart power".

<sup>1</sup> Le travail présenté est issu des travaux effectués par F. GUITTON au cours de son doctorat et de N. NOIROT au cours de son DEA.

La face inférieure de la plaquette de silicium ne peut donc pas être utilisée. Les structures "smart power" fonctionnent en basse tension et trouvent de nombreuses applications dans l'automobile.

Plus récemment, une nouvelle approche d'intégration fonctionnelle des composants de puissance, complémentaire de la "smart power", a été développée par STMicroelectronics.

## II.2 L'approche "Intégration fonctionnelle"

La notion d'intégration fonctionnelle a été introduite en 1992, par STMicroelectronics, sous le nom de "Application Specific Discrete" (ASD™) [1], [2], [3]. Cette approche consiste à intégrer plusieurs composants de puissance (diodes, transistors, thyristors, GTO) sur une même puce. Ces différents composants sont disposés de telle sorte qu'ils permettent la réalisation d'un convertisseur d'énergie ou d'une fonction de protection (Figure 2).

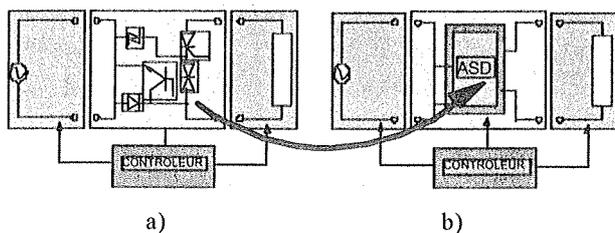


Figure 2 : a) application avec des composants discrets, b) même application avec un ASD™.

Le concept ASD™ consiste à définir des bibliothèques de composants (diodes, thyristors, GTO), formant des briques élémentaires, sur le principe de la conception des ASIC. Ces composants sont réalisés dans une même technologie, de telle sorte qu'ils puissent être intégrés sur une même puce. De cette façon, une fonction peut être développée dans un premier temps avec des composants discrets, empruntés à une même bibliothèque, puis facilement intégrée.

Ces huit dernières années, trois générations d'ASD™ se sont succédées :

- la première (ASD1), permet la combinaison de diodes de redressement, de diodes zener et de résistances, la lithographie étant réalisée sur une seule face de la plaquette ;
- dans la seconde génération (ASD2), la lithographie est réalisée sur les deux faces de la plaquette : ainsi, des composants quatre couches, tels le GTO, le thyristor et le transistor (NPN ou PNP), peuvent être intégrés verticalement. La Figure 3 donne un exemple d'intégration d'une diode, d'un transistor et d'un thyristor.

- dans la troisième génération (ASD3), on intègre des composants bipolaires et des composants à grille isolée.

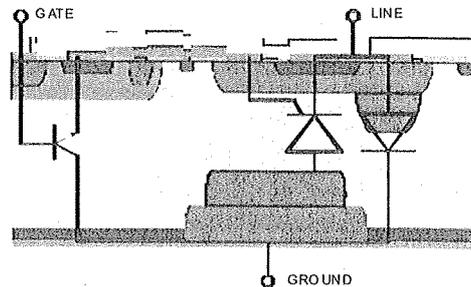


Figure 3 : exemple d'intégration verticale de trois composants de puissance.

L'intégration de composants de puissance quatre couches, contrairement à la "smart power", permet d'obtenir une tenue en tension élevée, pouvant aller jusqu'à 1500V. Les ASD™ peuvent donc être directement connectés sur le secteur. De plus, leur densité de courant élevée (100A/mm²) minimise la taille des puces, comparativement à une technologie MOS.

Comme tout appareil électrique connecté sur le réseau basse tension, les applications utilisant ce type de composants doivent respecter les normes de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) relatives aux perturbations conduites.

## III Normes utilisées

Les produits susceptibles d'être réalisés avec nos cellules de commutation sont du type électrodomestique, soit électroménager, soit variateur de lumière. Les deux catégories doivent répondre à la norme CEM NF EN 55014 mais la deuxième doit également tenir compte de la norme NF EN 55015 spécifique à l'éclairage.

Ces normes stipulent que les mesures de perturbations entre 150kHz et 30MHz doivent être inférieures à un gabarit.

Toutes nos mesures ont donc été faites selon les normes précitées en mode quasi peak. Nos spectres étant strictement monotones décroissants, nous avons souvenant limité nos mesures autour de 1MHz, alors que la norme donne une limite de 30MHz (gain de temps).

Nous nous sommes donc attachés à trouver des formes d'ondes théoriques qui génèrent des perturbations au maximum au niveau du gabarit normatif, puis nous avons réalisé les vérifications expérimentales.

#### IV Fonctions intégrées utilisées.

Nous avons utilisé deux cellules intégrées :

- une avec un GTO (Gate Turn-Off),
- une avec un IGTH (Isolated Gate THyristor).

Nous donnons ci-après les fonctions d'origine qui nous ont été confiées.

##### IV.1 Cellule à base de GTO

La cellule est constituée par un GTO normalement conducteur ou "normally-on", contrairement aux triacs et aux thyristors, qui sont "normally-off". En d'autres termes, ce type de GTO est conducteur dès qu'une tension positive est appliquée entre anode et cathode. Ainsi, seul son blocage est commandable, par l'extraction d'un courant de la gâchette de cathode. Le GTO est rendu "normally-on" par l'ajout d'une résistance entre ses gâchettes d'anode et de cathode (Figure 4).

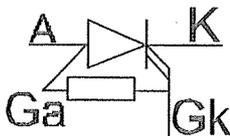


Figure 4 : GTO "normally-on".

L'utilisation d'un GTO "normally-on", par rapport à un thyristor, permet la réalisation d'un circuit asservi [4]. En effet, la puissance transmise à une charge peut être modulée en fonction de la puissance de sortie nécessaire, par le blocage du composant.

Par conséquent, les formes d'ondes de courant étudiées ressemblent à la courbe de la Figure 5 donc contrairement à une forme de courant générée par un thyristor, la conduction s'effectue en début d'alternance.

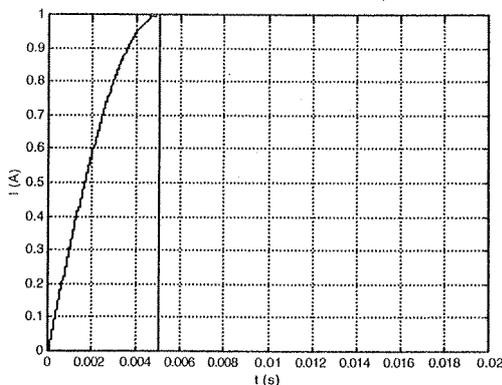


Figure 5 : forme de courant consommé par une application intégrant un GTO "normally-on" comme interrupteur de puissance.

Toutefois, les études théoriques et les résultats présentés sont aussi valables pour des interrupteurs normally-off.

##### IV.1.1 Perturbations générées par la commutation sur une charge résistive

Dans le but de mettre en évidence les problèmes de CEM par la commutation d'une charge résistive sur le secteur, nous avons évalué les perturbations générées par la commutation directement sur le réseau d'un courant de 1 Ampère. Le circuit permettant d'effectuer cette mesure est un hacheur secteur, architecturé autour d'une cellule ASD™, réalisant à elle seule cette fonction.

Ce circuit est présenté Figure 6. Une partie de cette cellule est intégrée, les autres composants sont discrets.

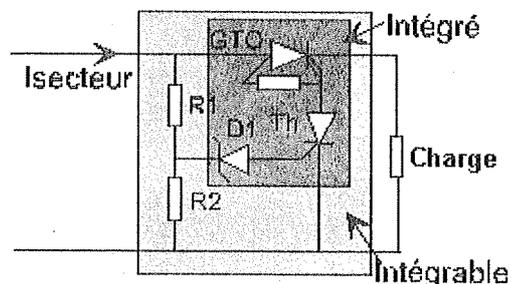


Figure 6 : cellule ASD™ réalisant un hacheur secteur (la partie grisée est intégrable de façon monolithique).

Le circuit de commande du GTO est composé d'un thyristor (Th), d'un pont de résistances ( $R_1$  et  $R_2$ ) et d'une diode zener ( $D_1$ ). Lorsque la tension secteur dépasse le seuil de tension fixé par le pont de résistances et la diode zener, le thyristor s'amorce, imposant un potentiel négatif entre la gâchette et la cathode du GTO, qui provoque son ouverture.

Le courant  $I_{\text{sect}}$  consommé par le circuit est reporté Figure 7. Les éléments constituant le circuit d'extinction ont été dimensionnés de telle sorte que le courant crête soit de 1A, pour une charge résistive de 50W.

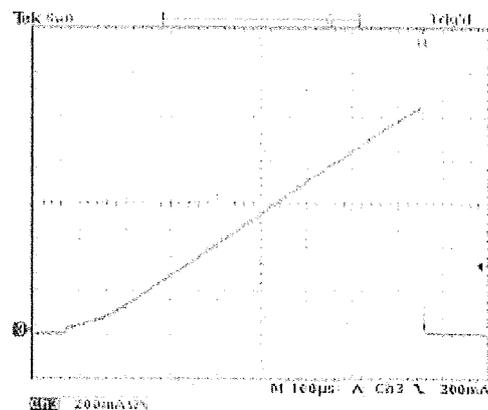


Figure 7 : oscillogramme du courant consommé par le hacheur secteur.

Les perturbations totales générées par ce circuit sont présentées Figure 8 : elles sont comparées au gabarit de la norme NF EN 55014 [5].

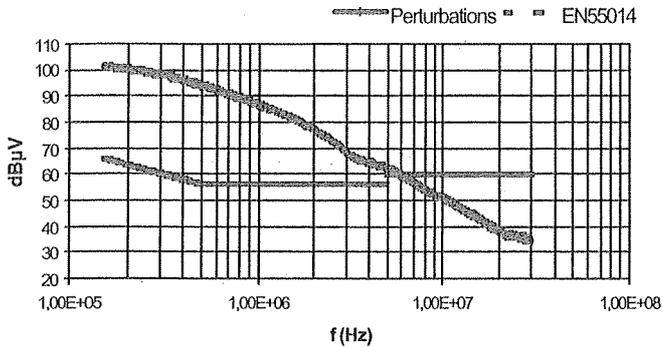


Figure 8 : spectre mesuré des perturbations conduites entre 150kHz et 30MHz ; en trait large, les perturbations totales générées par le hacheur secteur ; en trait fin, le gabarit de la norme NF EN 55014.

La Figure 8 montre que les perturbations générées sont largement au-dessus du gabarit de la norme (écart de 35dB à 150kHz), malgré le faible courant coupé (1A).

#### IV.2 Cellule à base d'IGTH

Nous verrons plus loin que la diminution des perturbations électromagnétiques passe obligatoirement par une phase de commutation linéaire pour l'interrupteur de puissance [6] les composants rois de la commutation de puissance sont les triacs et les thyristors, pour lesquels il est très difficile de contrôler les di/dt et dv/dt à la commutation. Mais comme ils possèdent de nombreuses propriétés comme la robustesse, la tenue aux surcharges, la facilité de commande, le faible coût, ..., plusieurs solutions ont été développées autour de ces deux composants quatre couches.

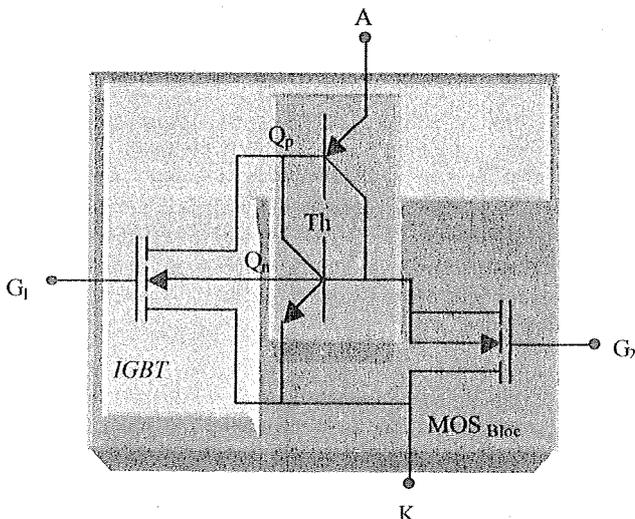


Figure 9 : Structure électrique équivalente de l'IGTH étudié.

Aussi une structure intégrée baptisée IGTH a conjointement été développée par le LAAS et STMicroelectronics. Au final, on obtient un IGBT en parallèle avec un thyristor (Figure 9) [7].

Le schéma de la structure de l'IGTH étudié est celui de la Figure 10.

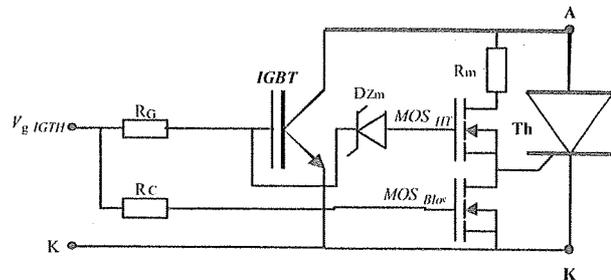


Figure 10 : Structure de l'IGTH discret que nous avons utilisé pour notre étude.

Une séquence de fonctionnement (Figure 11) se décompose en plusieurs temps. Pour obtenir une commutation, il faut en premier lieu inhiber le fonctionnement du thyristor. On sature donc MOS<sub>Bloc</sub>, ce qui permet de déclencher la commutation grâce à l'IGBT à l'instant  $t_1$  sans craindre l'amorçage du thyristor. Le courant croît dans l'IGBT, en fonction de  $V_{g\_IGBT}$ . Lorsque la tension  $V_{g\_IGBT}$  atteint un niveau suffisant (fonction de la valeur de  $D_{zm}$ ), MOS<sub>HT</sub> se met à conduire. Au moment où l'impulsion de commande retombe (instant  $t_2$ ), MOS<sub>Bloc</sub> n'est plus conducteur, MOS<sub>HT</sub> alimente donc la gâchette du thyristor. Dès lors, le thyristor et l'IGBT conduisent : il n'est donc plus nécessaire de maintenir l'IGBT en conduction. A l'instant  $t_3$ , l'impulsion de commande  $V_{g\_IGBT}$  est retombée. Seul le thyristor conduit alors. Il ne s'arrêtera que lorsque  $I_{AK}$  deviendra inférieur au courant de maintien  $I_h$  du thyristor.

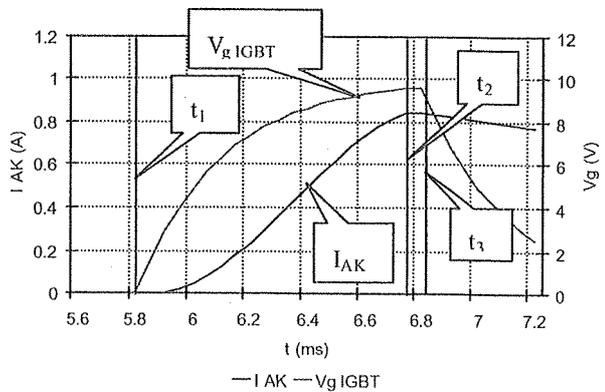


Figure 11 : Séquence d'une commutation à la fermeture de l'IGTH.

## V Formes d'onde CEM

Afin d'optimiser la commutation, nous avons fait une étude théorique des formes d'onde que l'on obtient sur le secteur quand on le hache entre 50Hz et 5kHz, pour une charge résistive. Pour des raisons de clarté, nous présentons ici les ondes hachées à 50 ou 100 Hz.

Quand on observe une telle forme d'onde (Figure 12) on remarque que notre action ne peut s'exercer que sur la commutation. En effet, le reste de la commutation est imposé par la sinusoïde secteur ( $0 \leq t \leq 5\text{ms}$ ), et par le blocage du GTO ( $t > 5\text{ms}$ ).

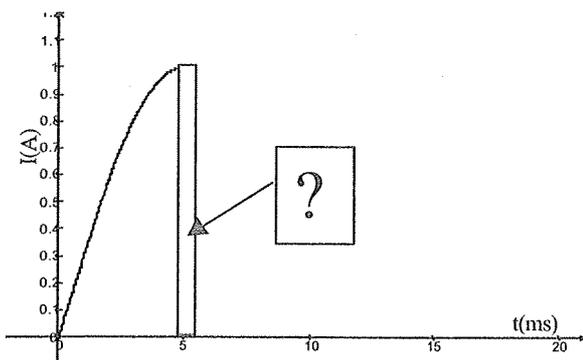


Figure 12 : définition de forme d'onde ; seule la décroissance du courant peut être modifiée.

Cette définition de forme d'onde a pour but d'estimer la faisabilité de la méthode consistant à agir sur les fronts de commutation pour supprimer les filtres secteur.

Nous avons montré qu'une telle forme d'onde avait tout intérêt à posséder une commutation sinusoïdale (ou en tangente hyperbolique) et que quoiqu'il en soit ce sont les "raccords" entre deux portions de courbe qui doivent être les plus doux possibles (sans saut) alors que la raideur de la pente ne génère que très peu de perturbations [8], [9], [10].

Nous avons également montré qu'à une fréquence de découpage de 100Hz, cette forme d'onde est CEM sans filtre, que la commutation soit linéaire ou sinusoïdale [11]. Bien évidemment, la commutation sinusoïdale procurant un meilleur raccordement à la sinusoïde secteur et au zéro, elle permet des commutations beaucoup plus rapides que la commutation linéaire. Il s'en suit qu'elle engendre moins de pertes par commutation.

Notre étude a été faite pour des courants commutés de 100mA à 5A, ce qui couvre largement le cas des gradateurs domestiques. Dans cet intervalle, nous avons cherché à rendre sinusoïdale la commutation du GTO et de l'IGTH.

## VI Résultats

### VI.1 Cellule à GTO

La première tâche à laquelle nous avons été confrontés est la réalisation de la commutation sinusoïdale. En effet, cette forme d'onde doit être réalisée de façon simple sans microcontrôleur [12], d'une part parce que l'ensemble doit être inséré dans une puce de silicium et d'autre part parce que les signaux numériques sont générés par des perturbations, d'autant plus que le nombre de bits est faible.

Nous avons cherché à résoudre le problème avec des composants passifs. Le schéma de base est celui présenté à la Figure 6.

Nous savons que pour parvenir à nos fins, le GTO doit posséder une phase linéaire lors de son ouverture. Le thyristor Th est donc avantageusement remplacé par un transistor Tr et une capacité C, ce qui conduit au schéma de la Figure 13 [13].

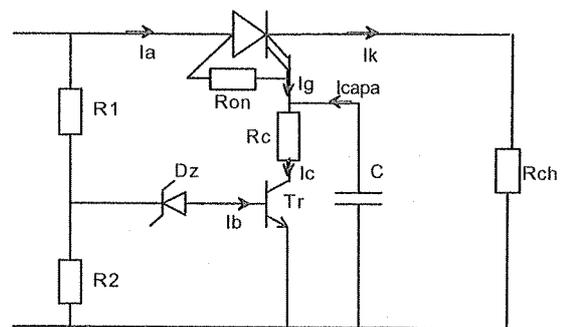


Figure 13 : Schéma de la cellule compatible avec les normes NF EN 55014/15.

Le fonctionnement de cette cellule peut être décomposé en deux phases :

- lors de la phase positive du secteur, la résistance  $R_{on}$  amorce le GTO, la structure quatre couches est totalement amorcée, la tension entre anode et cathode est faible (entre 1V et 2V). La tension aux bornes du condensateur C suit la tension secteur. Le courant collecteur de Tr croît en suivant les variations de la tension secteur. Le circuit d'extinction n'a ici aucun effet sur le GTO. Par conséquent, les pertes durant cette phase de fonctionnement sont identiques à celles engendrées par un GTO commandé de façon "traditionnelle".
- lorsque le courant tiré de la gâchette est suffisant pour bloquer le GTO (c'est-à-dire pour désaturer son transistor NPN), la structure quatre couches se désamorce. Toutefois, le courant de cathode ne s'annule pas aussi rapidement que lorsque le GTO est utilisé seul. En effet, il est contrôlé par la tension  $U_c$  aux bornes condensa-

teur C : pendant la commutation du GTO, le courant de cathode est égal à :

$$i_K(t) = \frac{U_c(t) - V_{GK}}{R_{CH}}$$

La décharge du condensateur C, commandée par le transistor Tr, donne une décroissance lente du courant de cathode du GTO.

Une fois le condensateur complètement déchargé, le GTO est bloqué.

Nous avons dimensionné les composants pour un courant coupé de 800mA et un temps de conduction de 600µs (à noter que nous avons réalisé un logiciel qui donne la valeur de C en fonction du courant coupé et du temps de conduction). Nous obtenons une décroissance du courant durant 30µs, comme indiqué Figure 14.

Les valeurs des composants sont :

R1=90kΩ,

R2 >1MΩ, elle est donc supprimée,

C=10nF,

β = 200, pour V<sub>CE</sub>=10V et i<sub>B</sub>=100µA,

R<sub>ch</sub>=51W,

V<sub>Z</sub>=10,2V.

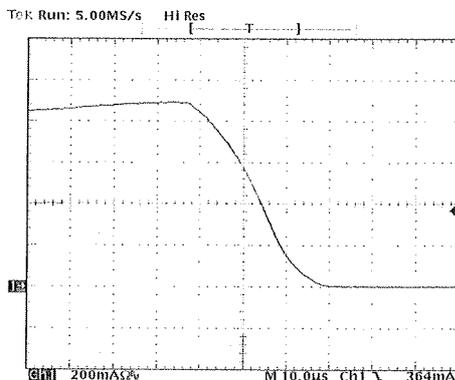


Figure 14 : courant dans la cellule compatible CEM, à la commutation du GTO.

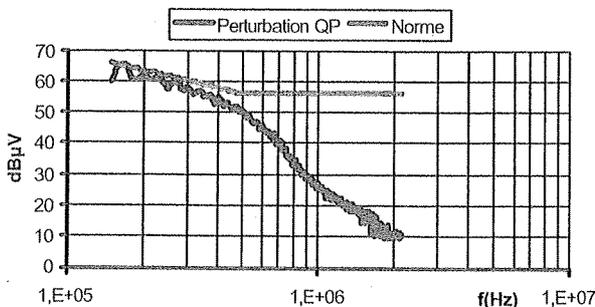


Figure 15 : Perturbations générées par la cellule CEM.

Nous possédons maintenant une cellule de commutation CEM sans filtre secteur (Figure 15). Si nous connectons deux cellules comme indiqué ci-dessous, nous obtenons un gradateur.

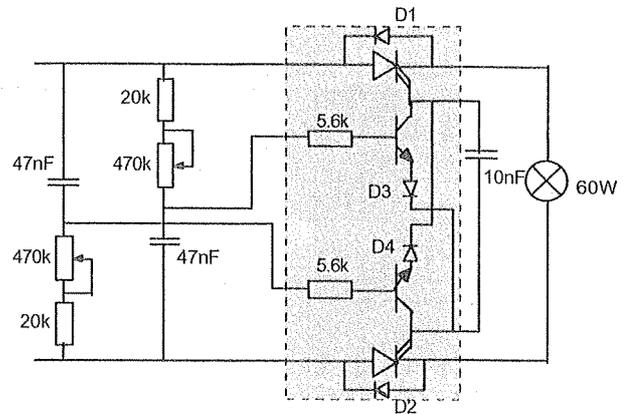


Figure 16 : variateur de lumière compatible CEM sans filtre secteur, dont la partie hachurée peut être intégrée.

Ce gradateur est donc CEM sans aucun filtre secteur et intégrable pour la majeure partie des composants nécessaires à l'application. Par contre, les GTO et les boîtiers utilisés (DIL8 et TOP35) limitent fortement la puissance de sortie.

Nous avons donc concentré nos efforts sur une autre cellule de commutation qui permet de contrôler des puissances de l'ordre du kilowatt sous 240V AC.

## VI.2 Cellule à IGTB

Ce travail est une collaboration avec J. JALADE, professeur d'université au LAAS (Toulouse). L'IGTB discret et son circuit imprimé ont été réalisés au LAAS, toute la partie CEM a été réalisée au LMP.

Nous rappelons que cette cellule est normally-off donc analogue à un thyristor.

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus avec cette cellule connectée en gradateur monoalternance alimentant une ampoule de 100W. Le schéma est donné Figure 17, l'IGTB est représenté par un bloc.

On note qu'il ne subsiste qu'un seul composant à l'extérieur de la fonction de puissance : la diode inverse.

Les largeurs d'impulsion sont choisies de telle sorte que l'IGTB soit bien saturé avant de céder sa place au thyristor. Elles varient de 50 à 230µs.

Une première mesure des perturbations électromagnétiques nous indique que ce gradateur tel quel n'est évidemment pas compatible avec la norme (cas N°1, Figure 20).

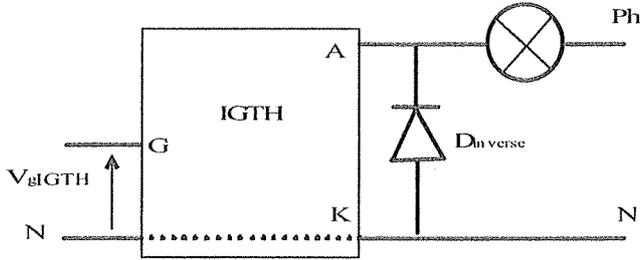


Figure 17 : Schéma du gradateur monoalternance à base d'IGTH

Avant de travailler sur la commande, nous avons voulu savoir si l'instant d'amorçage de l'IGTH avait une importance sur les perturbations.

### VI.2.1 Recherche de l'instant perturbateur maximal

Nous avons recherché le retard à l'amorçage le plus perturbant pour l'application visée. Cette démarche systématique est d'autant plus justifiée ici que les lampes à incandescence ou halogènes présentent une résistance qui varie avec la température. La Figure 18 montre les écarts obtenus entre les perturbations :

- les plus proches du gabarit si elles lui sont inférieures,
- les plus éloignées du gabarit si elles lui sont supérieures.

Le zéro dB $\mu$ V représente le gabarit de la norme.

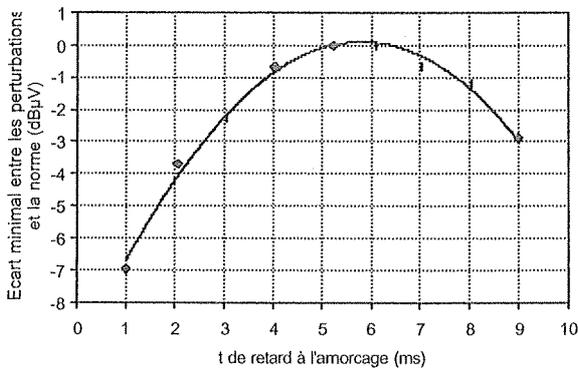


Figure 18 : Écarts entre les perturbations produites et la norme en fonction du temps d'amorçage ( $\diamond$  = mesure, trait plein = modélisation).

L'ensemble de ces points de mesure peut être modélisé par une parabole (trait plein). Elle fournit comme extremum un retard à l'amorçage de 5,8ms. Ce temps est donc celui qui est conservé pour tous les résultats suivants.

### VI.2.2 Recherche de la commutation sinusoïdale.

Là encore, il n'est pas question de travailler avec une commande sinusoïdale, puisque celle-ci est très complexe à obtenir. L'IGTH est donc commandé par une tension carrée classique. Or nous avons vu que la commutation de cette cellule est réalisée par son IGBT. Nous devons alors adoucir le début et la fin de la commutation de l'IGBT "en lui faisant croire" qu'il est piloté par une tension sinusoïdale. Pour ce faire, nous allons ajouter des composants entre grille et cathode pour le début de la commutation et entre grille et anode pour la fin de la commutation. Nous appelons  $Z_G$  et  $Z_{Miller}$  ces deux impédances qui seront connectées comme il est indiqué sur la Figure 19.

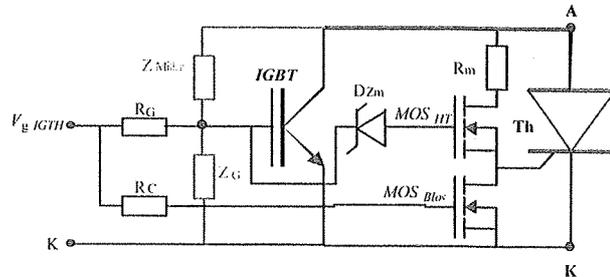


Figure 19 : Emplacement des impédances  $Z_G$  et  $Z_{Miller}$ .

$Z_G$  sera au minimum un condensateur de façon à obtenir une forme exponentielle croissante pour limiter les di/dt.  $Z_{Miller}$  sera soit un condensateur discret, soit la capacité parasite d'une jonction. On souhaite ainsi augmenter la capacité Miller de l'IGBT de façon à adoucir la fin de la commutation.

N° d'essai	$Z_G$	$Z_{Miller}$	Observations
1	Rien	rien	Circuit de référence
2	Capacité $C_G$	rien	
3	Capacité $C_G$ diode zener $D_z$ en série	rien	$D_z$ compense la tension de seuil de l'IGBT
4	rien	capacité $C_{Miller}$	
5	rien	capacité $C_{Miller}$ non linéaire	
6	rien	capacité de diode $D_{Miller}$ diode zener $D_{zMiller}$ en série	$D_{zMiller}$ permet la saturation de l'IGBT
7	capacité $C_G$ diode zener en série $D_z$	capacité de diode $D_{Miller}$ diode zener $D_{zMiller}$ en série	

Tableau 1 : Description des essais effectués.

Là encore, nous présentons Figure 20, les écarts obtenus avec la norme pour les différents circuits testés, les essais étant répertoriés dans le Tableau 1.

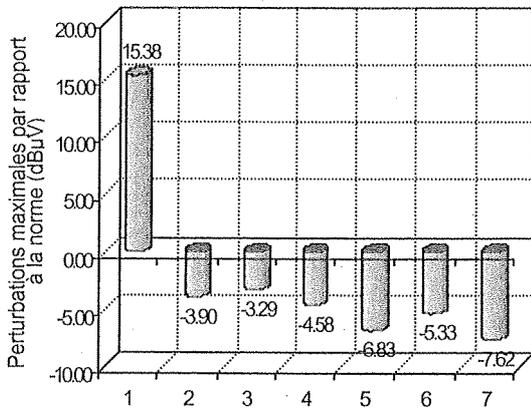


Figure 20 : Ecart entre les perturbations et la norme en fonction des différents circuits de commande. Pour les essais, se référer au Tableau 1.

Il apparaît clairement que l'on peut gagner de nombreux décibels rien qu'en gérant, même de façon simple, la commutation. En effet, l'adjonction d'une capacité entre la grille et la cathode de l'IGBT permet un gain de presque 20dBµV et rend l'application conforme aux normes.

Ensuite, bien que la commutation se rapproche globalement d'une sinusoïde, les résultats sont quasi-identiques. Cela s'explique à chaque fois par des sauts de courant dus en général au passage "de témoin" entre l'IGBT et le thyristor. En effet, il existe à l'origine une différence entre la chute de tension de l'IGBT saturé et celle du thyristor en conduction, d'où un saut de courant peut avoir lieu. Si l'on ajoute à cela des diodes pour leur capacité parasite en  $Z_{\text{Millers}}$ , on crée un montage anti-saturation pour l'IGBT, ce qui accroît cette inégalité.

Mais un autre problème apparaît quand on a bien réglé la commutation, car les perturbations ne sont plus générées par celle-ci, mais par la commutation naturelle du thyristor. Pour mémoire, rappelons qu'un thyristor amorcé le reste tant que le courant qui le traverse est supérieur à son courant de maintien  $i_h$ , avec  $i_h$  faible mais jamais nul, ce qui entraîne des discontinuités.

Pour mettre en évidence l'importance de ces petits sauts de courant nous avons réalisé des simulations d'un courant :

- IAK idéal,
- IAK en tenant compte d'un  $i_h$  qui génère un saut de 1% du courant maximal ( $\approx 10\text{mA}$ ),

- $I_{AK}$  en tenant compte d'un saut de courant de 1% dû au passage IGBT/thyristor,
- $I_{AK}$  en tenant compte des deux sauts de courant précédents.

La Figure 21 propose la forme du courant analysé et des grossissements sur les sauts de courant évoqués.

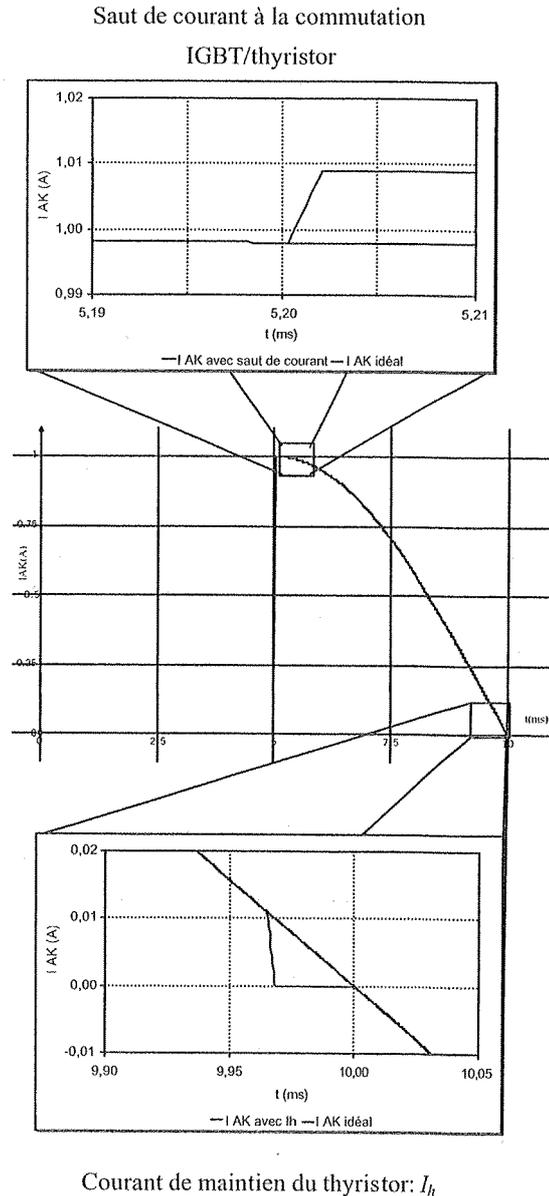


Figure 21 : Forme théorique du courant  $I_{AK}$  et de ses imperfections.

La Figure 22 donne les résultats CEM de la simulation.

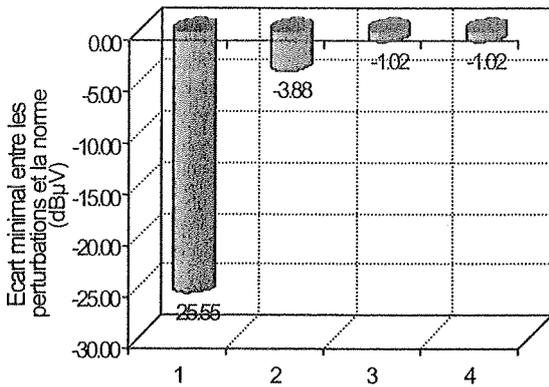


Figure 22 : Ecarts entre norme et perturbations de  $I_{AK}$  idéal et de ses imperfections.

- 1-  $I_{AK}$  idéal
- 2-  $I_{AK}$  tenant compte de  $I_h$
- 3-  $I_{AK}$  tenant compte d'un saut de courant
- 4-  $I_{AK}$  tenant compte de  $I_h$  et d'un saut

Nous voyons donc sans ambiguïté l'importance de ces discontinuités, qui nous font perdre au minimum 21dBµV. On s'aperçoit également que le saut le plus perturbateur est celui créé par le courant de maintien. Ce graphe montre que les perturbations totales sont égales à celles de l'instant le plus perturbateur. En effet, entre les simulations 3 et 4 il n'y a aucune différence.

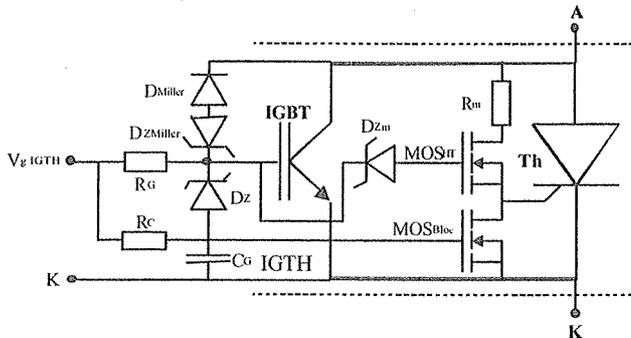


Figure 23 : Schéma de la solution la plus performante au niveau CEM.

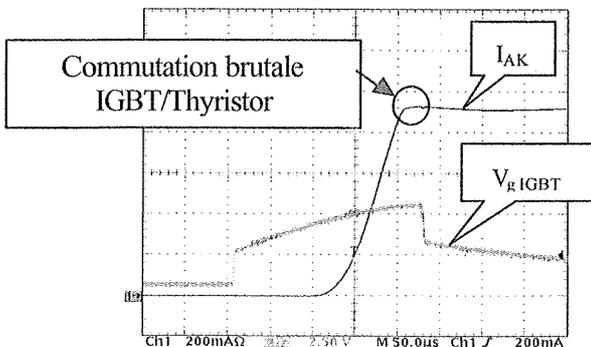


Figure 24 : Forme de la commutation et de la tension de grille du schéma de Figure 23.

A titre de comparaison, nous donnons Figure 23 le schéma de la solution la plus performante et Figure 24 la forme du courant  $I_{AK}$  et de la tension relevée sur la grille de l'IGBT. Les essais ont été réalisés avec une ampoule à incandescence de 100W.

La commutation ressemble à une sinusoïde et le saut de courant est vraiment très faible, les perturbations générées sont en dessous du gabarit de la norme (voir la Figure 20, cas N°7).

### VII Conclusion

Notre étude théorique a montré que l'on pouvait éduire, voire annuler les filtres secteur uniquement en contrôlant la commutation. Une commutation du type sinusoïdal donne des résultats acceptables tant du point de vue de la CEM que du point de vue de la puissance dissipée dans les interrupteurs.

Nous avons confirmé ces résultats au travers de nombreuses applications, dont notamment deux gradateurs. Le premier est architecturé autour d'une cellule GTO, mais les performances sont limitées, car la cellule est encapsulée dans des boîtiers DIL8 ou TOP35.

Le deuxième est construit avec un IGTH. La structure IGTH est particulièrement intéressante pour le gradateur, car elle permet de commuter des charges de 500W sans radiateur démesuré. De par sa constitution interne il est possible de la piloter avec des impulsions carrées courtes (de l'ordre de 200µs). Des composants simples (diodes et capacités) rendent la commutation presque sinusoïdale, ce qui évite les filtres secteur pour satisfaire les normes NF EN55014-15.

Cependant, nous avons pu mettre en évidence quelques carences. La première concerne la différence de tension qui existe entre l'IGBT saturé et le thyristor amorcé. Nous avons réussi à minimiser cet écart en insérant une diode zener à l'impédance  $Z_{Miller}$  (essais N° 6 et 7). Le second problème concerne le saut de courant provoqué par le courant de maintien  $i_h$ .

Ces lacunes ont été mises en évidence par l'étude de la CEM conduite. En effet, la forme d'onde du courant observé à l'oscilloscope ne permet pas d'observer ces sauts, alors qu'ils génèrent un bruit important, puisqu'ils sont capitaux dans la génération du spectre des perturbations électromagnétiques.

Pour résoudre ces deux points, nous devons chercher des solutions avec des composants discrets, alors que les équipes du design travailleront sur les caractéristiques des composants intégrés.

Globalement cette cellule doit être améliorée, car ses performances et sa simplicité de commande en font une

bonne candidate pour la commutation 50Hz avec des charges de l'ordre du kW. Aussi, nous nous attachons à trouver des règles de calcul qui généralisent les choix des composants,  $Z_G$  et  $Z_{Miller}$  en particulier. A titre d'exemple si la capacité Miller est trop importante, il y a auto-amorçage de l'IGTH, ce qui n'est pas tolérable.

Pour les deux montages,

- la quasi-totalité des composants est intégrée sur une même puce de silicium, ce qui réduit son encombrement et son coût,
- la cellule est monoalternance.

Bien que nos résultats soient déjà satisfaisants, nous travaillons encore pour les améliorer et tendre vers une solution avec le moins de composants extérieurs et le moins de réglages possibles.

## VIII Bibliographie

- [1] PEZZANI R., QUOIRIN J.B., "Functionnal integration of power devices: a new approach", EPE'95, Seville1 1995, pp. 2.219-2.223.
- [2] QUOIRIN J.B., PEZZANI R., "Intégration monolithique, état de l'art et tendance future", Club CRINSEE, 1997, pp9-14.
- [3] SANCHEZ J.L., AUSTIN P., BERRIANE P. MARMOUGET M., "trends in design and technology for new power integrated devices based on fonctionnal intégration", EPE'97, Trondheim, 1997, pp 1.302-1.307.
- [4] MAGNON D., GUITTON F., "Universal switches mode power supply 15V/240V AC or 15V/100V DC, 7V/30mA DC without transformer", ICCCP'98, Sultanat d'Oman, 1998, pp 264-267.
- [5] NF EN 55014, "limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques produites par les appareils électrodomestiques ou analogues comportant des moteurs ou des dispositifs thermiques, par les outils électriques et par les appareils électriques analogues", UTE, 1993.
- [6] F. GUITTON, D. MAGNON, "EMC chopper commuting resistive loads directly on the mains without mains filter", Revue Internationale du Génie Electrique (RIGE), volume 2-n°4/99, p. 465-484
- [7] JALADE J., SANCHEZ J.L., LAUR J.P., BREIL M., AUSTIN P., BERNIER E., ROY M., Brevet d'invention : "interrupteur de puissance à di/dt contrôlé" déposant STMicroelectronics, N° 98/16771.
- [8] GUITTON F., MAGNON D., "Determination of di/dt allowing to a solid switch to commute on the mains while fulfilling the EMC conducted standards", EPE'99, Lausanne, septembre 99.
- [9] GUITTON F., MAGNON D., "Use of a "Normally on" GTO in a linear mode to commute lower than 1kW powers on 240V/50Hz", EPE'99, Lausanne, Septembre 99.
- [10] GUITTON F., MAGNON D., « Determiation of a relevant criterion to characterize differential conducted perturbations generated by low frequency converters », Proceeding EMC'99, pp. 678-681, Tokyo, Japan, 17-21 May 99.
- [11] GUITTON F., "Etude des formes d'onde CEM permettant d'éliminer le filtre secteur d'un convertisseur commutant des charges résistives directement sur le réseau basse tension. Application aux circuits intégrés de puissance ASD™", thèse de Doctorat, Université de Tours, Octobre 98.
- [12] SOHIER B., COSTA F., TIAN S.X., REBY F., BAUSIERE R., "Limitation des perturbations hautes fréquences générées par les gradateurs", CEM'98, Brest, juin 1998.
- [13] GUITTON F., MAGNON D., SIMONNET J.M., LADIRAY O., brevet d'invention : "Circuit de commutation" déposant STMicroelectronics, N° 98/10929.

## **L'EVOLUTION DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE EN TRACTION FERROVIAIRE**

**Christian LECLERC**

Ingénieur d'études honoraire à la Direction du matériel et de la traction

### **Première partie : La "pré-histoire" des semi-conducteurs de puissance**

*(Un certain nombre de documents complémentaires à cet article (photographies, schémas etc.) sont disponibles sur [lesite3EI.com](http://lesite3EI.com), ils sont notés [site3EI])*

#### **Introduction**

En traction ferroviaire, la dénomination "semi-conducteur de puissance" s'applique aux diodes, thyristors, thyristors dits "GTO" (pour "Gate Turn Off", donc "blocables" par la gâchette) et, plus récemment, aux modules dits "IGBT" (pour "Insulated Gate Bipolar Transistor", ce qui désigne des transistors bipolaires à commande par grille isolée).

Dans le cadre de cette série de textes, et a priori, on ne s'intéressera qu'aux semi-conducteurs ayant un calibre en courant supérieur à une centaine d'ampères et susceptibles de tenir, en blocage, une tension d'au moins 800 V.

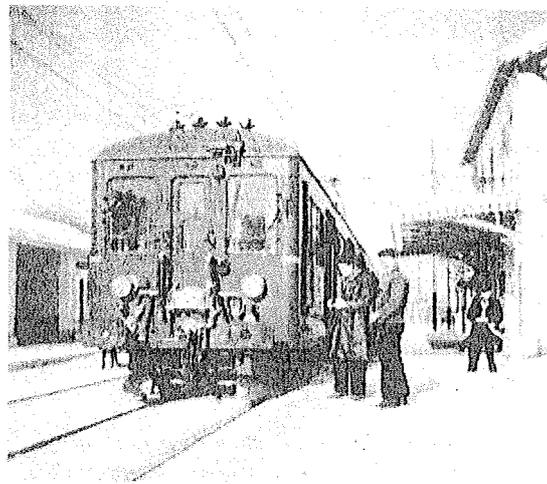
Comme nous allons le voir par la suite, les premiers modèles de cellules au silicium ont été des diodes de redressement, elles sont apparues à la SNCF dès 1957. Ces premières diodes ont été montées, à titre expérimental, sur l'automotrice Z 9055 en remplacement des redresseurs à vapeur de mercure (des ignitrons) qu'elle avait déjà été la première à recevoir en 1951. L'automotrice Z 9055 (Figure 1) a eu une longue histoire et a été un peu considérée comme un engin symbolique par tous ceux qui ont participé au développement de la traction en courant monophasé. En effet, elle a servi de banc d'essais en ligne à plusieurs équipements redresseurs expérimentaux successifs qui ont tous été "novateurs" lors de leur installation sur cet engin, comme cela apparaîtra plus loin.

Mais avant d'aborder la description et les innombrables applications des semi-conducteurs de puissance en traction électrique, il nous semble utile et intéressant de dire, assez brièvement, ce qu'étaient les équipements électriques de traction qui ont immédiatement précédé l'apparition de ces semi-conducteurs. A cette époque, en technique ferroviaire, on ne parlait encore ni d'électronique de puissance ni des semi-conducteurs qui la composent.

Leur "pré-histoire", si l'on peut dire, a commencé avec les débuts à la SNCF de la traction en alternatif

monophasé à 50 Hz; comme le chapitre A, ci-dessous, va le résumer.

Les chapitres suivants seront consacrés à la description, sous divers aspects, des familles successives de semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors, GTO puis, en dernier, les récents IGBT) et à l'énumération chronologique des équipements qui les ont utilisés et les utilisent, d'ailleurs, de plus en plus; équipements de traction, mais aussi auxiliaires, installés sur les matériels roulants (expérimentaux et de série) de la SNCF depuis maintenant plus de quarante ans.



**Fig. 1 L'automotrice Z 9055**  
(cliché extrait de la "Revue SW" n° 27 [3])

Cette ancienne automotrice à courant continu 750 V de la ligne d'Argenteuil (banlieue de Paris-St Lazare), a été utilisée en Savoie pour expérimenter les équipements redresseurs à tubes ignitrons.

Ce fut un véritable banc d'essais des premiers systèmes redresseurs ferroviaires embarqués fabriqués et mis au point par SW (usine de Champagne sur Seine).

Equipée tout d'abord de 4 tubes américains de 5' en 1951, elle reçut 4 ignitrons SW de 5' en 1952, puis 2 tubes de 8' en 1953 et enfin, en 1957, un redresseur SW expérimental à diodes au silicium.

## A - Les débuts de la traction à courant alternatif monophasé à 50 Hz

Cette "pré-histoire", donc, était déjà bien entamée à l'arrivée des premières diodes au silicium vers 1957. Les techniques que l'on pourrait dire classiques étaient alors bien installées et avaient atteint leur maturité. De nombreuses publications, la plupart très approfondies et de grande valeur, en témoignent ; elles ont constitué, pour la rédaction de ces textes, un fonds d'archives irremplaçable (voir la bibliographie en fin de texte). Nous verrons aussi que les semi-conducteurs au silicium sont arrivés "à point nommé" pour permettre la percée et le développement de la traction sous courant alternatif monophasé à 50 Hz. Cette technique en était à ses débuts et des choix décisifs devaient être faits parmi les quelques solutions qui se présentaient, certaines étaient compliquées, coûteuses et peu performantes et les locomotives monophasées à 50 Hz de l'époque rivalisaient difficilement avec les puissantes machines à courant continu 1500 V que la SNCF avait fait construire après 1945.

Nous verrons, qu'en alternatif monophasé, seules les locomotives à redresseurs ont eu un avenir ; mais il fallait que les redresseurs, utilisés à l'époque, se simplifient, s'allègent et croissent en performances, fiabilité et coûts de maintenance. Le silicium aura permis ce "bond en avant" indispensable.

Puis, lorsque les semi-conducteurs, les thyristors en l'occurrence, auront montré leurs qualités et avantages, devenant "incontournables" en traction monophasée, ils seront appliqués en traction à courant continu 1500 V.

Dans ce domaine, ils apparaîtront tout d'abord sur des convertisseurs auxiliaires, puis sur des hacheurs de traction lorsque leurs améliorations permettront de pratiquer la "commutation forcée" avec des composants périphériques en nombre et dimensions raisonnables.

Mais nous n'en sommes pas encore là et allons voir que les engins monophasés à redresseurs ont eu de la concurrence avant de s'imposer.

### A.1 - Les derniers développements du 1500 V continu, l'idée d'une technique plus "moderne"

Ce qui va suivre pourra être lu dans de nombreux ouvrages ou articles ; écrits par d'éminents spécialistes, pour la plupart très bien connus des milieux de la traction ferroviaire, on y trouvera beaucoup plus de détails et des argumentaires éclairés (lire par exemple la communication de M. M. Garreau, alors Chef de la DETE<sup>1</sup> aux débuts du "monophasé", dans le "Bulletin de la Société Française des Electriciens, Septembre 1951"). Ceux qui voudraient approfondir le sujet pourront s'y référer avec grand intérêt.

Alors qu'à la libération, en 1945, la SNCF réceptionnait les locomotives à vapeur, fabriquées aux Etats-Unis et au Canada et qu'elle avait commandées

pour subvenir rapidement à ses gros besoins de traction, ses spécialistes en traction électrique, sous l'impulsion de M. Louis Armand alors Directeur Général de la SNCF, ainsi que les constructeurs électriciens (en particulier : Le Matériel Electrique SW<sup>2</sup>, ALSTHOM, OERLIKON) commençaient à étudier de près la possibilité d'utiliser directement le courant alternatif à 50 Hz, dit "industriel", pour alimenter les futures caténaires de lignes SNCF appelées à un important trafic industriel : les lignes du Nord-Est en l'occurrence.

Pour M. Louis Armand "la fourniture d'énergie de traction par le réseau de distribution général français ne devait pas s'arrêter aux sous-stations mais aller jusqu'à la locomotive" (voir [4], "l'évolution de la traction électrique" par M. F. Nouvion).

Ces nouvelles électrifications devaient surtout être l'opportunité d'utiliser une technique moins lourde, moins coûteuse et surtout plus moderne que celle, le 1500 V continu, généralisée en France depuis 1920 pour toutes les électrifications de lignes à fort trafic du Sud-Ouest, du Midi et de l'Ouest (Paris-Le Mans a été électrifiée peu avant la guerre).

Toutes ces lignes de la SNCF utilisent donc le courant continu sous 1500 V. Il s'agit d'une technique qui a fait ses preuves, qui est très bien maîtrisée par les constructeurs français et qui peut encore progresser, en bénéficiant des progrès attendus de l'électrotechnique, mais aussi s'étendre géographiquement car elle est tout de suite prête à être mise en œuvre et le matériel existant, parfois ancien, pourra y accéder sans complication ; ce qui est un atout majeur pour les prolongements de parcours ou les raccordements de lignes déjà électrifiées en 1500 V.

Mais cette technique est coûteuse : sous-stations rapprochées et compliquées (leur espacement est de 15 à 25 km, elles sont équipées de redresseurs à vapeur de mercure poly-anodiques et encore parfois de groupes tournants), caténaires lourdes (section de cuivre de l'ordre de 750 mm<sup>2</sup>). Elle ne sera dorénavant justifiée que par l'importance des trafics qui permettront un amortissement convenable des investissements ou parce qu'il ne serait pas judicieux, du point de vue de l'utilisation du matériel moteur, d'insérer de l'alternatif, au cœur de zones électrifiées en 1500 V continu.

C'est ainsi que la ligne Paris-Lyon sera encore électrifiée sous cette tension, par tronçons successifs, entre 1949 et 1952 (les études avaient d'ailleurs été entreprises pendant les hostilités) puis ce type d'électrification s'étend aussi vers la Savoie et La Bresse (Culoz, Bourg en Bresse), puis elle descend au sud de Lyon ; toute l'artère Paris-Marseille (dite ligne "impériale") est sous 1500 V continu en 1962.

Mais, mis à part quelques compléments sur le Sud-Ouest et le Sud-Est dans les années 1980, ainsi que quelques raccordements en région parisienne, ce seront les dernières électrifications en 1500 V continu.

<sup>1</sup> DETE : Abréviation de "Division des Etudes de Traction Electrique", Service de la Direction du Matériel de la SNCF (dénomination antérieure à 1975)

<sup>2</sup> SW : Abréviation de "SCHNEIDER-WESTINGHOUSE"

## A.2 - L'avènement de l'alternatif monophasé à la SNCF

### A.2.1 - L'intérêt du "monophasé", son arrivée en Savoie

Parallèlement à ces derniers développements du 1500 V continu, la technique du monophasé à 50 Hz apparaît concrètement en France en 1950, la ligne de Savoie Aix-les-Bains - Annecy est équipée d'une caténaire légère (100 à 150 mm<sup>2</sup> de cuivre) alimentée sous la "haute" tension de 20 kV issue directement du réseau général de distribution français, les sous-stations n'abritent que des transformateurs (s'y trouvent aussi, bien sûr, les appareils de coupures et de protection indispensables, mais ils sont aussi présents dans les sous-stations 1500 V et dans des tailles bien supérieures compte tenu des forts courants à contrôler).

L'électrification en Savoie se complète et évolue, les lignes Aix les Bains - Annecy - La Roche sur Foron qui continuent vers St Gervais et vers Annemasse (lignes dites "l'étoile de Savoie"), passent sous 25 kV en 1953. Du côté des installations fixes, de nombreuses questions se sont posées : prélèvements monophasés sur le réseau triphasé (déséquilibres en particulier), chutes de tensions dans la caténaire (inductance) furent les principales.

Un article de M. F.Chappée [4] développe ce sujet et présente les divers aménagements envisagés à l'origine et dont l'expérience a montré par la suite que l'on pouvait s'en passer (le renforcement du réseau EDF en a été la principale raison).

### A.2.2 - Les difficultés apportées par le 50 Hz

L'"étoile de Savoie" a, en fait, été choisie pour être le siège des mises au point et essais comparatifs, en situations réelles d'alimentation électrique et de circulation (charge des trains, profils de ligne etc ...), de nombreux matériels moteurs expérimentaux utilisant des principes différents ; car c'est bien sur les matériels moteurs que des questions épineuses devaient être réglées.

Mais, avant d'aborder le sujet, il faut dire que ce n'est pas le fait d'alimenter directement une automotrice ou une locomotive en alternatif monophasé haute tension qui amène alors quelques difficultés. Elles sont venues, au niveau des moteurs de traction, du choix d'utiliser la fréquence de 50 Hz du réseau "industriel" et non, comme nous allons le voir, une fréquence plus basse (16 2/3 Hz ou même 25 Hz) distribuée aux installations ferroviaires de traction par un réseau spécifique (usines de production et lignes de transport dépendant des administrations des chemins de fer) ou "adaptée" localement dans des sous-stations de conversion [triphase 50 Hz / monophasé 16 2/3 Hz] très spéciales (conversion par groupes tournants alimentés par le réseau général à 50 Hz).

La plupart des pays d'influence germanique (Allemagne, Autriche, Suisse, Norvège, Suède, Danemark) utilisent à leurs caténaires la tension de 15 kV à 16 2/3 Hz produite spécifiquement (sauf la Suède qui utilise des convertisseurs en sous-stations).

En effet, si partant des moteurs de traction à collecteur classique alimentés en courant continu, l'on a su et pu construire très tôt (vers 1900 aux Etats-Unis, moteur Westinghouse à 25 Hz) des versions plus sophistiquées alimentées directement en alternatif (dits moteurs "directs") cela n'a pu se faire avec une relative facilité qu'en utilisant la fréquence assez faible de 16 2/3 Hz afin de compenser raisonnablement les phénomènes parasites (telle la fém de transformation induite dans les spires d'induit en commutation et court-circuitées par les balais). Des moteurs directs fonctionnant sous 25 Hz ont aussi été construits mais pour de petites puissances.

Ce sont donc des moteurs directs à 16 2/3 Hz qui ont équipé la plupart des matériels moteurs des pays européens cités plus haut, leurs constructeurs nationaux sont bien entendu passés "maîtres" en ce domaine car ces pays avaient, d'emblée, opté pour ce 15 kV 16 2/3 Hz depuis quelques dizaines d'années.

A voir le schéma de base d'un engin à moteurs directs (figure 2) il faut reconnaître que sa simplicité extrême est tentante, seul le système électromécanique de réglage de la tension appliquée aux moteurs est un peu complexe (voir le "graduateur" des BB 12000 sur [site 3EI]) ; d'où l'intérêt qu'il y eut à vouloir utiliser ce type de moteur avec du courant "industriel" à 50 Hz.

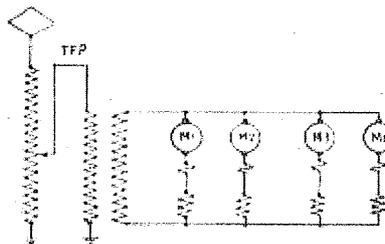


Fig. 2 Exemple de schéma de base d'un engin de traction monophasé à moteurs directs.

(schéma extrait de l'article de M. A.Cossidé [4])

Les dispositifs spéciaux connectés aux pôles de commutation (tels ceux des BB 13000) n'ont pas été représentés. En 16 2/3 Hz, les moteurs modernes sont très performants. En 50 Hz leur réalisation a été un peu plus délicate mais OERLIKON et JEUMONT y sont très bien parvenus ; les CC 25000 et BB 13000 ont des moteurs tout aussi performants mais un peu plus "poussés".

### A.2.3 - Les tentatives antérieures

#### A.2.3.1 - En France en 16 2/3 Hz

En France, historiquement, il y eut bien quelques réalisations éparses de petites puissances (automotrices de chemins de fer départementaux ou tramways équipés de moteurs JEUMONT) mais c'est le réseau du Midi qui, dès 1908 avait réalisé jusqu'à 175 km de lignes alimentées en courant alternatif monophasé 16 2/3 Hz (sous 12 kV), lesquelles ont été reconverties en 1500 V continu à partir de 1920 sauf un tronçon de 48 km de Perpignan à Villefranche de Conflent.

Les engins moteurs, tous à moteurs directs bien entendu, qui ont été commandés, comparés puis un peu utilisés à l'époque ont eu une vie bien éphémère, seule

la petite série des automotrices Z 4900 a continué son service jusqu'en 1969 sur le seul tronçon Perpignan - Villefranche de Conflent encore sous tension 12 kV 16 2/3 Hz et qui, depuis, a été ré-électrifié en 1500 V continu.

L'article "Il y a 70 ans, les débuts du monophasé sur le réseau du Midi", écrit par M. Y. Machefer-Tassin [7], développe les aspects énergétiques, géographiques, et matériels (installations fixes et matériels roulants)<sup>3</sup>.

#### A.2.3.2 - En Suisse, Hongrie et Allemagne en 50 Hz

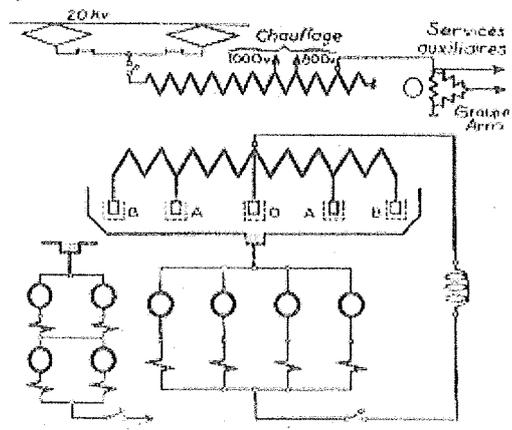
Lorsqu'elle a pris la décision d'expérimenter le 50 Hz en Savoie, la SNCF ne partait pas de rien. Il y avait déjà eu quelques précédents en Europe notamment. Ce n'a pas été forcément de "gaieté de cœur" que les réseaux d'Europe Centrale et du Nord avaient choisi le 16 2/3 Hz spécial, certains avaient bien tenté d'utiliser ce fameux courant "industriel" mais leurs essais n'ont apparemment pas été suffisamment probants pour qu'ils persévèrent ; on citera quelques essais ponctuels de constructeurs : en Suisse, essais fugitifs par OERLIKON d'une locomotive à groupe tournant monophasé-continu en 1902 ; essais de moteurs série ou à répulsion par OERLIKON, Siemens, AEG, Thomson et Westinghouse en 1915 ; puis, nettement plus tard de 1928 à 1935, les essais de Ganz avec M. De Kando en Hongrie sur une ligne de 190 km.

Enfin et ce sera nettement plus marquant pour la suite, car cette expérience allemande a servi de base aux réflexions, études et essais de la SNCF en Savoie, l'électrification peu avant 1936 de la ligne allemande du "Höllental" en forêt noire (Fribourg-Titisee-Neustadt, 37 km, puis Titisee - Seeburg, 19 km) sous 20 kV 50 Hz par la "Deutsche Reichsbahn. Pour leur expérimentation, les allemands ont construit 4 locomotives de type BB E 244 :

- 1 locomotive AEG (E 244.01), figure 3a, à redresseur et à 4 moteurs à courant redressé ; le réglage de tension des moteurs était obtenu par changement de couplage et shuntage des inducteurs des moteurs et par réglage de grille du redresseur (à vapeur de mercure penta-anodique).
- 1 locomotive BBC E (E 244.11), figure 3b, à redresseur (redresseur à vapeur de mercure bi-anodique) et 4 moteurs à courant redressé également ; le réglage de tension des moteurs se faisait par un gradateur au primaire du transformateur.

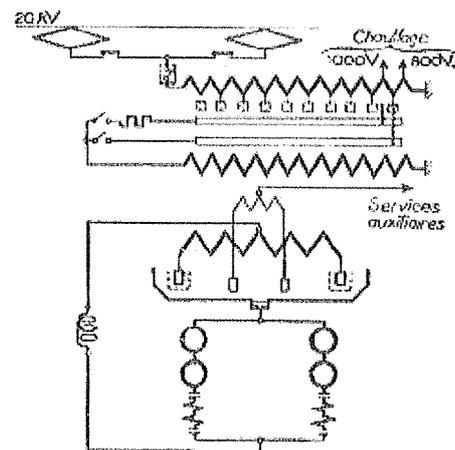
nota : les redresseurs à vapeur de mercure de ces 2 locomotives comportaient des pompes de maintien du vide et de circulation d'eau de refroidissement,

ils étaient issus de ceux utilisés en installations fixes industrielles ou en sous-stations.



**Fig. 3a Locomotive AEG E 244.01 à 4 moteurs de traction à courant redressé et redresseur à vapeur de mercure polyanodique.**

Le réglage de tension des moteurs était obtenu par changement de couplage et par commande de grille du redresseur.

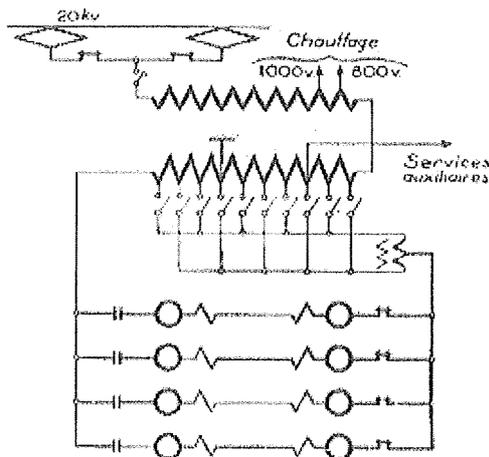


**Fig. 3b Locomotive BBC E 244.11 à 4 moteurs à courant redressé et redresseur à vapeur de mercure bi-anodique.**  
Le réglage de tension des moteurs était obtenu par un gradateur au primaire du transformateur.

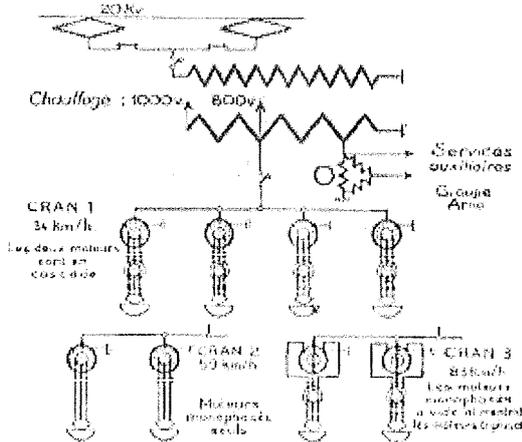
- 1 locomotive Siemens (E 244.21), figure 3c, à 4 moteurs directs, série compensés, à double induit (dits aussi moteurs "tandem").
- 1 locomotive Krupp (E 244.31), figure 3d, à 4 moteurs mono-triphasés "Schön-Krupp" assez complexes de conception et de fonctionnement.

Ces locomotives ont été décrites brièvement dans l'exposé de M. F. Nouvion "essais et enquêtes dirigés par la SNCF sur la traction monophasée" [1] dont les 4 schémas des figures 3 ont été extraits.

<sup>3</sup> Cet auteur y mentionne aussi l'ouvrage "Histoire de la traction électrique (tome 1)" publié par "La Vie du Rail" et la "Revue générale des chemins de fer" de mars 1911.



**Fig. 3c Locomotive SSW (Siemens) E 244.21 à 4 moteurs de traction doubles**  
(2 induits liés en "tandem" et connectés en série).  
Ces moteurs série compensés étaient alimentés directement en 50 Hz et le réglage de tension obtenu par un graduateur à contacteurs au secondaire du transformateur avec un régleur "vernier" complémentaire à commutateur à cames.

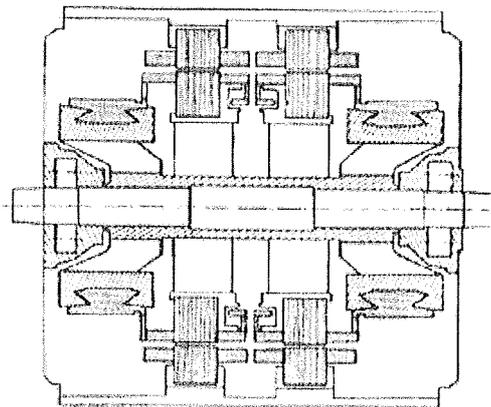


**Fig. 3d Locomotive Krupp E 244.31 à moteurs mono-triphasés Shön-Krupp à rotor intermédiaire.**  
Les symboles à secteurs circulaires représentent des rhéostats liquides chargeant les rotors bobinés.

A la libération, la SNCF a envoyé une mission d'étude sur le site du Höllental pour examiner les résultats obtenus antérieurement ; ils ont été jugés suffisamment encourageants pour reprendre les essais.

C'est ainsi qu'une 2ème locomotive à 4 moteurs directs (AEG, E244.22) a été mise en service à sa demande en 1950. Elle avait des moteurs "tandem" (comme la locomotive E 244.21) de 570 kW à 12 pôles, pesant 3600 kg et alimentés sous 575 V ; le dessin de ce moteur est représenté à la figure 4.

Il y a eu aussi une automotrice (Siemens ET 25), également à moteurs directs (du type Muller, breveté) que l'on retrouvera un peu plus tard en Savoie sous son n° SNCF : Z.9053.



**Fig. 4 Moteur "tandem" de 550 kW de la locomotive allemande E 244.22**

Il est à 2 x 12 pôles et son poids est de 3600 kg.

(dessin extrait de l'article "les locomotives à moteurs à collecteur à 50 Hz" de M. Gaide- R.G.C.F. de juillet 1955 [2])

#### A.2.4 - Matériels construits pour les essais de Savoie

En Savoie, la SNCF a expérimenté les 2 grandes familles de moteurs de traction déjà évoquées ci-dessus : le moteur classique à courant continu et le moteur direct adapté au 50 Hz. Voici, récapitulés ci-dessous, les matériels construits dans ce but expérimental.

##### A.2.4.1 - Matériels à moteurs directs à 50 Hz :

- 1 locomotive OERLIKON CC 6051 (figure 5), renumérotée 20001 par la suite, de 3200 kW à 6 moteurs à 16 pôles (figure 5), alimentés sous 230 V, d'une masse de 2900 kg chacun. Cette locomotive a été le prototype d'une petite série de 9 locomotives, les CC 25001 à 25009, sorties entre 1955 et 1958 et retirées du service en 1979. Des photographies de cette locomotive et de certains de ses éléments constitutifs (moteur, transformateur) sont sur [site 3EI].
- 1 locomotive ALSTHOM CC 6052 ( future 20002 ) de 2980 kW à 6 moteurs doubles (dits aussi en "tandem"), à 2 induits sur le même arbre, alimentés sous 2x218 V et connectés selon 3 groupes en parallèle de 2 moteurs doubles en série. Cette locomotive mécaniquement proche des 58 CC 7100, à courant 1500 V continu, de 1952 sera réutilisée par la suite, comme nous le verrons, pour expérimenter des hacheurs de forte puissance (couplage CC 20002 - BB 9252 de 1971)
- 1 automotrice Z 9051 à 4 moteurs OERLIKON à 14 pôles de 320 kW chacun, alimentés sous 265 V et pesant 1600 kg (couplage en 2 groupes de 2 moteurs en série)
- 1 automotrice Z 9052 destinée à recevoir des moteurs de divers constructeurs, elle a été équipée de moteurs Muller fabriqués par JEUMONT (voir "revue SW" n° 27 [3])
- 2 automotrices Z 9053 - 9054 ( futures Z 6001 - 6002 ) d'origine allemande ET 25, la première étant apparue

au Höllental en 1950 ; chacune était équipée à l'origine de 4 moteurs "Muller" à 14 pôles remplacés en 1953 par des moteurs directs autoventilés JEUMONT qui préfiguraient ceux de la série des locomotives BB 13000 de 2000 kW sorties en 1954.



**Fig.5 CC 6051 de 1951, à 6 moteurs directs à 50 Hz.**  
( photographie d'origine OERLIKON )

Elle fut le prototype de la petite série des CC 25001 à 25009 construites entre 1955 et 1958. Ces locomotives, dont la partie mécanique est dérivée des machines Suisses Re 4/4 et Ae 6/6 des Chemins de Fer helvétiques, avaient un équipement électrique OERLIKON (usine d'Ormans). un groupe convertisseur tournant leur permettait d'évoluer sous 1500 V continu en puissance réduite (550 kW) pour les manœuvres aux limites des zones de séparation 25 kV - 1500 V.

La conception du moteur OERLIKON, dont les photographies du stator et de l'induit sont aussi sur [site 3EI], a été décrite par M. P.Leyvraz dans son article "le moteur de traction monophasé 50 Hz à grande puissance" [1].

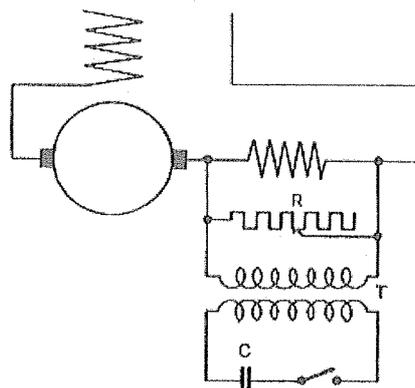
Un autre moteur direct à 50 Hz a été développé par la suite pour les locomotives BB 13000 de la SNCF qui vont être citées plus bas en A.3.1, il s'agit du moteur MS 92 de 500 kW réalisé par la société JEUMONT (usine de Jeumont - Nord) dont une photographie montrant concrètement sa taille se trouve sur [site 3EI].

Les principes de l'étude de ce moteur, ainsi que les diverses dispositions particulières prises pour améliorer la commutation, sont décrits dans l'article de M. P.Letrilliart "L'évolution des moteurs à courant monophasé" [4], ainsi que dans "les locomotives à moteurs à collecteur à 50 Hz" de M. Gaide [2].

De la lecture de ces textes, tous écrits par des auteurs connaissant très bien ces moteurs série à collecteur alimentés en 50 Hz, il ressort que leurs constructeurs, suite à l'expérience acquise avec les moteurs à 16 2/3 Hz et avec l'amélioration de la technologie, avaient réussi à obtenir des performances, en puissance et en poids, proches et même supérieures à celles des moteurs à courant continu et à 16 2/3 Hz, par contre ils étaient un peu plus volumineux.

Ils y étaient parvenu au prix d'un grand nombre de pôles, en abaissant la tension d'alimentation, en réalisant un enroulement d'induit multiple (moteurs OERLIKON, à 16 pôles, des CC 25000) et en acceptant une fém de transformation supérieure à celle admise antérieurement pour les moteurs à 16 2/3 Hz ;

ce dernier choix nécessitait quelques complications interne, telles les connexions résistantes incorporées aux sections d'induit et externe tel le circuit de compensation, connecté aux pôles de commutation, utilisant des résistance, condensateur et inductance selon 3 configurations différentes mises en œuvre au moyen d'un dispositif électromécanique asservi à la vitesse de la locomotive (voir à la figure 6 le dispositif des moteurs JEUMONT MS 92, à 18 pôles, des locomotives BB 13000).



**Fig. 6 Circuit de compensation**  
connecté aux bornes des pôles de commutation du moteur monophasé à 50 Hz (MS92) des locomotives BB 13000. Un transformateur élévateur T est intercalé afin de réduire la taille des condensateurs C.  
(figure extraite de l'article "l'évolution des moteurs à courant monophasé" de M. P.Letrilliart [4])

On évoquera aussi une contingence importante propre aux moteurs de traction, il s'agit de leur longueur limitée. En effet, ils doivent pouvoir être installés transversalement dans un bogie (en se plaçant entre les 2 roues d'un même essieu) dont la largeur est imposée par l'écartement des rails (1,435 pour la voie dite "normale").

Dans cette longueur, il faut comprendre : le bout d'arbre, les paliers, le "fer" du rotor (qui est prépondérant car il est le siège du couple moteur) et ce fameux collecteur dit "cuivre" indispensable en ce qui concerne cette famille des moteurs de traction rencontrés jusqu'à présent et quasiment seuls utilisés.

Pour illustrer ce propos, M. Y. Machefer-Tassin a fait figurer dans son article "Annecy, 20 ans après" [7] un petit tableau, reproduit ci-après, qui fait une comparaison édifiante entre les divers moteurs série à collecteur sur la base d'un moteur d'une longueur de 1360 mm en indiquant les longueurs respectives du "fer" et du "cuivre".

On constate que les parties purement mécaniques utilisent 40% environ de la longueur totale du moteur tandis que la longueur du collecteur du moteur 50 Hz, comparée à celle du moteur à courant redressé ou continu, est impressionnante (voir données ci-dessous).

	continu	16 2/3 Hz	50 Hz
Fer	40	35	25
Cuivre	18	27	40

En anticipant quelque peu dans le temps, on peut aussi imaginer que *si* la longueur du collecteur, du moteur à 50 Hz en particulier, était convertie en "fer" (donc devenue génératrice de couple) on aurait un moteur de traction particulièrement performant. Ce "bond en avant", imaginaire pour l'instant, sera réalisé avec les moteurs triphasés, synchrones et asynchrones, qui équiperont les matériels SNCF quelques 30 ans plus tard (exception faite des CC 14000 du Nord - Est à conversion par groupe tournant). Ils fonctionneront avec un pseudo "collecteur" extérieur qui sera en fait un onduleur à semi-conducteurs de puissance.

Mais en attendant, et nous allons le constater par la suite, le choix s'est porté vers le moteur à courant continu, ou redressé (on dit plutôt "ondulé" car, dans la majorité des schémas, une self de lissage réduit l'amplitude de la composante à 100 Hz du courant "redressé" pur), qui avait le plus d'atouts et qui tolérait des régimes de surcharge prolongée, sans risques de détérioration du collecteur en particulier, extrêmement appréciables pour les démarrages des trains lourds.

Pour illustrer la comparaison (masse, encombrement) entre les divers types de moteurs de traction, une figure se trouve sur [site 3EI].

### A.2.4.2 - Matériels à moteurs à courant continu ou redressé

Il s'agit donc obligatoirement d'engins à **conversion de courant monophasé / continu**.

a) - Engins à redresseurs :

- 1 automotrice SW, la Z 9055 de 560 kW (future 6004), déjà évoquée dans l'introduction de ce document (voir la *figure 1*) à 4 moteurs à courant continu ; son équipement à redresseurs à vapeur de mercure, ainsi que ses nombreuses évolutions ultérieures seront vues plus loin.
- 1 locomotive ALSTHOM, la BB 8051 (future 10001, puis 20006) de 2000 kW à 4 moteurs, sortie en 1951 équipée de 2 redresseurs poly-anodiques refroidis à l'eau et à pompe de maintien du vide ; elle a reçu, par la suite, des redresseurs scellés (sans pompe de maintien du vide) et refroidis à l'air, puis des excitrons mono-anodiques. Elle est sortie de transformation en 1965, équipée de diodes et thyristors au silicium SW avec possibilités de fonctionnement en freinage électrique par récupération et aussi de traction sous 1500 V continu en puissance réduite ; cet équipement "silicium" sera vu aussi par la suite.

b) - Engin à convertisseur tournant :

- 1 locomotive SW, la BBB 6053 ( future 20003 ) à groupe convertisseur tournant. Sorti en 1955, cet engin de 2200 kW, à 6 moteurs à courant continu pur, avait une masse de 114 t ; son imposant groupe de conversion était composé d'un moteur asynchrone qui entraînait 3 génératrices alignées (pour une masse de 16,7 t). Cette locomotive, pour le moins originale, a été le premier engin "bicourant" de la

SNCF puisqu'elle fonctionnait à pleine puissance aussi bien en 25 kV 50 Hz qu'en 1500 V continu ; elle n'a que peu roulé (entre 1953 et 1958 ) et a été transformée en 1500 V continu pur. (pour des explications relatives au fonctionnement, fort complexe, de cette locomotive on lira l'exposé de M. C. Rossignol dans [1])

### A.3 - La suite des expérimentations de Savoie

L'ensemble des expérimentations de Savoie et les essais antérieurs du Höllental, ont permis à la SNCF de comparer pratiquement les principales familles de matériels moteurs pouvant fonctionner en alternatif monophasé à 50 Hz, à savoir :

- les machines à moteurs "direct"
- les machines à groupe tournant de conversion monophasé / continu et à moteurs "continu"
- les machines à redresseurs et à moteurs "continu".

En fait, l'électrification des lignes de Savoie a préfiguré celle du Nord-Est (Valenciennes-Thionville) en 1952 où l'on a mis en service les premières grandes séries de locomotives monophasées pures.

On y a retrouvé les familles ci-dessus avec en plus, en ce qui concernait les machines à groupes de conversion, les locomotives à groupes mono-triphasés et à moteurs asynchrones CC 14000.

#### A.3.1 - Les locomotives "Nord-Est"

Le tableau de la *figure 7* résume l'ensemble du parc Nord-Est construit entre 1954 et 1961.

Les seules locomotives à redresseurs, les BB 12000, n'ont été commandées qu'en petit nombre au départ car on redoutait encore leur influence perturbatrice sur les réseaux de télécommunication et de fourniture d'énergie.

Ce n'est qu'un peu plus tard, l'expérience montrant à quelles conditions ces perturbations étaient acceptables, que ces craintes ont été dissipées et que le parc des BB 12000 s'est étoffé car **leurs performances supérieures montraient la suprématie des redresseurs** sur les autres systèmes utilisés en 50 Hz.

Relativement à toutes ces questions, on lira avec beaucoup d'intérêt les comptes rendus des exposés faits aux "journées d'information de Lille, du 11 au 14 Mai 1955" et en particulier le discours d'ouverture de M. Louis Armand alors Président du Conseil d'Administration de la SNCF, lesquels ont été publiés par La Revue Générale des Chemins de Fer de Juillet 1955 [2]

série de locomotives	nombre	Puissance (kW)	conversion	moteurs	masse (t)	vitesse (km/h)	observations
BB 12000	148	2470	redresseurs	continus	85	120	trains mixtes
BB 13001 à 13015	15	2000	sans	directs	85	105	
BB 13016 à 13053	38	2130	sans	directs	85	120	
CC 14100	102	1860	mono / continu	continus	126	60	trains lourds
CC 14000	20	2640	mono / triphasée	triphasés asynch.	126	60	trains lourds

Fig. 7 Tableau récapitulatif des matériels construits pour la SNCF pour le service de l'artère "Nord-Est"

A.3.1.1 - Les locomotives à moteurs directs ou à conversion par groupes tournants

- Les BB 13000 à moteurs directs :

Ces locomotives de 2000 kW ont 4 moteurs directs JEUMONT qui ont été vus plus haut (figure 6). Leur aspect extérieur est identique à celui des BB 12000 qui seront développées plus loin. Les moteurs sont alimentés sous tension réglable, cran par cran, au moyen d'un "graduateur" vertical incorporé au transformateur principal. La figure 2 représente le schéma simplifié de ces locomotives.

- Les CC 14000 à conversion monophasé-triphasé :

Il s'agit de lourdes locomotives mono-cabines de 2640 kW, pesant 122 t, à 6 moteurs asynchrones triphasés. Deux groupes tournants assurent la conversion : le premier est constitué d'un moteur synchrone, alimenté en monophasé, qui entraîne une génératrice à courant continu ; le deuxième comporte un moteur à courant continu (identique à la génératrice du 1er groupe) qui entraîne un alternateur triphasé à vitesse et excitation variables lequel alimente les 6 moteurs triphasés en parallèle. Cette machine imposante est représentée à la figure 8, son schéma de principe l'est à la figure 9.

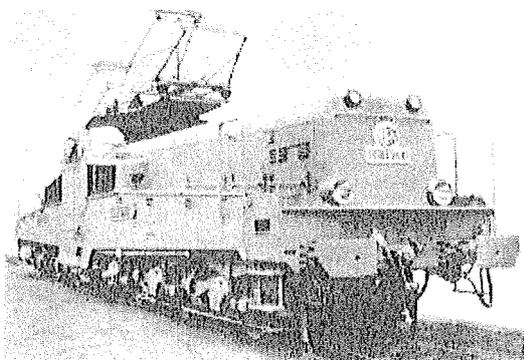


Fig.8 Locomotive CC 14001 à convertisseur mono-triphasé de 2640 kW alimentant 6 moteurs de traction asynchrones triphasés connectés en parallèle.

(cliché Creusot-Loire extrait de "la Vie du Rail" n°1697 de juin 1979)

Le principe de fonctionnement d'un moteur triphasé asynchrone en traction ferroviaire sera développé par la suite à propos des expérimentations d'un onduleur à thyristor JEUMONT-SCHNEIDER de 600 kVA.

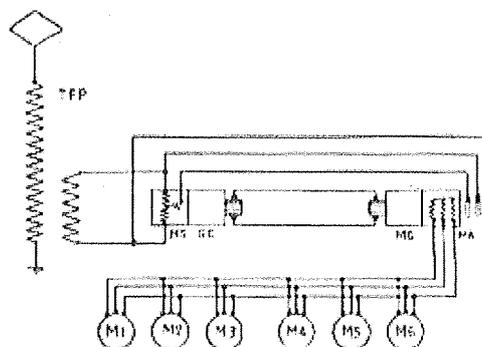


Fig. 9 Schéma simplifié des locomotives CC 14000

à conversion mono-triphasée par 2 groupes tournants (MS-GC et MC-MA) ; les 6 moteurs de traction (connectés en //) étaient du type asynchrone à cage. La locomotive fonctionnait en traction et en freinage par récupération d'une manière très souple.

- Les CC 14100 à conversion monophasé-continu :

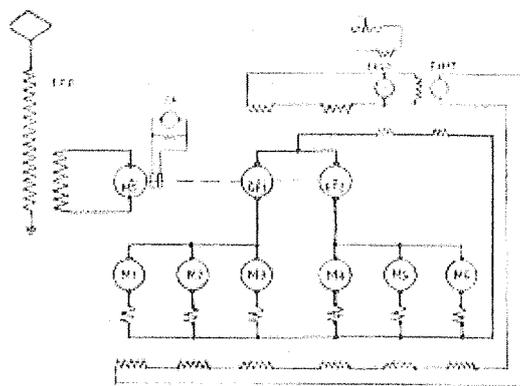
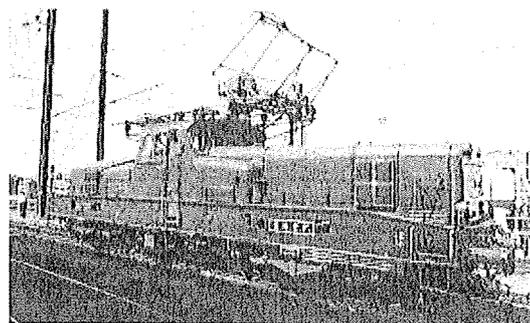


Fig. 10 Schéma simplifié des locomotives CC 14100 à conversion monophasé-continu par un seul groupe tournant (MS-GP1-GP2) ; les 6 moteurs de traction étaient à courant continu et possédaient 2 enroulements d'excitation (série et parallèle). La double excitation conférait à la locomotive des caractéristiques en traction et permettait le freinage par récupération.

Ces locomotives de 1860 kW, pesant 127t, à 6 moteurs à courant continu et extérieurement très proches des CC14000 précédentes, n'ont qu'un seul groupe tournant de conversion constitué d'un moteur synchrone monophasé qui entraîne 2 génératrices à courant continu lesquelles alimentent chacune les 3 moteurs de traction à courant continu d'un bogie, (voir le schéma de la *figure 10*). Il s'agit de locomotives à fonctionnement très classique, beaucoup plus simple que celui de la BBB 6053 (citée en A.2.4.2 b). Une photographie du groupe de conversion et du moteur de traction, monté sur son réducteur, se trouve sur le [site 3EI].



**Fig. 11 Locomotive BB 12000 "mono-cabine"** de 2470 kW à 4 moteurs à courant redressé. Les BB 13000 à moteurs directs à 50 Hz MS92 ont pratiquement le même aspect extérieur. (cliché d'origine SNCF)

### A.3.1.2 - Les locomotives à redresseurs à vapeur de mercure, la série des BB 12000 et les suivantes après le "Nord-Est" ...

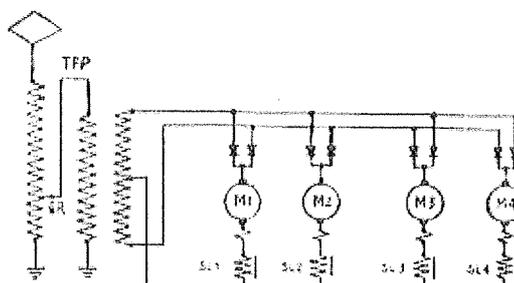
Nous devons nous arrêter sur ces redresseurs pour deux raisons : une raison historique d'abord, pour le rôle qu'ils ont joué en traction monophasée en préparant le terrain à tous les semi-conducteurs au silicium qui ont très rapidement "envahi" ce domaine dès 1961 avec la dernière tranche des BB 12000, mais aussi pour leur intérêt technique.

En préalable, on se souviendra des redresseurs poly-anodiques qui avaient déjà été montés antérieurement sur les locomotives allemandes BBC (E 244.11) et AEG (E 244.01) du Höllental de 1938 (voir en A.2.3.2) et sur la locomotive ALSTHOM (BB 8051) de Savoie à sa sortie en 1951 (voir A.2.4.2).

Avec la série des BB 12000, de 2470 kW, nous entrons dans le domaine et la période qui ont immédiatement précédé les applications des semi-conducteurs de puissance au silicium (l'une de ces locomotives est représentée à la *figure 11* et son schéma à la *figure 12* ; une vue intérieure très détaillée est, par ailleurs, disponible sur [site 3EI]).

Grâce aux excellents résultats obtenus avec ces locomotives (adhérence, capacités de surcharge en particulier), on considère, dès lors, que la page des hésitations en monophasé est tournée. Il y a bien encore quelques craintes, en ce qui concerne les risques de perturbations comme évoqué plus haut, mais c'est inéluctable le moteur série à courant redressé est définitivement préféré en traction monophasée à 50 Hz et il va se perfectionner par la suite pour atteindre de fortes puissances unitaires (les locomotives de 4400 kW BB 15000 en seront l'illustration ultérieure).

Le schéma de la *figure 12* montre, comme pour la grande majorité des locomotives monophasées, autres qu'à convertisseur tournant, que le réglage de tension aux bornes des moteurs de traction est obtenu par un "graduateur" intégré au transformateur principal, des photographies de cet ensemble sont sur [site 3EI].



**Fig. 12 Schéma de base d'une locomotive BB**

à 4 moteurs série à courant redressé alimentés chacun par un redresseur "push-pull" se prêtant le mieux à l'utilisation d'ignitrons mono-anodiques. Chaque moteur a une self de lissage (SL1 à SL4) qui, limitant la composante d'ondulation à 100 Hz du courant redressé, permet d'optimiser la conception des moteurs. Le réglage de tension est obtenu par un graduateur au primaire du transformateur

Deux familles de redresseurs à vapeur de mercure vont dès lors être utilisées en traction, les **ignitrons** et les **excitrons** qui vont être développés ci-après.

En fait, si l'on voulait se limiter qu'aux seuls matériels "Nord-Est", on ne parlerait pas des excitrons car ils ne sont apparus qu'un peu plus tard et sur une partie seulement des locomotives BB 16500 de la SNCF ; mais, même s'ils fonctionnent un peu différemment des ignitrons, ils font partie de la même famille des redresseurs à vapeur de mercure qui ont laissé leur empreinte à la SNCF et leurs applications se confondent un peu.

#### A.3.1.2.1 - Les ignitrons

C'est l'ignitron mono-anodique qui a permis le développement de la grande famille des engins à redresseurs, dont les BB 12000 ont été le point de départ. On a déjà évoqué cet organe à propos de la Z 9055 de Savoie qui en a été le banc expérimental (voir la *figure 1* et A.2.4.2), nous y reviendrons d'ailleurs un peu plus loin.

Les ignitrons avaient beaucoup d'avantages par rapport aux gros redresseurs poly-anodiques. Pour information, une documentation très détaillée décrivant ces redresseurs, leur fonctionnement et leurs utilisations en traction, se trouve dans le n° 27 de la "Revue SW" de décembre 1958 [3].

Des essais d'ignitrons ont été pratiqués en 1948 par les USA, ils ont été suivis en 1952 de l'application de ce type de redresseur sur des matériels bi-courant du réseau New-York/New-Haven alimentés en 11 kV / 25 Hz et en 600 V continu.

Les ignitrons d'origine américaine, déjà choisis en 1951 par la SNCF pour la Z 9055, sont des tubes scellés mono-anodiques. Ils sont constitués d'une cuve cylindrique en acier à doubles parois entre lesquelles circule l'eau déminéralisée de refroidissement. Le fond de la cuve est recouvert par du mercure, constituant l'électrode de cathode, dans lequel vient plonger une petite électrode d'amorçage, l'igniter, en matériau semi-conducteur ; l'anode se trouve en partie supérieure de la cuve que sa connexion traverse par un manchon en verre, elle est surmontée extérieurement d'un radiateur en aluminium moulé puis d'une tresse de cuivre terminée par une cosse de fortes tailles (figure 13).

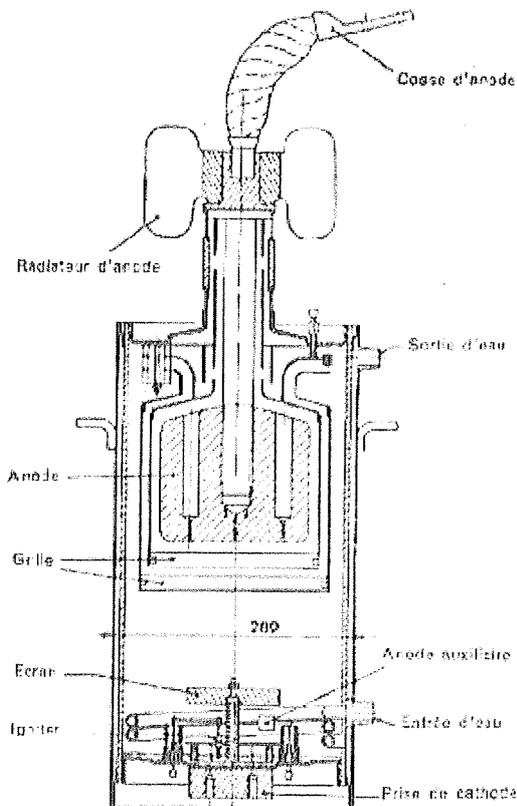


Fig. 13 Vue en coupe d'un ignitron SW de type "SFT" de 10'

utilisé sur les BB 16000 de la SNCF. Ils étaient capables de 1000 kW (pour 2 tubes en "push-pull").

(figure extraite de la "revue SW" n° 27 [ 3 ])

a) Fonctionnement des ignitrons

Leur fonctionnement en tant qu'organe redresseur consiste à provoquer une tache cathodique à la surface du mercure, au début de chaque alternance positive de la tension, en envoyant sur l'igniter une brève impulsion de courant (de 30 à 40 A en pointe, pendant 10 à 100µs) de phase réglable et précise ; un arc s'établit alors entre la cathode et l'anode ce qui rend le dispositif conducteur jusqu'à son extinction à

l'inversion de la tension. La figure 14 représente le schéma de principe du système d'amorçage des ignitrons d'un redresseur à 2 tubes ; ce dispositif consomme peu d'énergie et ne fait appel qu'à des composants statiques ce qui, à l'époque où régnaient les appareillages électromécaniques et groupes tournants, était très apprécié.

En examinant un peu plus en détail la façon dont étaient générées les impulsions de courant fournies aux igniters (voir la "revue SW" n° 27), on fera le rapprochement fonctionnel avec les circuits "allumeurs" des thyristors et GTO que nous rencontrerons 15 et 30 ans plus tard mais, bien entendu, réalisés avec des composants électroniques contemporains. Une photographie d'un ensemble d'amorçage (dit "panneau d'excitation") des ignitrons d'une BB 12000 est sur [site 3EI].

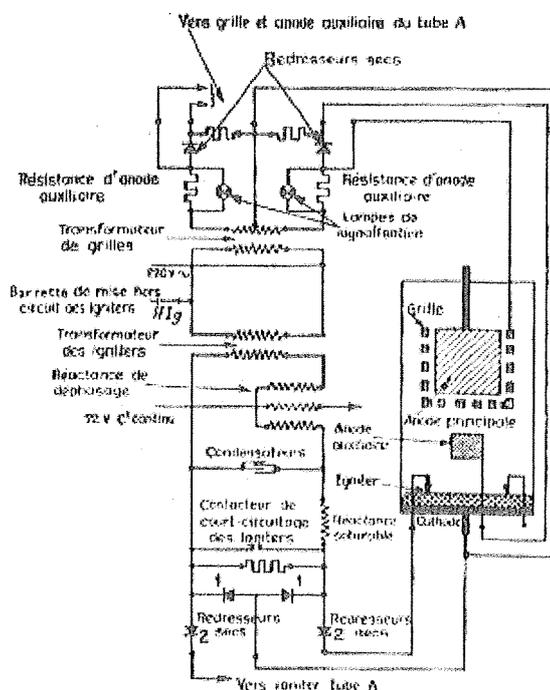


Fig. 14 Schéma de principe d'un circuit de commande des igniters d'un redresseur "push-pull" à 2 tubes de 8'

dont 1 seul est représenté (les tubes de 10 et 12' ayant 2 grilles, 2 transformateur TFG, connectés en II, sont nécessaires). Le fonctionnement de ce circuit est décrit dans le n° 27 de la revue SW de décembre 1958 ainsi que dans le rapport de G.Thauvin (SNCF-DETE n° 51938-1958 [ 10]). Les redresseurs utilisés étaient des empilages au Sélénium.

(schéma extrait de l'article de M. F.Nouvion [ 2 ])

b) Schéma du redresseur à ignitrons

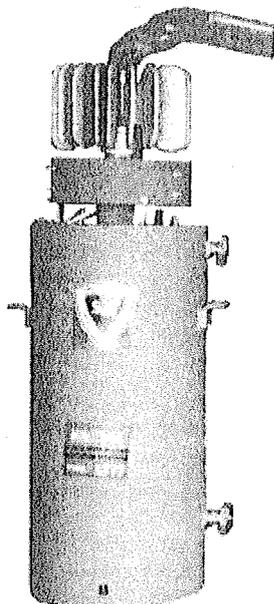
Le schéma de base typique du redresseur à ignitrons (figure 12 précédente) utilise 2 tubes en "push-pull", leurs cuves cathodes sont au même potentiel ce qui facilite l'installation et le circuit d'eau de refroidissement, le moteur et sa self de lissage (indispensable derrière un redresseur pour réduire l'ondulation à 100 Hz du courant), dont une photographie est sur [site 3EI], sont connectés entre le

point milieu du secondaire du transformateur et les cathodes des redresseurs.

### c) Evolution en puissance des ignitrons

La taille des ignitrons utilisés à la SNCF est allée croissante, elle a accompagné l'augmentation de puissance des locomotives qu'ils devaient équiper. Le calibre d'un ignitron, incorporé dans un redresseur "push-pull" correspondait à la puissance de définition du moteur alimenté.

Des ignitrons de 5 pouces des débuts de la Z 9055 expérimentale de 1951 (4 ignitrons mono-anodiques, d'origine américaine WESTINGHOUSE avaient été utilisés, puis 4 ignitrons "SDR" fabriqués par SW) on est passé aux ignitrons de 8 pouces dont 2 prototypes avaient été montés sur la Z 9055 en 1953 avant d'équiper les BB 12000.



**Fig. 15 Photographie d'un ignitron SW du type SFT de 10'.**  
(cliché SNCF)

La puissance d'un redresseur "push-pull" utilisant cet ignitron est de 1000 kW environ.

On remarquera la présence d'un "réchauffeur" qui a la forme d'un collier entourant l'anode et qui est destiné à maintenir sa température autour de 105 - 110° afin d'éviter la condensation du mercure.

Puis des ignitrons de 10 pouces ont ensuite équipé les BB 16000 de la ligne Paris-Strasbourg (il s'agissait, dans les 2 cas, de locomotives à 4 moteurs).

Enfin, des ignitrons de 12 pouces ont été installés sur les BB 16500 (locomotives dites "polyvalentes" à 2 moteurs) toujours sur le réseau Est. La figure 15

Taille des ignitrons et dimensions (en mm)	Régime de définition pour 2 tubes en "push-pull" (1)	Masse totale des redresseurs	Série de locomotives (1)	Années de mise en service et nb. de locomotives équipées
"SDR" 5 pouces (ø 140 - h 500) 4 tubes	180 kW	/	Z 9055 4 moteurs	vers 1951 1 automotrice
"SET" 8 pouces (ø 227 - h 742) 2 tubes prototypes sur Z 9055 8 tubes sur BB 12000	700 kW	/	Z 9055 4 moteurs	vers 1953 1 automotrice
		1800 kg	BB 12000 2480 kW 4 mot.	1954 133 locomotives (BB 12001 à 12133)
"SFT" 10 pouces	1100 kW	2000 kg	BB 12000 2470 kW 4 mot.	1958 10 locomotives

représente un ignitron de 10' fabriqué par SW, tel que celui dont la conception intérieure apparaît à la figure 11 précédente. Une vue de la gamme des ignitrons fabriqués par SW est, quant à elle, disponible sur [site 3EI].

### d) Applications des ignitrons

Le tableau de la figure 16, ci-après, récapitule les applications de ces ignitrons sur des matériels de la SNCF. Lesquels ignitrons ont tous été remplacés par des diodes au silicium (à partir de 1974 pour les BB 12000), tel que cela sera mentionné par la suite ; le schéma des redresseurs "push-pull" ayant été conservé tel quel. Un bloc à 8 ignitrons, constituant l'ensemble des 4 redresseurs "push-pull" d'une BB 12000, est accessible sur [site 3EI].

### e) Refroidissement des ignitrons

Les ignitrons sont sensibles à la température de l'eau de refroidissement, celle-ci doit être comprise entre 25° et 60°C environ ; une vanne thermostatique dérive l'eau de refroidissement, mise en circulation par une pompe, soit vers des réfrigérants ventilés soit vers des réchauffeurs. Ces réchauffeurs sont alimentés par la batterie de la locomotive et mis en service tant que la température de l'eau est < 24° ; le disjoncteur de la locomotive ne peut être fermé si la température de l'eau est < 20° C. Du côté des températures élevées, des contacts de sécurité thermique (du type "vigitherme"), s'ouvrant à 65° C, sont montés sur les cuves des tubes ; ils sont branchés au secondaire d'un transformateur d'isolement dont le primaire est intercalé dans un circuit du relai de sécurité.

Une machinerie relativement importante est donc nécessaire, laquelle, de plus, doit être isolée galvaniquement des cuves des ignitrons, d'où l'interposition de tubulures isolantes en caoutchouc, la très faible conductivité de l'eau de remplissage de l'installation doit être garantie.

Une photographie du dispositif de refroidissement à circulation deau des ignitrons des BB 12000 et son schéma de principe sont disponibles sur [site 3EI].

(ø 288 - h 810) 8 tubes			BB 16000 3620 kW 4 mot.	1958 60 locomotives (BB 16001 à 16062)
"SFT" 10 pouces (ø 288 - h 810) 4 tubes	1100 kW	1400 kg	BB 16500 2100 / 25870 kW	1958 à 1963 40 locomotives (BB 16501 à 16540) (2)
"SGT" 12 pouces (ø 333 - h 854) 4 tubes	1500 kW	2120 kg	2 moteurs	115 locomotives (BB 16541 à 16655)

(1) les puissances indiquées sont des puissances en régime continu  
(2) les BB 16535 et 16536 ont été équipées d'excitrons (voir plus loin)

Fig. 16 Tableau récapitulatif des matériels de la SNCF ayant été équipés d'ignitrons

### A.3.1.2.1 - Les excitrons

Il y eut aussi, mais en nombre bien moindre que les ignitrons un autre type de redresseur à vapeur de mercure, l'excitron, qui fut surtout utilisé sur les BB 16656 à 16750 équipées du freinage par récupération (sous la mi-tension seulement), voir c) et figure 20.

#### a) Description de l'excitron.

Contrairement à l'ignitron, l'excitron a sa tache cathodique entretenue en permanence par un arc auxiliaire et la probabilité de ratés d'amorçage apparaît plus réduite que pour l'ignitron ; par ailleurs, il a aussi été possible de réduire le temps de dé-ionisation (qui se situe tout de même entre 10 et 20° électriques).

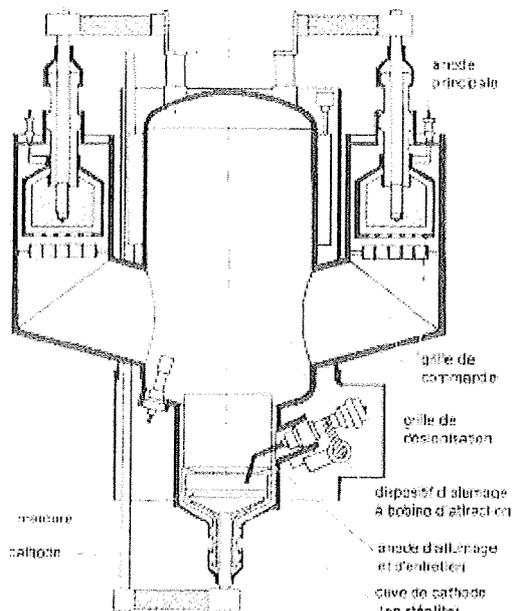


Fig. 17 Excitron bi-anodique A24g à refroidissement à air. (dessin extrait du "cours de traction électrique" [5])

Ce type d'excitron a peu été utilisé à la SNCF, si ce n'est sur les 9 locomoteurs bi-fréquence C 20151 à 20159, de construction helvétique.

La création de la tache cathodique est obtenue à la mise sous tension de l'équipement, par une mise en contact fugitive du mercure de la cathode avec l'anode d'amorçage et d'entretien ; on y parvient au moyen d'un système électromécanique qui plonge temporairement cette anode dans le mercure (excitron bi-anodique

A24g de la figure 17) ou, inversement, qui envoie un jet de mercure sur l'anode d'amorçage comme sur les excitrons mono-anodiques utilisés sur une partie des BB 16500 de la SNCF (figure 18).

L'excitron se prête assez bien à la commande d'amorçage retardé telle que nous allons l'aborder dans son utilisation à la SNCF, en freinage par récupération, pour laquelle elle est obligatoire.

L'amorçage retardé sera aussi utilisé en traction, pour assurer le réglage de la tension des moteurs, mais seulement sur 9 locomoteurs de manœuvre bi fréquence (C 20151 à 20159) utilisés à Bâle pour les manœuvres à la frontière Franco-Suisse.

Le montage mécanique, avec interposition d'éléments antivibratoires (du genre "silentbloc") ainsi que le refroidissement des excitrons sont identiques à ceux des ignitrons.

#### b) Applications des excitrons à la SNCF

Le tableau de la figure 19 récapitule les applications, assez peu nombreuses il est vrai, des excitrons à la SNCF. L'arrivée des thyristors et notamment leur expérimentation sur la BB 20006 (qui sera vue plus loin) qui sera équipée de redresseurs "tout thyristors" permettant le freinage par récupération, rendra les excitrons "obsolètes". Il en sera, a fortiori, de même pour les nombreux matériels à ignitrons qui seront abandonnés en construction neuves (la fin de la série des BB 12000 sera à diodes) et tous remplacés par des diodes ultérieurement.

#### c) Le freinage par récupération des locomotives à excitrons

Ce mode de fonctionnement ne se limite pas, bien entendu, aux redresseurs à excitrons ; mais, comme il impose des redresseurs à amorçage retardé, ce sont les locomotives BB 16500 à excitrons qui ont été les premières à l'utiliser en service. Les ignitrons, bien que capable d'un amorçage retardé, n'ont pas été considérés suffisamment fiables dans ce mode particulier qui impose des contraintes en tension plus importantes qu'en fonctionnement pleine onde.

On peut résumer le fonctionnement du freinage par récupération sur une machine à redresseurs en considérant les principes suivants :

Le moteur doit devenir "génératrice" et débiter du courant vers le système redresseur qui devra alors présenter une "contre-tension" légèrement inférieure à

celle du moteur. L'écart entre les 2 tensions conditionne la valeur du courant donc celle de l'effort de freinage de la locomotive. Si l'on ne modifie rien au schéma, ceci mènerait à l'inversion du sens du courant dans le redresseur, ce qui est impossible car les éléments redresseurs ne peuvent conduire dans le sens cathode-anode et, plutôt que de changer les connexions de ces derniers, on préfère inverser les polarités de la tension délivrée par le moteur en inversant son excitation.

Les inducteurs, branchés en série pour la traction, seront alors séparés du moteur et alimentés indépendamment par une source auxiliaire.

Cette disposition est, par ailleurs, rendue obligatoire par le fait que l'excitation série du moteur, qui convient si bien en traction, ne peut être conservée en mode "génératrice" car le fonctionnement devient instable et l'on est obligé de passer à l'excitation séparée qui, en l'occurrence, apporte la possibilité de contrôler la tension du moteur, donc le courant débité par celui-ci dans le système redresseur, en complément avec la variation de la contre-tension développée par le redresseur.

Le fonctionnement du redresseur en commutation naturelle (les ignitrons se bloquent dès le passage à l'alternance négative de la tension) ne peut être conservé car la tension qu'il délivre s'ajouterait à la

tension du moteur alors qu'il faut lui opposer une tension inverse (contre-tension), comme vu plus haut.

Pour ce faire, on pratique l'amorçage retardé des redresseurs, dit aussi "réglage d'angle", qui consiste à attendre presque la fin de l'alternance positive de la tension pour envoyer l'impulsion d'amorçage du redresseur (angle de l'ordre de 170°). Le courant s'établit spontanément puisque la tension du moteur s'ajoute à la tension instantanée du redresseur, le passage à l'alternance négative ne l'interrompra pas car la tension du moteur lui est supérieure. Ce n'est qu'à l'amorçage du 2<sup>ème</sup> redresseur (toujours proche de la fin de l'alternance qui le concerne) que le 1<sup>er</sup> redresseur pourra se bloquer et vice versa ; il en résulte une tension dont la valeur moyenne est inversée par rapport à celle obtenue en redresseur naturel.

La variation de cette valeur moyenne sera obtenue en réduisant le temps de retard à l'amorçage des redresseurs ; pour un angle de 90°, cette valeur moyenne devient nulle pour redevenir positive si l'angle de retard est inférieur à 90° (fonctionnement en traction et en marche arrière puisque l'excitation est toujours inversée).

Les éléments de la figure 20 permettront de mieux comprendre ce mode de fonctionnement du redresseur qui est alors dit "onduleur".

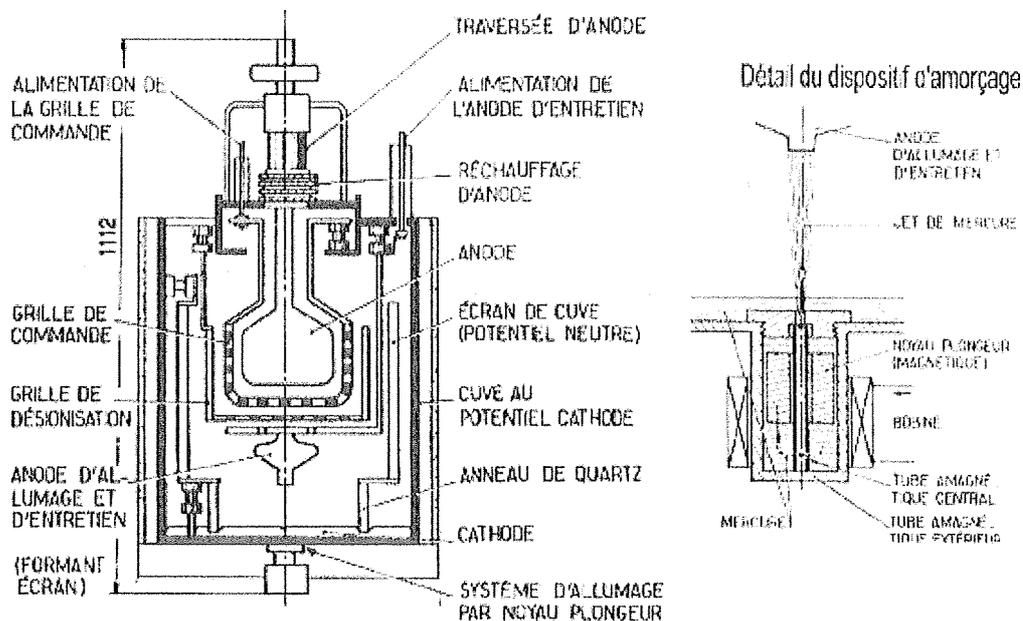


Fig. 18 Représentation schématique d'un excitron mono-anodique type ESG 4,5 - 0 - 18 (figure extraite du "cours de traction électrique" de M. F. Nouvion SNCF - DETE [ 5])

D'un diamètre de 462 mm et d'une hauteur de 1112 mm, il a une masse de 150 kg ; le refroidissement à eau est identique à celui utilisé pour les ignitrons. Le régime de définition d'un redresseur en push-pull utilisant 2 de ces excitrons est de 1500 kW. La figure de droite montre le dispositif d'amorçage utilisé fugitivement lors de la mise sous tension uniquement.

Type d'excitron	Engins équipés	Années	Particularités
ASMG 4,4-0-18 4 tubes refroidissement à air	BB 16535 et 16536 2580 kW	1963	freinage par récupération ; excitrons plus encombrants que ceux refroidis à l'eau
ESG 4,5-0-18	BB 16656 à 16750	1963	freinage par récupération

4 tubes refroidissement à eau	2580 kW		
2 tubes bi-anodiques refroidissement à air	C 20151 à 20159 460 kW (V max : 45 km/h)	1962	locomoteurs de manœuvre bi-fréquence (50-16 2/3 Hz), de construction helvétique, pour le service franco-suisse à Bâle. Ces excitrons assuraient aussi le réglage de la tension des moteurs

Fig. 19 Tableau récapitulatif des matériels de la SNCF ayant été équipés d'excitrons

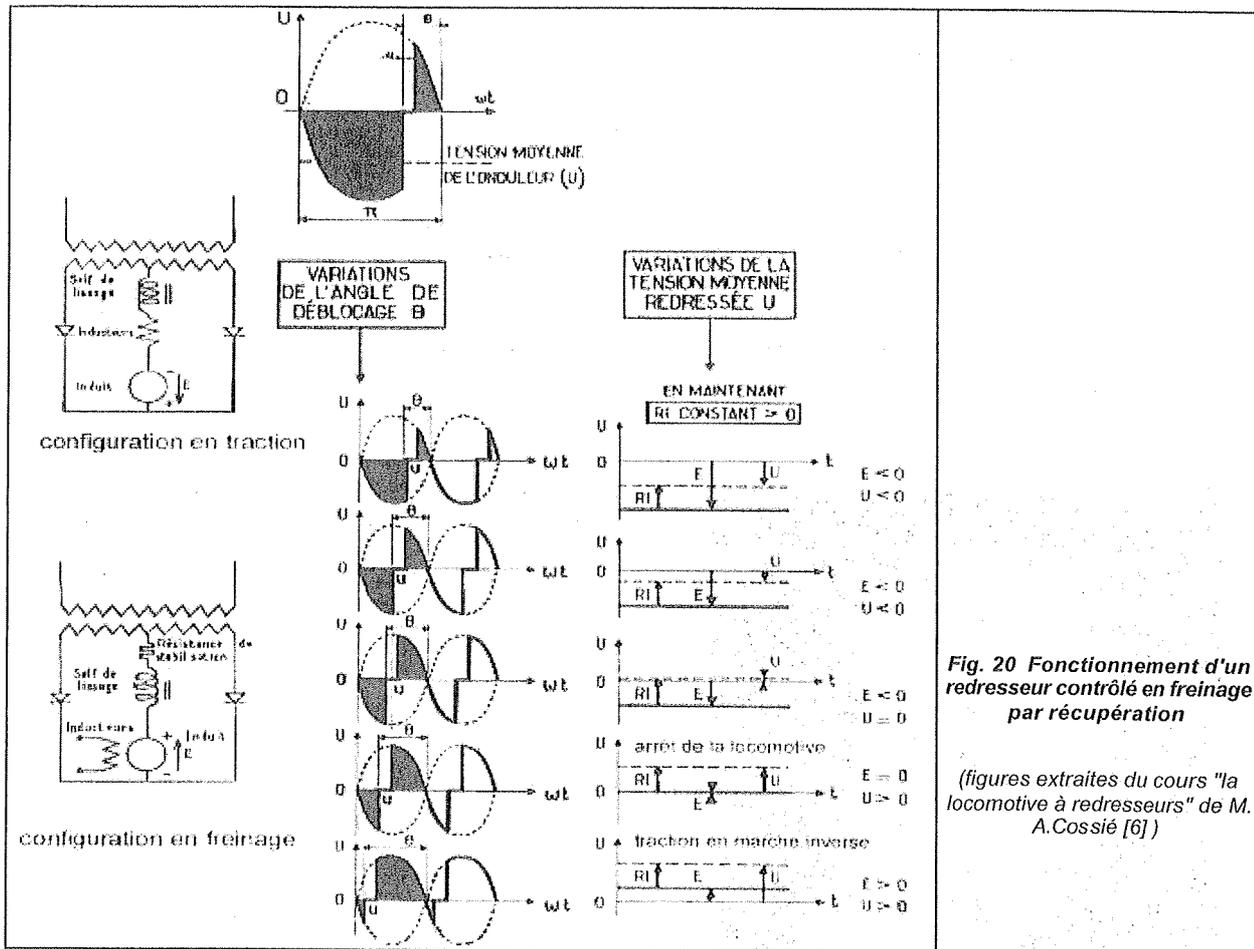


Fig. 20 Fonctionnement d'un redresseur contrôlé en freinage par récupération

(figures extraites du cours "la locomotive à redresseurs" de M. A.Cossidé [6])

**Bibliographie :** les nombreuses sources d'information et le "fonds" documentaire qui ont permis la rédaction et l'illustration de ce document sont récapitulées ci-après. Ce récapitulatif constitue la liste des principales sources utilisées, cette liste ne se veut pas exhaustive et des documents non cités ont pu avoir été utilisés ponctuellement ; si l'origine des photographies et des figures diverses a pu être identifiée, elle sera indiquée en bas de légende :

- [1] La traction par courant monophasé à 50 Hz - Bulletin de la Société Française des Electriciens, n°9 Septembre 1951, exposés de M. M.Garreau, C.Bodmer, J.Woimant, M.Blondet, F.Nouvion, P.Leyvraz en particulier.
- [2] Revue Générale des Chemins de Fer "L'électrification en courant monophasé 50 Hz ..." Juillet 1955.
- [3] certains n° des revues éditées par les constructeurs français de matériel électrique de traction depuis 1958 (Le Matériel Electrique SW, JEUMONT-SCHNEIDER, ALSTHOM, CEM, TCO)<sup>1</sup>.
- [4] 50 années de traction électrique (n° spécial du "feuilleton d'Ampère" de l'Association des élèves ingénieurs de l'ESME, 1960 - textes de M. A.Cossidé, C.Desmadryl en particulier).
- [5] Cours de traction électrique (Division des Etudes de Traction Electrique SNCF - F.Nouvion).

- [6] La locomotive à redresseurs (cycle de perfectionnement des attachés SNCF - A.Cossidé).
- [7] certains articles à caractère "historique" de la revue "La Vie du Rail" et en particulier :  
- Ancey, 20 ans après - 1971, Y.Machefer-Tassin  
- Adieu aux premières monophasées - 1980 n°1733, Y.Machefer-Tassin  
- Il y a 70 ans, les débuts du monophasé sur le réseau du Midi - octobre 1982, Y.Machefer-Tassin.
- [8] documents de travail ( rapports, compte-rendus d'essais, notes et notices diverses etc ... ) établis par les bureaux d'études en charge des équipements électriques des matériels roulants (SNCF et constructeurs).
- [9] documentation technique, relative à des équipements spécifiques, établie en interne à la SNCF (DETE<sup>2</sup>, Département de la Construction des Matériels neufs de la Direction du Matériel de la SNCF) ou par les constructeurs.
- [10] photographies d'origines diverses (souvent indéterminées) contenues dans certains dossiers d'archives personnelles auxquelles l'auteur a eu accès (archives de G.THAUVIN et de A.JEUNESSE, en particulier) ou lui appartenant.

<sup>1</sup> abréviation pour "Traction CEM Oerlikon"

## SHANNON ET LA NAISSANCE DE LA THEORIE DE L'INFORMATION

Jean Claude BOUDENOT

THALES-COMMUNICATIONS

Directeur technique, responsable du CET durcissement,  
Unité Durcissement Instrumentation et  
Sûreté des Systèmes

*Résumé: Shannon, le père de la fameuse "condition de Shannon" s'est éteint le 23 février dernier à Medford dans le Massachusetts, à près de 85 ans. Bien que son nom soit universellement célèbre, il n'existe aucune biographie le concernant, et le personnage reste étrangement assez méconnu. Dans ce court article nous voulons lui rendre un hommage mérité et faire découvrir quelques éléments de sa vie et de son œuvre.*



### Des débuts très prometteurs

Claude Elwood Shannon est né le 30 avril 1916 à Petoskey, dans l'Etat du Michigan, d'un père commerçant et juge (1862-1934) et d'une mère professeur de langue et principale du lycée de Gaylord (Michigan). C'est dans cette ville que Shannon passe les seize premières années de sa vie. Très tôt, Claude Shannon se révèle inventif (peut être tirait-il ce trait de caractère de son grand-père, inventeur d'un modèle de machine à laver et titulaire de quelques brevets correspondants à des inventions plus ou moins saugrenues). Ainsi, lorsqu'il entre à l'Université du Michigan, en 1932, Claude Shannon a déjà construit, entre autres, un bateau radiocommandé et un système télégraphique pour

communiquer avec un de ses amis habitant à un kilomètre (son système utilisait les fils barbelés mitoyens !). Claude Shannon a une grande admiration pour Edison (il apprendra plus tard qu'ils ont des ancêtres communs) et se passionne pour les radios et autres appareils électriques. Il gardera toute sa vie, un intérêt pour les aspects pratiques en y mêlant des réflexions théoriques (c'est ainsi qu'il publie dans les années 80 une "théorie du jonglage"<sup>1</sup>).

Ce double intérêt pratique et théorique oriente sa formation universitaire : il obtient en 1936 le titre de *Bachelor of Science* à la fois en mathématiques et en sciences de l'ingénierie électrique (*Electrical Engineering*). En 1936 il entre au prestigieux Massachusetts Institute of Technology (M.I.T.) comme assistant chercheur au département de Vannevar Bush<sup>2</sup>, et y prépare son *Masters of Science*. Le sujet de son *Masters* s'intitule : « *Mathematical Theory of the Differential Analyzer* ». Shannon présente ainsi l'analyseur différentiel et le début de ses travaux : *La machine principale était mécanique avec des disques tournants et des intégrateurs et il y avait un circuit de commande compliqué avec des relais. Je devais comprendre les deux. La partie relais m'intéressa. Je connaissais la logique symbolique à cette époque depuis un cours à Michigan et je réalisai que l'algèbre de Boole était*

<sup>1</sup> Shannon s'est d'ailleurs rendu célèbre auprès de ses collègues des Bell Labs en jonglant régulièrement dans les couloirs avec trois balles sur un monocycle !

<sup>2</sup> V. Bush (1890-1974) a mis au point dans les années 20 (au M.I.T) un calculateur analogique mécanique permettant de résoudre les équations différentielles. Il deviendra pendant la guerre, le premier responsable scientifique de toute la recherche militaire pour le gouvernement des Etats-Unis. C'est l'un des instigateurs du Projet Manhattan.

justement le truc [ the thing ] pour s'occuper de circuits de relais ou de circuits de commutateurs. Je me rendis à la bibliothèque et pris tous les livres que je pouvais sur la logique symbolique et l'algèbre de Boole, commençant à combiner les deux, et j'écrivis mon mémoire de maîtrise là-dessus. C'était le début de ma grande carrière !

L'idée de Shannon d'appliquer les travaux de Boole<sup>3</sup> dans des domaines très techniques se révèle extrêmement féconde. Il montre comment « n'importe quel circuit peut être représenté par un ensemble d'équations » dont les termes représentent directement les relais et commutateurs du circuit. Il soutient sa thèse de Masters intitulée : *A symbolic analysis of relay and switching circuits*, le 10 août 1937 au M.I.T. Son mémoire connaît immédiatement un succès extraordinaire. Marvin Minsky le qualifie de « monumental », Howard Gardner parle de « la thèse la plus importante et la plus célèbre de ce siècle », quant à H. Goldstine, un des participants au financement de la construction de l'ENIAC (1945), il écrit qu'il s'agit « d'un des plus importants mémoires de maîtrise jamais écrit, un événement marquant en ce sens que cela a aidé à faire passer la conception des circuits numériques du stade de l'art à celui de la science. ». Claude Shannon recevra en 1940, pour son mémoire, le Prix Alfred Noble des sociétés d'ingénieurs américains. Shannon complète son Masters of Electrical Engineering par une thèse de mathématiques (*An algebra for theoretical genetics*) qu'il obtient en 1940.

#### Les années fertiles

Les années 1939 à 1948 sont extrêmement fructueuses ; c'est pendant cette période que naît la théorie mathématique de la communication dont Shannon est l'un des principaux auteurs. Shannon fait part de ses premières idées sur ce thème à Vannevar Bush dans une lettre datée du 16 février 1939. Mais la seconde guerre mondiale, avant même l'entrée en guerre des Etats-Unis (décembre 1941), modifie de fond en comble le paysage scientifique américain, tant dans sa structure que dans l'objet des recherches effectuées<sup>4</sup>. Un réseau de scientifiques se constitue autour de quelques personnages charismatiques comme Wiener, von Neumann, Bush ou Weaver aux Etats-Unis ainsi que Turing en Grande-Bretagne, celui-ci participant d'ailleurs à des recherches communes aux deux pays dans le domaine de la cryptologie. Ils participent chacun, à des degrés divers, à l'élaboration de ce qu'on appellera la théorie de l'information. Cette théorie émerge de deux domaines d'études intimement reliés : la cybernétique et l'informatique. La

cybernétique s'intéresse aux systèmes de commande et de communication dans les êtres vivants ou dans les machines. Quant à l'informatique (*computer science*)<sup>5</sup> elle en est encore qu'à ses tous débuts. C'est durant cette période que Shannon fait connaissance d'Alan Turing : « *Nous parlions de choses comme le cerveau humain et les calculateurs* », se souvient Shannon. Il travaille alors sur des sujets tels que la commande d'une serrure à code numérique, une machine à compter les votes lors d'un référendum, un additionneur binaire qu'il nomme « additionneur électrique de base deux » et enfin sur une machine à décomposer en facteurs premiers tout entier inférieur à 100 000 000 (la décomposition en facteurs premiers est d'ailleurs fondée sur la technique du *crible d'Eratosthène*). Shannon lance un véritable programme de recherche dont l'axe principal est l'utilisation de l'algèbre de Boole à l'analyse de circuits à relais et commutateurs. Un champ entier de l'ingénierie électrique devient ainsi une application de la logique symbolique et mathématique.

#### La théorie de l'information

En 1948 Claude Shannon fait paraître dans le *Bell System Technical Journal* un article (en deux parties) intitulé : *A Mathematical Theory of Communication*. En 1949, cet article fondamental, joint à celui de Warren Weaver, est publié sous forme de livre portant le titre : *The Mathematical Theory of Communication*. En moins d'un an une théorie de la communication est devenue la théorie de la communication<sup>6</sup> ! La théorie exposée par Shannon se nommera d'ailleurs rapidement « théorie de l'information ».

La théorie de l'information ou, de façon plus précise, la théorie statistique de la communication, est l'aboutissement des travaux d'un grand nombre de chercheurs (H. Nyquist, R.W.L. Hartley, D. Gabor...) sur l'utilisation optimale des moyens de transmission de l'information (téléphone, télégraphe, télévision, etc.). Mais l'article de Shannon, puis le livre de Shannon et Weaver en constitue le premier exposé synthétique. L'idée fondamentale est que l'information doit être transmise à l'aide d'un canal (ligne téléphonique, ondes hertziennes). On est alors conduit à étudier d'une part l'information proprement dite (quantité d'information, entropie d'une source d'information, etc.), d'autre part les propriétés des canaux (équivoque, transinformation, capacité, etc.), et enfin les relations qui existent entre l'information à transmettre et le canal employé en vue d'une utilisation optimale de celui-ci.

<sup>3</sup> C'est en 1854 que Georges Boole (1815-1864) publiera son célèbre traité : *An Investigation into the Laws of Thought, on Which Are Founded the Mathematical Theories of Logic and Probabilities*.

<sup>4</sup> Au printemps 1940, après avoir soutenu sa thèse de mathématiques, Shannon entre à l' *Institute of Advanced Studies* de Princeton (il y travaille avec le mathématicien Hermann Weyl). En 1941 il entre aux *Bell Labs* et y restera jusqu'en 1972.

<sup>5</sup> Le terme informatique n'apparaît qu'en 1962, il a été créé par Philippe Dreyfus par contraction de deux termes *information* et *automatique* (puisqu' l'informatique est le traitement *automatique* de l'information)

<sup>6</sup> Ce livre a été très largement diffusé. Ainsi en 1962, *La théorie mathématique de la communication* en était déjà à sa neuvième édition.

On peut ainsi considérer la théorie de l'information comme une théorie du signal au sens large. Elle intervient chaque fois qu'un signal est envoyé et reçu, et s'applique, par conséquent, aussi bien à la téléphonie, à la télégraphie et au radar qu'à la physiologie du système nerveux ou à la linguistique, où la notion de canal se retrouve dans la chaîne formée par l'organe de phonation, les ondes sonores et l'organe auditif. En fait, les concepts de base de la théorie de l'information sont d'une telle simplicité et d'une telle généralité qu'il est possible de les introduire dans n'importe quelle discipline, des mathématiques à la sociologie (mais les tentatives faites en ce sens n'ont que rarement apporté les progrès que l'on en attendait).

Un des résultats essentiels apporté par le livre de Shannon et Weaver est que la quantité d'information disponible dans un système de formation de messages (par exemple un clavier) est d'autant plus grande qu'il y a plus d'éléments discriminables (par exemple les touches) et que les probabilités d'utilisation des différentes touches sont plus égales a priori et plus indépendantes dans le temps. Dans cette définition de la quantité d'information par le maximum de désordre, on retrouve la définition de l'entropie. La formule fondamentale en est :  $H = - \sum p_i \log p_i$  ; dans laquelle  $p_i$  est la probabilité d'apparition d'un élément ou signal quelconque et  $H$  le contenu d'information (égal à la complexité  $C$ ). La complexité  $C$  mesurée en bits (**binary digits**)<sup>7</sup> est le nombre des questions binaires posées adéquatement qui définiraient les relations respectives des éléments sans ambiguïté.

### Le théorème de Shannon

En 1949, Shannon publie un article intitulé « Communication en présence de bruit » qui le rendra célèbre puisqu'il y traite le théorème d'échantillonnage (universellement connu sous le nom de "théorème de Shannon"). Ce théorème indique que l'information véhiculée par un signal dont le spectre est à support borné n'est pas modifiée par l'opération d'échantillonnage à condition que la fréquence d'échantillonnage soit au moins deux fois plus grande que la plus grande fréquence contenue dans le signal (i. e pour coder un signal dont le spectre s'étend jusqu'à une fréquence maximale  $F_M$ , la fréquence d'échantillonnage  $F_c$  doit être supérieure à  $2 F_M$ ).

Tout en poursuivant sa carrière de chercheur en mathématiques aux *Bell Labs* jusqu'en 1972, Claude Shannon deviendra "visiting professor" au M.I.T en 1956, membre permanent de la faculté en 1958, puis professeur émérite à partir de 1978.

### Références

N J A Sloane and A D Wyner (eds.), *Claude Elwood Shannon : collected papers* (New York, 1993)

R Price, A conversation with Claude Shannon : one man's approach to problem solving, *Cryptologia* 9 (2) (1985), 167-175

---

<sup>7</sup> Le bit est donc l'unité de la quantité d'information et la formule fondamentale mentionnée plus haut, introduite par Shannon, permet d'en faire la mesure. Le terme bit ("un peu" en anglais) a été introduit quant à lui par John Tukey en 1949, alors qu'il hésitait pendant un repas avec quelques amis entre bigit et binit.

## Maquette de T.P. OPTIMAG. Des concepts élémentaires d'interactions électromagnétiques à la réduction des ondulations de couple dans une machine synchrone.

Valérie MONTURET\*, Bertrand NOGAREDE\*, Dominique HARRIBEY\*

\*Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle (LEEI), Groupe Machines et Mécanismes Electroactifs  
Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse  
(ENSEEIH)

2 rue Charles Camichel, BP 7122, 31 071 Toulouse cedex 7

**Résumé:** Cet article présente la maquette de T.P. OPTIMAG utilisée en 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> année d'Ecole d'Ingénieurs (ENSEEIH), qui permet à la fois d'illustrer la création du couple électromagnétique dans une machine synchrone, mais aussi de mettre en oeuvre différents moyens pour réduire les ondulations de couple. L'article en lui-même est consacré à la présentation de la console de manipulation et à l'explication des diverses expérimentations possibles; les textes de T.P. de 1<sup>ère</sup> et de 2<sup>ème</sup> année (de difficulté croissante), ainsi que leur correction, sont donnés en annexe.

### 1. Introduction

Des travaux pratiques d'Electrotechnique sont réalisés en 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> année du département Génie Electrique – Automatique de l'ENSEEIH à l'aide de la maquette OPTIMAG. Cette console de manipulation permet aux étudiants d'aborder le fonctionnement des machines électromagnétiques tournantes à travers différents aspects: d'une part, l'approche effectuée en 1<sup>ère</sup> année s'appuie sur des considérations physiques pour appréhender la création du couple électromagnétique dans une machine synchrone à aimants permanents comme le résultat d'une interaction entre deux champs magnétiques [1]; d'autre part, les thèmes abordés par les étudiants de 2<sup>ème</sup> année sont la réduction des ondulations de couple et le schéma équivalent de la machine synchrone. Ainsi, du fait de sa conception originale, cette console de manipulation offre de nombreuses possibilités d'expérimentation [2].

L'objet de cet article est de présenter la maquette de T.P. OPTIMAG et les différentes expériences pouvant être réalisées. Cette présentation sera suivie des textes de Travaux Pratiques de 1<sup>ère</sup> et de 2<sup>ème</sup> année, accompagnés des corrigés.

Tout d'abord, la structure originale de la console de manipulation ainsi que la création des champs magnétiques dans la machine synchrone seront détaillés. Ensuite, les différentes interactions entre un champ magnétique rotorique créé par des aimants et un champ magnétique statorique pouvant être mises en oeuvre sur la maquette OPTIMAG seront présentées. Enfin, sera abordé le thème de la réduction des ondulations du couple selon le type d'alimentation utilisé et selon les différents bobinages statoriques mis en oeuvre et réalisables à l'aide de cette console de manipulation.

Finalement, la maquette de TP OPTIMAG recèle, de par sa réalisation, des manipulations diverses et permet d'appréhender de manière non conventionnelle

la conversion électro-mécanique de l'énergie dans une machine à aimants permanents.

### 2. Présentation de la maquette OPTIMAG

#### 2.1. Présentation de la structure étudiée

##### 2.1.1. Structure générale

Le dispositif expérimental, présenté sur la Figure 1, associe une machine synchrone à aimants permanents, dont l'induit est dépourvu d'encoches, à un module électronique d'alimentation et de commande. Le rotor de la machine synchrone est entraîné par un moto-réducteur à vitesse variable. Un capteur de force soumis à l'effort de réaction du stator vis-à-vis du bâti permet d'accéder à la mesure du couple; sa visualisation est possible grâce à une sortie oscilloscope implantée sur la face avant de la console de manipulation.

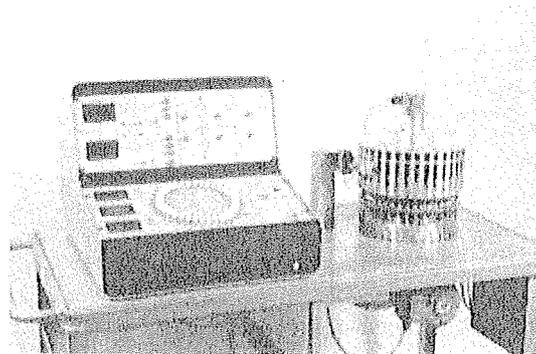


Figure 1: Maquette de T.P. OPTIMAG (Photo D.Harribey).

Un des intérêts majeurs de la maquette OPTIMAG est lié à la console de manipulation sur laquelle les bobines élémentaires statoriques de la machine sont ramenées. De cette façon, l'utilisateur peut expérimenter de multiples formes de bobinage et

comparer leurs effets sur certaines grandeurs caractéristiques, notamment sur l'ondulation de couple.

Un autre attrait de cette maquette réside dans la présence de diodes électroluminescentes placées au-dessus des conducteurs statoriques situés dans l'entrefer. Ainsi, la visualisation en couleurs du sens de passage du courant permet de représenter spatialement le champ magnétique statorique.

En ce qui concerne l'électronique d'alimentation et de commande, un module accessible depuis la face avant de la console de manipulation assure la génération synchrone des courants d'alimentation polyphasés. L'alimentation de puissance comprend deux sources de courants triphasés. Le module de commande permet d'agir sur l'amplitude, la phase et la forme d'onde des consignes de courant.

### 2.1.2. Structure de la machine synchrone

La machine considérée, représentée en coupe sur la Figure 2, est à pôles et armatures magnétiquement lisses.

Le rotor de la machine synchrone est constitué d'un empilement de tôles circulaires, formant la culasse intérieure. Des aimants inducteurs, de type Samarium Cobalt et d'aimantation 0,9 T, sont disposés à la périphérie du rotor. Une spire exploratrice placée dans l'entrefer permet de visualiser l'évolution du champ magnétique rotorique au cours du temps.

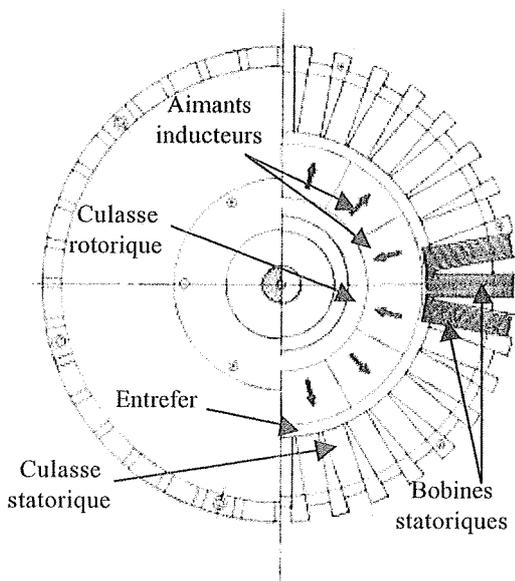


Figure 2: Coupe transversale de la machine synchrone (Dessin D. Harribey).

Le bobinage de l'induit est fractionné en 36 bobines élémentaires enroulées autour de la culasse statorique et guidées à l'extérieur de la zone active par le biais d'encoches pratiquées dans la carcasse. Chacune de ces bobines, subdivisée en deux couches superposées de 23 spires (mises en série par des cavaliers), est indépendante d'un point de vue électrique et accessible par la plaque à bornes disposée sur la face avant de la console de manipulation. La mise en oeuvre d'un tel bobinage, dit en anneau, permet de résoudre le

problème de tenue mécanique des conducteurs sur un stator dépourvu d'encoches et conduit à un bobinage modulable.

### 2.1.3. Présentation de l'alimentation

L'alimentation de l'induit de la machine permet d'imposer les courants dans les différentes phases. Le convertisseur statique utilisé pour générer ces courants est un onduleur de tension, régulé en courant, à Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I.). Le dispositif peut générer des courants d'amplitude variable et de forme d'onde sinusoïdale ou rectangulaire.

Un potentiomètre inséré sur la platine de manipulation permet de régler le déphasage  $\varphi$  entre le courant dans une phase et la tension aux bornes de cette même phase. Ce potentiomètre donne ainsi accès au réglage de l'angle  $\psi$ , représentant le déphasage entre le courant et la force électromotrice à vide, puisque ces deux angles sont liés par la relation :

$$\psi = \varphi + \delta$$

dans laquelle  $\delta$  appelé angle interne de la machine, est constant. Ces notations sont illustrées par le diagramme de Fresnel de la Figure 3.

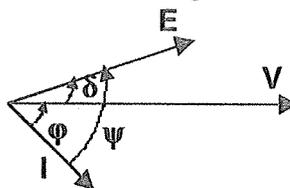


Figure 3: Diagramme de Fresnel de la machine synchrone.

## 2.2. Création des champs magnétiques

### 2.2.1. Champ magnétique rotorique

L'inducteur est constitué de six blocs d'aimants permanents (3 paires de pôles) jointifs et disposés de façon à alterner les pôles Nord avec les pôles Sud (Figure 2). Chaque pôle est constitué de deux aimants juxtaposés et aimantés parallèlement à leur axe de symétrie, ce qui impose un niveau d'induction dans l'entrefer relativement élevé (de l'ordre de 0,5 T). Cette disposition des aimants permet de créer dans l'entrefer un champ magnétique inducteur dont la répartition spatiale sera en première approximation considérée comme quasi-sinusoïdale.

### 2.2.2. Champ magnétique statorique

Contrairement aux machines classiques à bobinages en tambour, pour lesquelles les bobines élémentaires se referment au niveau de parties frontales (têtes de bobines), la structure en anneau, caractéristique de la maquette étudiée, utilise les conducteurs périphériques externes pour assurer cette fermeture. Sur la Figure 4, deux des 36 bobines élémentaires sont mises en série de sorte à créer une paire de pôles statoriques. Chacune d'entre elles, enroulée autour de la culasse statorique, crée un champ dans cette culasse; du fait du sens du courant dans les conducteurs et de l'orientation des champs créés, il ne peut y avoir circulation de flux

seulement à l'intérieur de la culasse statorique. En effet, comme le montre la coupe transversale de la Figure 5, "tout se passe comme si" seuls les conducteurs situés dans la zone active (i.e. dans l'entrefer) produisaient un champ magnétique  $\vec{B}_S$ .

Ainsi, une circulation de flux s'établit dans l'entrefer et les lignes de champ se referment par l'intermédiaire de la culasse statorique. Quant à la direction du champ magnétique statorique, elle est déterminée en appliquant la "règle du tire-bouchon" (ou celle "du bonhomme d'Ampère") aux deux spires magnétiques fictives représentées par des pointillés sur la Figure 5.

Des capteurs à effet Hall, placés au plus près des bobines et reliés à des diodes électroluminescentes de couleurs différentes permettent de suivre le sens de passage du courant dans les conducteurs de la zone active.

La nature du bobinage statorique, qui est représentative de la distribution des courants dans l'entrefer, peut être de plusieurs sortes : en effet, la décomposition des bobines élémentaires en deux sous-ensembles de spires permet de réaliser le bobinage sur une ou deux couches; ainsi, des bobinages à pas diamétral (concentrique, imbriqué) ou à pas raccourci peuvent facilement être mis en oeuvre car la connexion en série des bobines élémentaires s'effectue sur la face avant de la console de manipulation.

### 3. Interactions aimant – champ.

Les différentes interactions mises en oeuvre à l'aide de la maquette OPTIMAG sont étudiées à travers le couple électromagnétique, grandeur résultant de l'interaction entre un champ magnétique rotorique et un champ magnétique statorique. Le champ rotorique, créé par les aimants permanents en rotation, est tournant. Quant au champ statorique, il est créé par des courants sinusoïdaux polyphasés, le bobinage utilisé ici étant à pas diamétral. Selon le nombre de phases mises en jeu, le champ est de nature différente: pulsant, tournant ou elliptique.

#### 3.1. Champ pulsant

Le champ statorique pulsant est obtenu en câblant que la première phase d'un bobinage triphasé à pas diamétral. Il est de direction fixe, d'amplitude et de sens variables. Dans le cas d'une alimentation avec des courants statoriques sinusoïdaux, les amplitudes du moment magnétique rotorique  $\vec{M}_R$  et du champ statorique  $\vec{B}_S$  sont données par :

$$M_R = M_{R\max} \cdot \cos(p \cdot \Omega \cdot t + p \cdot \beta) \quad (1)$$

$$B_S = B_{S\max} \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos(p \cdot \alpha) \quad (2)$$

où :  $p$ : nombre de paires de pôles  
 $\omega$ (rad/s): pulsation électrique statorique  
 $\Omega$ (rad/s): vitesse de rotation du rotor

$\alpha$ (rad): angle mécanique entre  $\vec{B}_S$  et l'axe de référence

$\beta$ (rad): angle mécanique entre  $\vec{M}_R$  et l'axe de référence

L'expression du couple électromagnétique résultant de l'interaction aimants – champ pulsant, calculée à l'aide de la relation:

$$\vec{\Gamma} = \vec{M}_R \times \vec{B}_S \quad (3)$$

est la suivante :

$$\Gamma = \frac{M_{R\max} \cdot B_{S\max}}{2} \cdot [\sin((\omega - p \cdot \Omega) \cdot t + p \cdot (\alpha - \beta)) - \sin((\omega + p \cdot \Omega) \cdot t - p \cdot (\alpha - \beta))] \quad (4)$$

Le couple ainsi obtenu a une composante basse fréquence de pulsation  $\omega - p \cdot \Omega$  et une composante haute fréquence de pulsation  $\omega + p \cdot \Omega$ . De manière générale, le couple des machines magnétiques tournantes est à valeur moyenne non nulle; ainsi, pour obtenir un couple pulsant satisfaisant cette caractéristique, la composante basse fréquence doit être supprimée. Ceci est réalisé sur la maquette OPTIMAG en agissant sur la vitesse de rotation du rotor ou sur la pulsation électrique des courants statoriques de manière à ce que ces deux grandeurs vérifient la relation de synchronisme :

$$\omega = p \cdot \Omega \quad (5)$$

Lorsque le champ tournant créé par les aimants en rotation et le champ statorique pulsant sont synchrones, le couple électromagnétique pulsant résultant possède les caractéristiques suivantes: sa fréquence est égale au double de celle du champ pulsant, sa valeur moyenne (qui vaut:  $M_{R\max} \cdot B_{S\max} / 2 \cdot \sin(p \cdot (\alpha - \beta))$ ) est non nulle et dépend de la position relative initiale des deux champs et son amplitude crête-à-crête est égale à  $M_{R\max} \cdot B_{S\max}$  (c.f. Figure A2.4).

#### 3.2. Champ tournant

Le champ statorique tournant est obtenu en réalisant un bobinage triphasé à pas diamétral. Ce champ tournant, caractérisé par une direction variable, une amplitude et un sens constants, résulte de la somme vectorielle des trois champs pulsants créés par chacune des trois phases alimentées par un système de courants sinusoïdaux triphasés équilibrés. Son amplitude s'exprime en fonction des grandeurs définies au paragraphe 3.1. de la façon suivante :

$$B_S = B_{S\max} \cdot \cos(\omega \cdot t + p \cdot \alpha) \quad (6)$$

Le couple résultant de l'interaction aimants – champ tournant s'écrit :

$$\Gamma = M_{R\max} B_{S\max} \sin((\omega - p \cdot \Omega) \cdot t + p \cdot (\alpha - \beta)) \quad (7)$$

Lorsque le système évolue au synchronisme, l'expression du couple électromagnétique devient :

$$\Gamma = M_{R\max} \cdot B_{S\max} \cdot \sin(p \cdot (\alpha - \beta)) \quad (8)$$

Sachant que l'angle  $p \cdot (\alpha - \beta)$  représente l'angle électrique entre le champ rotorique et le champ statorique, et qu'il est relié à l'angle, noté  $\psi$ , entre le courant dans une phase et la force électromotrice (f.e.m.) aux bornes de cette même phase par:

$$p \cdot (\alpha - \beta) = \frac{\pi}{2} - \psi \quad (9)$$

le couple s'exprime donc de la manière suivante:

$$\Gamma = M_{R_{\max}} \cdot B_{S_{\max}} \cdot \cos(\psi) \quad (10)$$

L'amplitude maximale du champ statorique étant proportionnelle à la valeur efficace  $I_s$  du courant, la relation (10) montre bien que le réglage de la valeur moyenne  $\Gamma$  du couple est effectué par l'intermédiaire de deux grandeurs indépendantes : le courant statorique  $I_s$  et l'angle  $\psi$ .

### 3.3. Champ elliptique

La maquette *OPTIMAG* possède deux générateurs triphasés de courants, ce qui permet, en n'utilisant qu'une phase sur chacune des deux alimentations triphasées, d'alimenter le stator de la machine synchrone avec un système de courants diphasés; le dispositif permet de régler indépendamment l'amplitude de chacun des deux courants ainsi que leur déphasage relatif.

Chacune des deux phases ainsi alimentée crée dans son axe un champ pulsant; le champ statorique résultant, qui correspond à la somme vectorielle de ces deux champs, est un champ tournant elliptique, dans la mesure où sa direction change et son amplitude varie. L'obtention d'un champ tournant circulaire (d'amplitude constante) avec une alimentation diphasée n'est possible que si les courants ont la même amplitude et si le déphasage entre les deux phases est égal à  $\pi/2$ .

### 3.4. Conclusion

Finalement, différentes interactions de type aimants – champ peuvent être mises en évidence en réalisant une alimentation statorique monophasée, diphasée ou triphasée grâce aux modules d'alimentation insérés sur la console de manipulation. Le champ magnétique statorique est visualisé au niveau de l'entrefer à l'aide des diodes électroluminescentes placées au-dessus des conducteurs statoriques situés dans la zone active (Figures A2.2 et A2.5). La visualisation de la forme d'onde du couple à l'oscilloscope permet de comparer les effets des interactions électromagnétiques mises en jeu, en particulier au niveau de la valeur moyenne et des ondulations du couple.

## 4. Réduction de l'ondulation de couple

Le couple pour lequel on souhaite diminuer les ondulations est celui résultant de l'interaction aimants – champ tournant (circulaire), le champ statorique étant créé à l'aide d'une alimentation triphasée équilibrée. Du fait de la réalisation du rotor, le champ magnétique rotorique créé par les aimants en rotation n'est pas à répartition spatiale sinusoidale (c.f. Figure A2.1). En

outre, les possibilités offertes par la maquette *OPTIMAG* pour réduire les ondulations du couple permettent d'agir soit sur la forme d'onde des courants statoriques, soit sur le type de bobinage.

### 4.1. Influence de l'alimentation

Le module d'alimentation permet de générer des courants statoriques sinusoidaux ou rectangulaires. Pour comparer les effets de ces deux types d'alimentation, le stator est câblé avec un bobinage triphasé à pas diamétral.

#### □ Courants sinusoidaux

Le système de courants triphasés sinusoidaux s'écrit de la manière suivante:

$$i_n(t) = I_{\max} \cdot \cos(\omega \cdot t - (n-1) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}) \quad (11)$$

où  $n$  représente le numéro de la phase (compris entre 1 et 3) et  $I_{\max}$  l'amplitude maximale du courant. Avec ce type d'alimentation, le couple obtenu présente une ondulation par rapport à la valeur moyenne de 7% (valeur moyenne égale à 3,31 N.m pour une amplitude maximale de commande égale à 2,6 V).

#### □ Courants rectangulaires

Le stator peut être alimenté par un système de courants rectangulaires triphasés défini par les séries de Fourier suivantes:

$$i_n(t) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \cdot \frac{4}{(2 \cdot k + 1) \cdot \pi} \cdot I_{\max} \cdot \cos(2 \cdot k + 1) \cdot \alpha \cdot \cos(2 \cdot k + 1) \cdot \omega \cdot t - (n-1) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \quad (12)$$

où  $I_{\max}$  représente la valeur maximale du courant et  $2\alpha$  la largeur angulaire pour laquelle le courant est nul. Le couple obtenu avec ce type d'alimentation est tel que le taux d'ondulation est à présent de 4,2% et la valeur moyenne atteint 3,6 N.m pour une amplitude maximale de la tension de commande égale à 2,7 V.

Ainsi, avec un bobinage à pas diamétral, l'alimentation avec des créneaux de courants conduit à un taux d'ondulation du couple inférieur à celui obtenu avec des courants sinusoidaux.

### 4.2. Influence du bobinage statorique

L'étude de l'influence du type de bobinage sur les ondulations de couple présentée ici est réalisée avec un système de courants triphasés sinusoidaux.

#### Bobinage à pas diamétral

Pour un bobinage à pas diamétral, dont l'ordre de succession des phases est présenté sur la Figure 6, la répartition des conducteurs dans l'entrefer est telle que les conducteurs "aller" de deux phases successives sont séparés d'un angle de  $2\pi/m$  où  $m$  représente le nombre de phases et  $p$  le nombre de paires de pôles; quant à l'angle séparant le groupe de conducteurs "aller" du groupe de conducteurs "retour" d'une même phase, il vaut  $\pi/p$ . La réalisation d'un tel bobinage s'effectue sur la maquette de T.P. en associant en série sur une seule

couche les bobines élémentaires selon un câblage qui peut être de nature différente (modèle réparti, concentrique ou imbriqué), tout en satisfaisant les contraintes imposées par le pas diamétral.

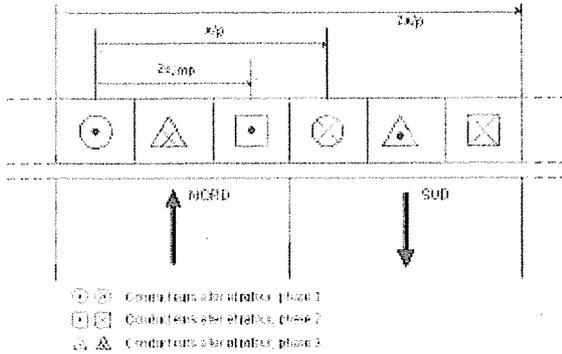


Figure 6: Ordre de succession des phases pour un bobinage à pas diamétral.

Avec une alimentation sinusoïdale et un bobinage à pas diamétral, le taux d'ondulation est de 7% (c.f. §4.1.) et les harmoniques de couple sont de rang 6 et 12 [2].

**Bobinage à pas raccourci**

La mise en oeuvre sur la console de manipulation OPTIMAG d'un bobinage à pas raccourci nécessite deux couches de conducteurs, ce qui est réalisable puisque chaque bobine élémentaire est divisée en deux couches de 23 spires. La répartition des courants dans l'entrefer est indiquée sur la Figure 7. L'angle séparant deux phases successives est toujours  $2\pi mp$  mais l'angle séparant les conducteurs "aller" et "retour" d'une même phase est à présent égal à  $R\pi p$ , où  $R$  est le coefficient de raccourcissement.

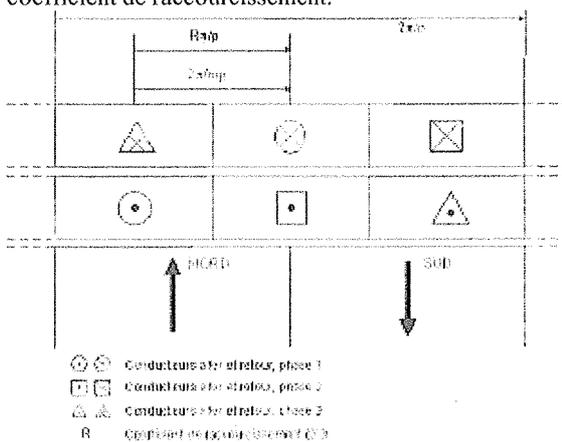


Figure 7: Ordre de succession des phases pour un bobinage à pas raccourci ( $R=2/3$ ).

Avec un bobinage à pas raccourci, la répartition des sources dans l'entrefer s'apparente davantage à une sinusoïde qu'avec un bobinage à pas diamétral. De ce fait, le couple résultant présente un taux d'ondulation

plus faible (4%); par contre, sa valeur moyenne diminue (2,7 N.m pour une amplitude de commande égale à 2,7 V) et des harmoniques supplémentaires (rang 3) apparaissent du fait de la répartition non sinusoïdale des sources de champ rotoriques. En outre, l'harmonique de rang 6 est atténué [2].

Des calculs précis du couple électromagnétique montrent que celui-ci ne présente pas d'ondulation si l'une des deux armatures (rotor ou stator) est telle que la répartition spatiale des sources (aimants au rotor, conducteurs au stator) est parfaitement sinusoïdale [2]. Grâce à la maquette de T.P. OPTIMAG, la répartition spatiale des conducteurs est aisément modifiable et des bobinages à pas raccourci ou à étoiles multiples peuvent être mis en oeuvre.

**4.3. Conclusion**

La maquette OPTIMAG, du fait de son aspect modulable inhérent à sa construction, offre les moyens d'agir sur l'alimentation et sur le bobinage statorique afin de réduire les ondulations de couple. En effet, le module d'alimentation interne à la console de manipulation assure la génération de courants sinusoïdaux ou rectangulaires. De plus, les bobines statoriques élémentaires étant rapportées sur la façade avant, l'influence de la répartition spatiale des conducteurs sur l'ondulation de couple est montrée au travers de différents types de bobinages aisément réalisables. Notons enfin que la maquette a été réalisée de sorte que l'on puisse agir aussi au niveau de la répartition spatiale des aimants [2].

**5. Conclusion**

La maquette de T.P. OPTIMAG présentée ici met en oeuvre une machine synchrone à aimants permanents sans encoche, associée à un module d'alimentation et à une console de manipulation. Grâce à ses nombreuses possibilités d'expérimentation, cette maquette originale permet de mettre en évidence la création du couple électromagnétique, à la fois de manière qualitative et quantitative.

L'approche qualitative est effectuée à travers les différentes interactions électromagnétiques mises en jeu, selon la nature du champ statorique créé. La maquette OPTIMAG permet d'observer à l'oscilloscope le couple résultant de l'interaction mais aussi de visualiser à l'aide de diodes de couleur (de manière optique) le champ statorique dans l'entrefer.

Quant à l'approche quantitative, elle est effectivement réalisée lorsque l'objectif est d'optimiser la forme d'onde du couple, et notamment d'en réduire les ondulations. La maquette OPTIMAG permet ainsi d'aborder cette optimisation de différentes manières, en agissant soit sur la nature des courants d'alimentation, soit sur le type de bobinage mis en jeu.

Finalement, cette maquette très didactique, utilisée par les étudiants de l'ENSEEIH, rend l'approche des machines magnétiques tournantes, non seulement attractive et ludique, mais elle permet également de mieux maîtriser les principes physiques de la conversion électromécanique de l'énergie.

Références:

- [1] B. NOGAREDE, Techniques de l'Ingénieur, D3410 (2000), D3411 (2001).
- [2] B. NOGAREDE, Etude de moteurs sans encoches à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse, Thèse de doctorat, INP Toulouse (1990).

**ANNEXE 1: T.P. 1<sup>ère</sup> année:  
Interaction aimant – champ tournant.**

Un texte de cinq pages présente la structure de la maquette, la machine étudiée et l'alimentation associée; la création du champ inducteur rotorique et du champ statorique est expliquée, à l'aide notamment des Figures 4, 5 et 6. Ce qui suit représente la partie Manipulation du texte de T.P.

**A1.1. Champ inducteur**

Mettre la console de manipulation sous tension et entraîner la machine synchrone par le moto-réducteur en agissant sur le potentiomètre de vitesse. Visualiser à l'oscilloscope le champ créé par les aimants dans l'entrefer en observant la tension aux bornes de la spire exploratrice. Expliquer qualitativement la forme d'onde.

**A1.2. Interaction Aimant – Champ pulsant**

Câbler la première phase statorique avec un bobinage réparti à pas diamétral (c.f. Figure A1.1). Cette phase est alimentée par une des sources de courant de la console, elle-même pilotée par un générateur basse fréquence externe (signal sinusoïdal,  $\pm 2$  V maximum, fréquence  $< 5$  Hz). L'interaction entre l'aimantation rotorique et le champ pulsant statorique est étudiée au travers du couple produit.

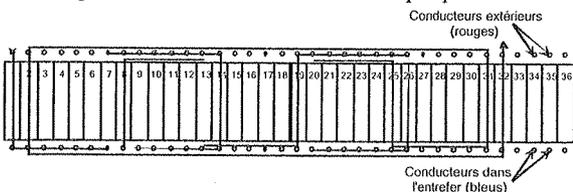


Figure A1.1: Modèle réparti à pas diamétral.

**A1.2.1. Champ pulsant**

Question: Comment est caractérisé un champ pulsant (direction, sens, amplitude) ?

**A1.2.2. Influence de la position du rotor sur le couple à vitesse nulle**

L'influence de la position du rotor sur le couple est étudiée dans les deux cas suivants: l'aimantation rotorique est dans l'axe polaire du champ statorique; l'aimantation rotorique est dans l'axe interpolaire du champ statorique.

Question: Que signifient les deux expressions en caractères gras dans la phrase précédente? Faire un schéma représentant l'aimantation rotorique et le champ statorique dans chacun des deux cas.

Visualiser le sens de passage du courant dans les conducteurs avec les leds de couleur et en déduire la direction du champ statorique. Visualiser le couple à

l'oscilloscope et expliquer sa forme d'onde (valeur moyenne, ondulations,...) dans les deux cas.

**A1.2.3. Influence de la fréquence d'alimentation à vitesse non nulle**

Entraîner la machine synchrone en rotation à l'aide du moto-réducteur. Montrer que la valeur moyenne du couple peut être non nulle pour une certaine fréquence d'alimentation. Quelle est la relation entre cette fréquence et la vitesse de rotation de la machine? Quelle est la fréquence du couple ?

**A1.2.4. Conclusion**

Conclure sur le couple produit par l'interaction entre un aimant et un champ pulsant (conditions d'existence, valeur moyenne, ondulations).

**A1.3. Interaction Aimant – Champ tournant**

Câbler les deux autres phases avec le même bobinage que celui de la première phase (réparti à pas diamétral: c.f. Figure A1.1) en respectant l'alternance des phases indiquée sur la Figure 6.

Les trois phases statoriques sont reliées au module d'alimentation de la console. Cette alimentation de puissance est contrôlée par un module de commande fournissant des signaux sinusoïdaux. Visualiser la sortie de la commande de la phase 1 à l'oscilloscope afin de toujours ramener à zéro l'amplitude du signal de commande avant de mettre en marche ou d'arrêter le moto-réducteur.

N.B.: Le signal de commande étant en fait "une image" du courant dans la phase, on limitera l'amplitude du signal de commande à 8 V crête-à-crête.

**A1.3.1. Visualisation du champ tournant**

Entraîner le rotor avec le moto-réducteur de sorte que la fréquence des grandeurs électriques soit 2,5 Hz. Augmenter ensuite l'amplitude du signal de commande. Visualiser le sens de passage du courant dans les conducteurs avec les leds de couleur.

Question: Comment est caractérisé un champ tournant ?

**A1.3.2. Tracé du couple  $\Gamma$  en fonction de  $I$**

Observer le couple associé au champ tournant à l'oscilloscope. Le caractériser en termes de valeur moyenne et d'ondulations et comparer cette analyse à celle effectuée à la question A1.2.4. Le déphasage  $\psi$  étant fixé à une valeur quelconque, tracer la courbe représentant la valeur moyenne du couple  $\Gamma$  en fonction du courant  $I$  et commenter.

**A1.3.3. Tracé du couple  $\Gamma$  en fonction de  $\psi$**

Dans un premier temps, il s'agit d'observer à l'oscilloscope l'évolution du couple moyen  $\Gamma$  lorsque l'angle  $\psi$  (déphasage entre courant et f.e.m.) varie continuellement et que le courant  $I$  est constant. Pour ce faire, mettre l'oscilloscope en Mode Roll et maintenir appuyé le potentiomètre de réglage du déphasage. Comment se caractérise cette évolution?

Ensuite, le tracé précis de la valeur moyenne  $\Gamma$  du couple en fonction de l'angle  $\psi$  à  $I$  constant est réalisé

point par point. L'obtention d'un point de cette caractéristique se fait en deux temps :

- **en charge** (i.e. bobinages alimentés), relever pour un certain angle  $\psi$  la valeur moyenne du couple pour une amplitude du signal de commande fixée;

- **à vide** (i.e. déconnecter à courant nul l'alimentation des bobinages), visualiser en même temps à l'oscilloscope la f.e.m. à vide et le signal de commande et mesurer l'angle  $\psi$  correspondant.

Répéter cette procédure en alternant les fonctionnements à vide et en charge afin d'obtenir plusieurs points.

#### A1.3.4. Modes de fonctionnement

Distinguer le fonctionnement en générateur du fonctionnement en moteur selon le signe du couple.

**Attention:** le couple mesuré correspond au couple existant entre le stator et le bâti, et non celui entre le rotor et le stator!

#### A1.3.5. Conclusion.

D'après les deux courbes tracées en A1.3.2. et A1.3.3, donner l'expression générale du couple moyen  $\Gamma$  en fonction du courant  $I$  et de l'angle  $\psi$ .

## ANNEXE 2: Correction (1<sup>ère</sup> année).

### A2.1. Champ inducteur

La Figure A2.1 représente la f.e.m. dans un seul conducteur (la spire exploratrice), qui s'exprime en fonction du champ magnétique par:

$$e(t) = -\frac{d\phi_a}{dt} = -\frac{d(B_a \cdot S)}{dt} = -S \cdot \frac{dB_a}{dt}$$

où  $B_a$  est le champ créé par les aimants.

L'allure de la f.e.m. et donc du champ n'est pas sinusoidale. Le changement de signe de la f.e.m. correspond à l'alternance des pôles du rotor. Chaque "double-bosse" correspond à un pôle inducteur, chacune des deux bosses représentant le champ dû à un aimant, puisqu'un pôle est constitué de deux aimants jointifs (c.f. Figure 2). Un tour mécanique est représenté par 6 "double-bosses" (6 pôles). La période électrique est donc 3 fois plus petite que la période mécanique ( $\omega = p \cdot \Omega \Rightarrow T_m = 3 \cdot T_e$ ).

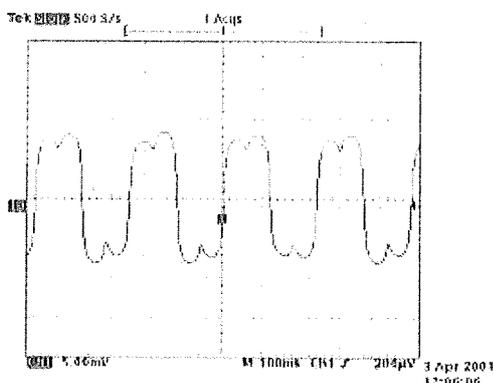


Figure A2.1: Evolution de la f.e.m. en fonction du temps.

### A2.2. Interaction Aimant – champ pulsant

**A2.2.1.** Un champ pulsant garde une direction fixe et son amplitude varie dans le temps (de manière sinusoidale avec une alimentation sinusoidale).

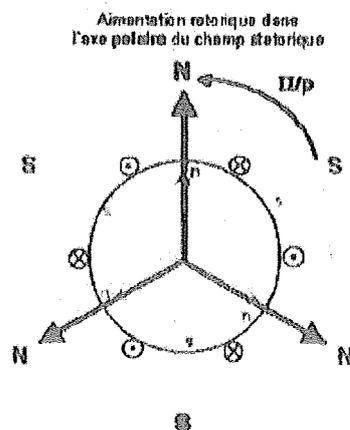
**A2.2.2.** La direction du champ statorique est déterminée en appliquant la règle du tire-bouchon (ou bonhomme d'Ampère) aux conducteurs statoriques espacés d'un angle  $\pi/p$ , le sens du courant dans chacun d'entre eux étant visualisé à l'aide des diodes électroluminescentes (Figure A2.2). Deux couleurs de diodes (rouges et vertes) permettent de distinguer les courants entrants des courants sortants. Etant donné que les 36 bobines élémentaires seront utilisées dans la suite du T.P. pour câbler les 3 phases, la première phase, comportant 3 paires de pôles, est réalisée avec 12 bobines, soit 2 bobines par pôle et par phase.

Le schéma de la Figure A2.3 représente les deux configurations demandées.

L'expression du couple ainsi créé est donnée par la relation (3). Lorsque l'aimantation est dans l'axe polaire du champ statorique, le couple est nul car les deux vecteurs sont colinéaires. Dans le cas où l'aimantation est dans l'axe interpolaire du champ statorique, le couple est sinusoidal et donc à valeur moyenne nulle; sa pulsation est la même que celle du champ pulsant statorique. De plus, l'amplitude du couple est maximale car l'angle entre les deux champs est égal à  $\pi/2p$ , soit  $\pi/2$  électrique.

**A2.2.3.** Lorsque la vitesse du rotor est non nulle, le couple observé possède une composante basse fréquence et une composante haute fréquence, conformément à la relation (4). L'objectif de la manipulation est d'agir soit sur la pulsation électrique statorique, soit sur la vitesse mécanique du rotor pour établir, au moins à l'échelle de plusieurs écrans d'oscilloscope, la relation de synchronisme décrite par l'équation (5). Ce réglage manuel est relativement instable, ce qui explique la nécessité d'un autopilotage.

Le couple pulsant est présenté sur la Figure A2.4. L'oscillogramme montre que la fréquence du couple est double de celle du champ statorique, conformément à la théorie présentée au paragraphe 3.1.



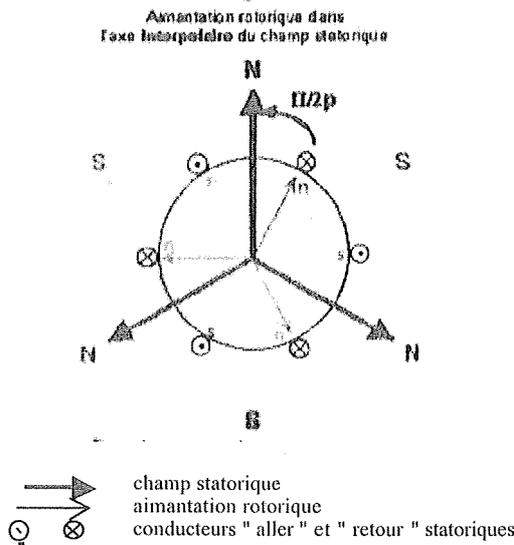


Figure A2.3: Positions relatives de l'aimantation rotorique et du champ statorique.

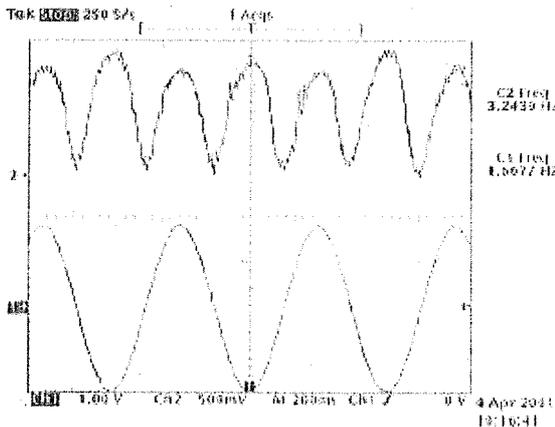


Figure A2.4: Forme d'onde du couple pulsant (Channel 2).

Lorsque le système vérifie la relation de synchronisme (5), i.e. que les deux champs sont synchrones, le couple est à valeur moyenne non nulle. Par contre, son taux d'ondulation est de 100% car la valeur instantanée du couple passe par 0 lorsque les deux champs sont alignés, et par son amplitude maximale, lorsque l'aimantation est dans l'axe interpolaire du champ statorique.

**A2.2.4.** Pour obtenir un couple à valeur moyenne non nulle dans le cas d'une interaction aimants – champ pulsant, la relation de synchronisme doit être vérifiée; le couple ainsi obtenu présente de fortes ondulations par rapport à sa valeur moyenne.

**A2.3. Interaction aimants – champ tournant**

**A2.3.1.** Un champ tournant possède une amplitude constante et une direction variable. La détermination de sa direction à tout instant s'effectue comme précédemment à l'aide des diodes de couleur. Comme le montre la Figure A2.5, les pôles statoriques sont situés entre un groupe de diodes rouges (courants

sortants, par exemple) et un groupe de diodes vertes (courants entrants).

La pulsation des courants statoriques est générée par l'autopilotage, réalisé à l'aide d'un capteur de position et de l'électronique de commande adaptée. Le synchronisme des deux champs tournants est visible sur la maquette de T.P., grâce aux diodes de couleurs permettant de repérer le champ statorique et aux pôles inducteurs colorés.

**A2.3.2.** Le couple résultant de l'interaction aimants – champ tournant est tel que sa valeur moyenne est non nulle et son taux d'ondulation est très faible (de l'ordre de 5 à 10%). Le couple instantané est donc assimilé à la valeur moyenne.

Le tracé de la valeur moyenne  $\Gamma$  du couple en fonction de l'amplitude du courant  $I$ , ou plutôt en fonction de l'amplitude de la tension de commande, est présenté sur la Figure A2.6. Pour un angle  $\psi$  fixé, le couple est proportionnel au courant, ce qui se traduit par :

$$\Gamma = f(I) \cdot g(\psi) = k \cdot I \cdot g(\psi)$$

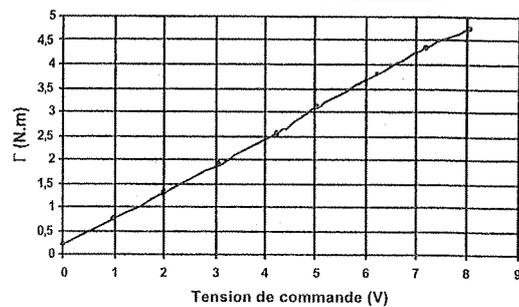


Figure A2.6: Evolution du couple  $\Gamma$  en fonction de la tension de commande.

Le couple résiduel en  $I = 0$  correspond à un couple de frottement.

**A2.3.3.** En faisant varier continûment le potentiomètre de réglage de l'angle  $\psi$  le couple apparaît comme étant une fonction périodique et sinusoïdale. Le tracé expérimental à courant constant du couple en fonction de l'angle  $\psi$  est donné sur la Figure A2.7 et il est proportionnel à  $\cos(\psi)$ .

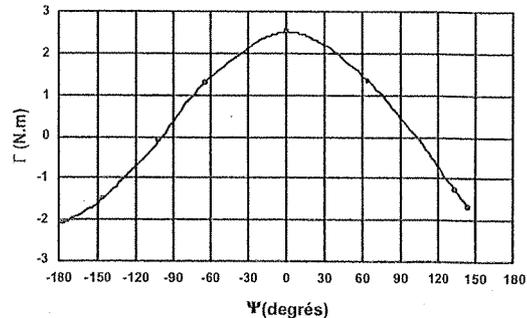


Figure A2.7: Evolution du couple  $\Gamma$  en fonction de l'angle  $\psi$ .

**A2.3.4.** Le couple étant mesuré entre le stator et le bâti, il est de signe contraire au couple électromagnétique entre rotor et stator. Ainsi, le rotor

tournant dans le sens supposé positif, un couple mesuré positif correspond à un fonctionnement générateur et un couple mesuré négatif à un fonctionnement moteur.

A2.3.5. D'après les deux tracés précédents, l'expression du couple, assimilé à sa valeur moyenne est:

$$\Gamma = k \cdot I \cdot \cos(\psi)$$

Cette loi expérimentale valide la relation classiquement utilisée et rappelée ci-dessous, puisque le rapport  $E/\Omega$  est effectivement indépendant de la vitesse:

$$\Gamma = 3 \cdot \frac{E}{\Omega} \cdot I \cdot \cos(\psi)$$

### ANNEXE 3: T.P. 2<sup>ème</sup> année: Machine à aimantation permanente.

Le même texte de présentation de la maquette que celui décrit précédemment constitue le début du texte de T.P.; ce qui suit représente la partie Manipulation.

#### A3.1. Alimentation diphasée

Le but de cette manipulation est l'optimisation du couple du moteur alimenté en diphasé. Pour cela, il faut au préalable câbler le bobinage selon le schéma de la Figure A3.1.

Le bobinage ainsi réalisé, régler l'angle de phase associé aux deux enroulements de manière à maximiser le rapport valeur moyenne/ondulation du couple puis régler ensuite l'amplitude des deux alimentations de manière à maximiser le rapport valeur moyenne/ondulation du couple.

Observer les courants et vérifier qu'ils sont en quadrature de phase et de même amplitude.

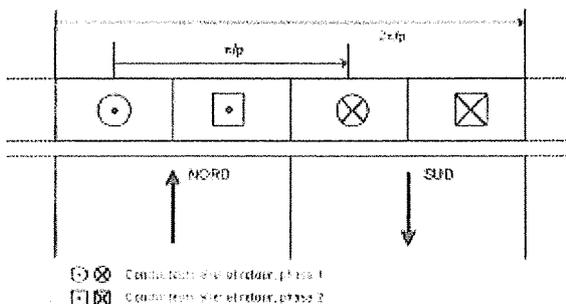


Figure A3.1: Schéma développé du bobinage diphasé.

#### A3.2. Alimentation triphasée

La machine est alimentée par des courants triphasés. L'étude de l'influence du bobinage se fait à vide (les phases ne sont reliées à aucune alimentation); la machine est entraînée à une vitesse telle que la fréquence des grandeurs électriques soit 2,5 Hz.

N.B.: Un document sur lequel les différents modèles sont représentés sera fourni en cours de manipulation.

#### A3.2.1. Modèle réparti à pas diamétral

Les bobines élémentaires de la première phase sont connectées selon le modèle réparti à pas diamétral. Observer à l'oscilloscope la f.e.m. aux bornes de la phase. Relever sa forme d'onde et son amplitude crête à crête.

#### A3.2.2. Modèle concentrique

Câbler la deuxième phase de la machine selon le modèle concentrique. Observer la f.e.m. aux bornes de la deuxième phase. Relever sa forme d'onde et son amplitude crête à crête.

#### A3.2.3. Modèle imbriqué

Connecter les bobines élémentaires de la troisième phase selon le modèle imbriqué. Observer la f.e.m. aux bornes de la troisième phase. Relever sa forme d'onde et son amplitude crête à crête.

#### A3.2.4. Modèle à pas raccourci

Câbler les trois phases de la machine selon le modèle à pas raccourci. Observer la f.e.m. aux bornes d'une des phases. Relever sa forme d'onde et son amplitude crête à crête.

**Remarque:** la mise en oeuvre d'un bobinage à pas raccourci conduit, en particulier dans le cas où  $m$  est impair, à réaliser le bobinage sur deux couches afin d'utiliser au mieux l'espace offert.

#### A3.2.5. Analyse

Comparer les formes d'onde des f.e.m. Etudier l'influence de la vitesse de rotation sur l'amplitude de la f.e.m.

Effectuer une analyse harmonique des f.e.m. à l'oscilloscope pour chacun des bobinages.

Conclure sur les réalisations technologiques des bobinages. De quelle manière le bobinage peut-il influencer sur le fonctionnement de la machine ?

#### A3.3. Modélisation par schéma équivalent

Conservé le modèle de bobinage à pas raccourci réalisé au paragraphe A3.2.4.

Dans la suite du TP, on adoptera un fonctionnement moteur de la machine à couple maximum, calé sur le point de fonctionnement suivant :

$$\Gamma = 3 \text{ N.m}, N = 100 \text{ tr.mn}^{-1}$$

Visualiser le courant et la tension par phase de la machine. La visualisation de la tension se fera au moyen d'un filtre passe bas (décrit sur la Figure A3.2) que l'on connectera entre une phase de la machine et l'oscilloscope.

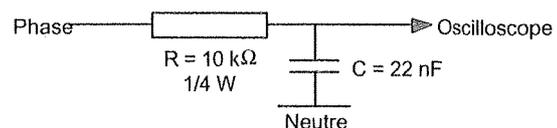


Figure A3.2: Schéma du filtre passe-bas.

A partir des données précédentes, tracer le diagramme de Fresnel au point de fonctionnement de la machine, et en déduire la valeur de son inductance cyclique.

**ANNEXE 4: Correction (2<sup>ème</sup> année).**

**A4.1. Alimentation diphasée**

Lorsque l'alimentation est diphasée et qu'aucun réglage n'est effectué, le champ magnétique statorique est un champ tournant elliptique (c.f. §3.3.). Le premier réglage consiste à établir un déphasage égal à  $\pi/2$  entre les deux courants d'alimentation, et le second consiste à faire varier l'amplitude des courants jusqu'à ce qu'elles soient égales. Le champ ainsi obtenu est tournant circulaire.

**A4.2. Alimentation triphasée**

A4.2.1. La forme d'onde de la f.e.m. dans la première phase câblée avec ce modèle est présentée sur la Figure A4.1. Cette force électromotrice est une sommation dans l'espace de f.e.m. identiques à celle présentée sur la Figure A2.1 (obtenue pour une seule spire) puisque une phase est constitué de 12 bobines élémentaires en série et que chaque pôle est réalisé avec 2 bobines de 46 spires chacune et séparées de 10 degrés. De ce fait, la "double-bosse" est nettement moins marquée.

Pour une fréquence électrique de 2,5 Hz, l'amplitude crête-à-crête de la f.e.m. est égale 8 V (sonde différentielle de tension en mode \*10). L'analyse de la transformée de Fourier (mode Math) montre que l'harmonique de rang 3 (à 7,5 Hz) représente 17% du fondamental.

A4.2.2. La f.e.m. observée aux bornes de la deuxième phase est identique à celle présentée sur la Figure A4.1, et possède la même amplitude pour une fréquence identique.

A4.2.3. Le commentaire concernant la f.e.m. observée aux bornes de la troisième phase est identique à celui formulé en A4.2.2.

A4.2.4. La forme d'onde de la f.e.m. observée aux bornes de l'une des trois phases apparaît comme sinusoidale. L'amplitude de la f.e.m. est égale à 7,8 V pour une fréquence électrique de 2,5 Hz. La transformée de Fourier de ce signal montre que l'harmonique de rang 3 a disparu. Ainsi, un bobinage à pas raccourci conduit à une répartition spatiale des conducteurs dans l'entrefer plus sinusoidale que dans le cas d'un bobinage à pas diamétral.

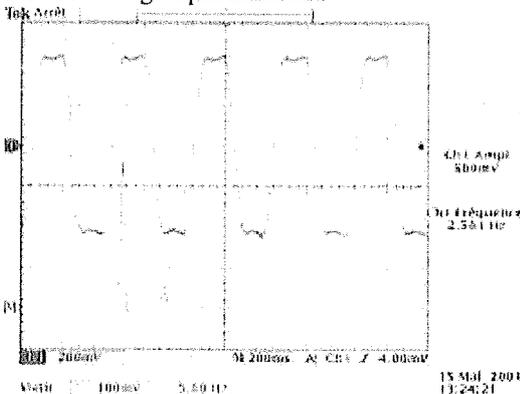


Figure A4.1: F.e.m. (et FFT) dans une phase (modèle à pas diamétral).

A4.2.5. Les trois premiers modèles de bobinage sont tous de type "à pas diamétral" puisque la répartition des conducteurs dans l'entrefer correspond, dans ces trois cas, à celle présentée sur la Figure 6. Ainsi, ces trois modèles correspondent uniquement à des techniques de réalisation différentes d'un même type de bobinage. Le choix entre ces différentes techniques sera basé, pour des machines à tambour, sur un des critères suivants: formes des têtes de bobines, minimisation des résistances et des inductances de fuite, facilité de réalisation, minimisation de la longueur de cuivre.

Quant au modèle à pas raccourci, il s'agit effectivement d'un autre type de bobinage puisque la répartition des conducteurs dans l'entrefer est conforme à celle présentée sur la Figure 7. Ainsi, ce qui peut influencer sur le fonctionnement de la machine est bien la répartition des conducteurs statoriques dans l'entrefer, puisque l'interaction entre les champs magnétiques rotorique et statorique a lieu au niveau de l'entrefer.

Le fait d'augmenter la vitesse de rotation du rotor fait augmenter de manière proportionnelle l'amplitude de la f.e.m., ce qui illustre la loi de Boucherot.

**A4.3. Modélisation par schéma équivalent**

Le point de fonctionnement demandé correspond à un couple maximal moteur de 3 N.m ( $\Gamma$  affiché négativement, c.f. §A2.3.4.) pour une vitesse mécanique de 100 tr/mn, soit une fréquence électrique de 5 Hz. Le couple maximal est obtenu en réglant le déphasage de sorte que  $\psi = 0$  (c.f. §A2.3.5.); l'amplitude souhaitée du couple s'obtient par réglage de l'amplitude de la tension de commande.

Pour ce point de fonctionnement, les mesures des valeurs efficaces du courant  $I$  dans une phase, de la tension  $V$  et de la f.e.m.  $E$  aux bornes de cette même phase, ainsi que le déphasage  $\varphi$  entre le courant et la tension, sont donnés dans le tableau ci-dessous:

$I$ (A)	2,15
$V$ (V)	14,4
$E$ (V)	8,12
$\varphi$ (degrés)	8,28

La valeur de la résistance  $R$  de la bobine, mesurée à l'aide d'une méthode volt-ampèremétrique, est  $4,4 \Omega$ .

D'après le schéma équivalent de la machine synchrone (c.f. Figure A4.2) dessiné avec les valeurs expérimentales, l'inductance cyclique  $L$  est donnée par:

$$L = \frac{V}{\omega \cdot I} \cdot \sin(\varphi)$$

soit, avec les valeurs numériques précédentes,  $L = 30,7$  mH.

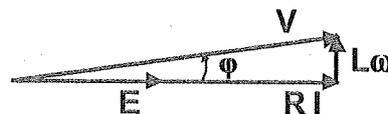


Figure A4.2: Diagramme de Fresnel pour le point de fonctionnement décrit en A4

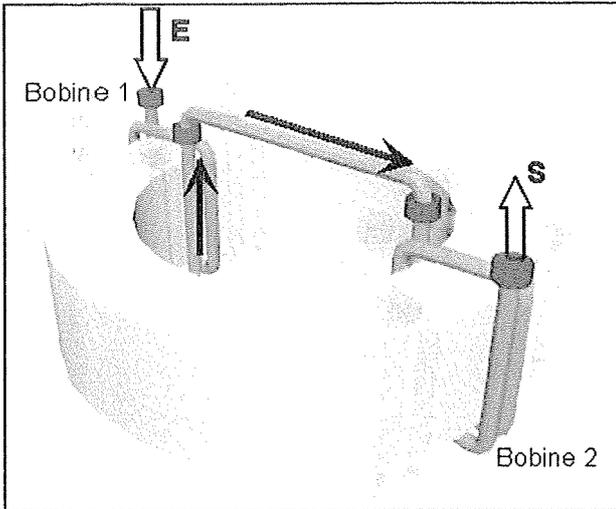


Figure 4: Mise en série de deux bobines statoriques (Dessin D. Harribey).

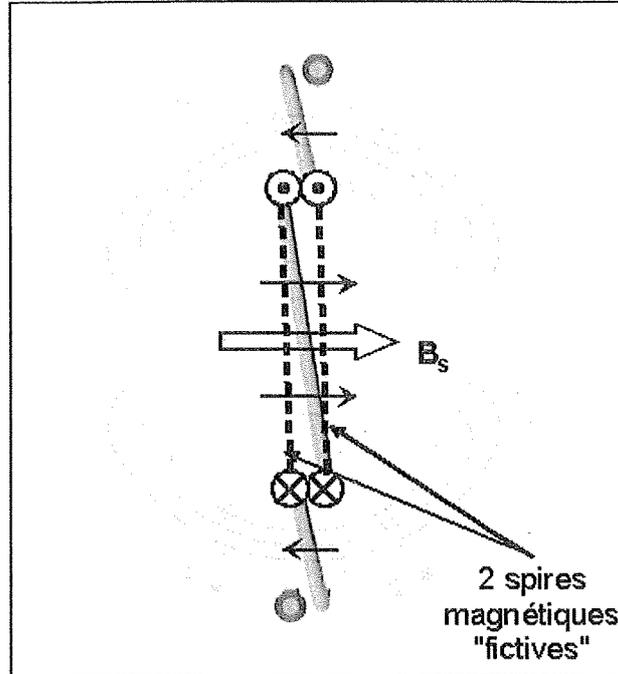


Figure 5: Coupe transversale du stator: lignes de champ (Dessin D. Harribey).

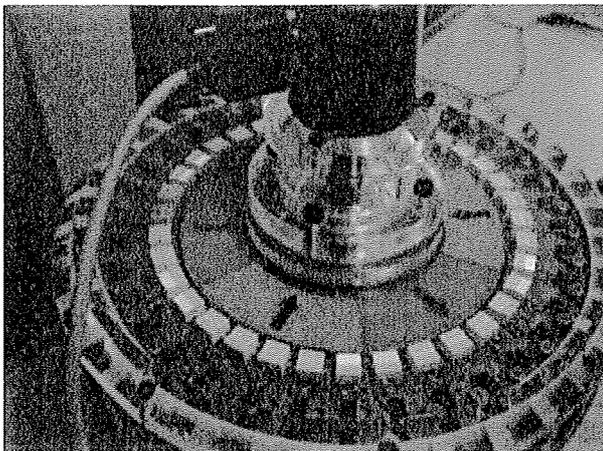


Figure A2.2: Visualisation du champ statorique pulsant (ici, aimantation alignée avec l'axe polaire) (Photo D. Harribey).

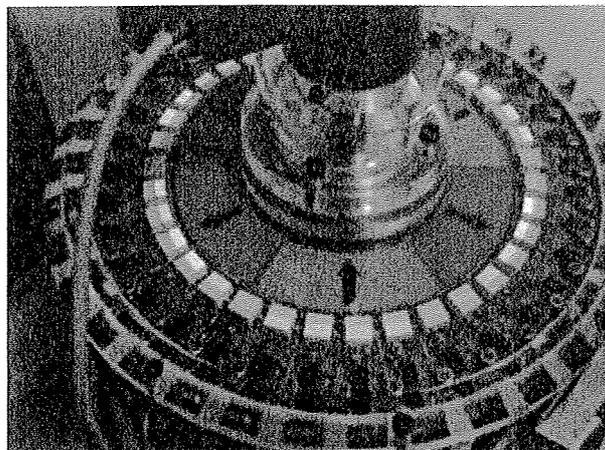
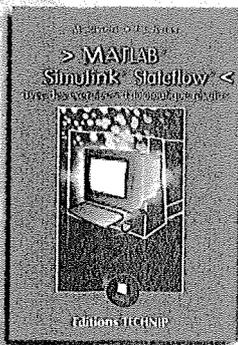


Figure A2.5: Visualisation du champ statorique tournant (ici, aimantation alignée avec l'axe interpolaire) (Photo D. Harribey).

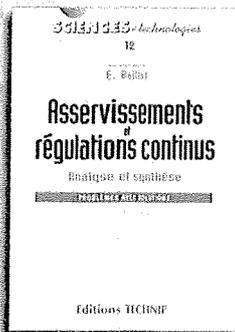


**Nouveauté** **Matlab®, Simulink®, Stateflow®** avec des exercices d'automatique résolus  
Un manuel pratique, en langue française, permettant de tirer le meilleur parti de la puissance de ces trois logiciels. M. Rivoire, J.-L. Ferrier.  
Broché, 320 p. €33,54 / 220 FF

**Systèmes électrotechniques Applications industrielles Problèmes et solutions**

Douze problèmes relevant d'applications industrielles ou d'études avancées concernant le transport, la distribution et le conditionnement de l'énergie électrique. Un ouvrage clair et abondamment illustré. J.-P. Caron, J.-P. Hautier.

Broché, 288 p. €33,54 / 220 FF



**Nouveauté** **Asservissements et régulations continus**

**Analyse et synthèse Problèmes avec solutions**

Des thèmes variés illustrés par des cas réels rencontrés dans l'industrie. 13 problèmes avec corrigés complets couvrent la majorité des sujets rencontrés en examen d'automatique dans les écoles d'ingénieurs. E. Boillot.  
Broché, 216 p. €32,01 / 210 FF

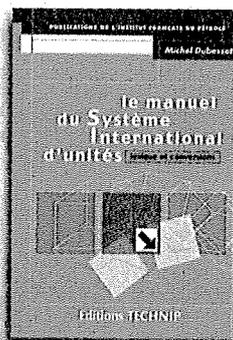
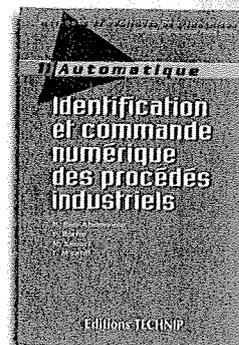
**Nouveauté** **Initiation**

**à la programmation avec Scheme**

Un langage de programmation dont la clarté des concepts et la simplicité de la syntaxe facilitent l'apprentissage, sans sacrifier rigueur ou puissance expressive. L. Bloch. Broché, 240 p. €32,01 / 210 FF

**Nouveauté** **Identification et commande numérique des procédés industriels**

Tous les éléments théoriques et pratiques nécessaires à la mise en œuvre d'une commande numérique à caractère adaptatif. R. Ben Abdennour, P. Borne, M. Ksouri, F. M'sahli. Relié, 256 p. €44,21 290 FF



**Le manuel du système international d'unités Lexique et conversions**

Conversions, règles d'écriture, origine, étymologie; grâce à cet ouvrage, l'utilisateur pourra aisément aborder les manipulations d'unités. M. Dubesset. Broché, 192 p. €21,34 140 FF

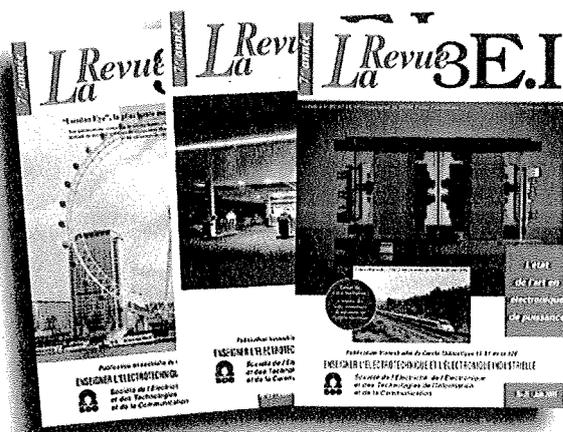
**t Editions TECHNIP**

27, rue Ginoux, 75737 Paris Cedex 15 • Tél. 01 45 78 33 80  
Fax 01 45 75 37 11 • E-mail : info@editionstechnip.com

[www.editionstechnip.com](http://www.editionstechnip.com)

**3EI**  
**Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle**

c'est



- Une revue trimestrielle
- Un site web pour partager l'Enseignement du Génie Electrotechnique : <http://www.lesite3EI.com>

**Thèmes prévus pour l'année 2001 - 2002**

- ☞ L'état de l'art en électronique de puissance - n° 25 (juin 2001)
- ☞ Pratiques pédagogiques et réalités industrielles n° 26 (septembre 2001)
- ☞ Métrologie : Mesure et estimation - n° 27 (décembre 2001)
- ☞ Convertisseurs propres - n° 28 (mars 2002)
- ☞ Convertisseurs embarqués - n° 29 (juin 2002)