

La Revue SEE

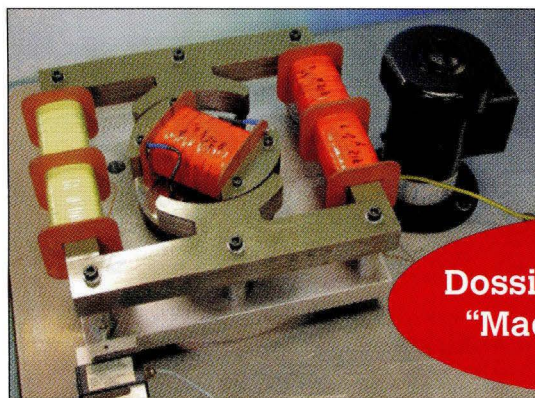


Bloc onduleur triphasé de tensions à IGBT d'ALSTOM, 1 MW, sous 1800 V côté continu alimentant chaque moteur de traction asynchrone de la BB 27000
Dimensions : Long. 67 cm, larg. 55 cm, haut. 19 cm



Crédit photo ALSTOM

**Convertisseurs
propres**



**Dossiers pédagogiques
"Maquette multimag"**

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**

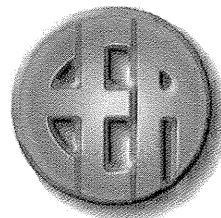
N° 28 - Mars 2002



JOURNEES

3 EI' 2003

Eclairage - Induction



Programme prévisionnel

Induction (1er Jour)

Historique de cette technique

Jacques NUNS – EDF R&D : Alimentation pour fours industriels (structures, perturbations électriques et CEM)

Noël BURAIIS – CEGELY: Les plaques à induction (étude de l'inducteur)

François FOREST – LEM : Présentation d'une application domestique et des contraintes industrielles, Exposé sur la partie convertisseur

Un industriel (CFEI) : traitement de surface

Présentation de maquettes pédagogiques

Alain GUIGNABEL – Schneider – Présentation de la maquette HARMOCEM

Eclairage (2ème Jour)

Jean-Jacques DAMELINCOURT – CPAT: Lumière et environnement visuel.

Jean BASTIE – CNAM : Aspect mesure en éclairage

Georges ZISSIS – CPAT : Etat de l'art dans le domaine des sources de lumière de la lampe à incandescence aux LEDs et O-LEDs en passant par les lampes à décharge.

Olivier NORMAND – EDF R&D : Projet d'éclairage

Association Française de l'Eclairage - AFE :

1 – Ballasts électroniques : technologie et fonctionnement

2 – Lampes à induction

Pierre ALBOU – Valéo : Eclairage et automobile (contraintes industrielles et technologies)

Présentation de TP sur le thème de l'éclairage

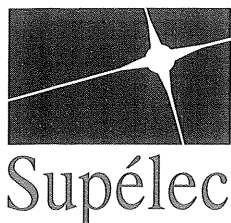
Présentation de maquettes.

20 et 21 Mars 2003

IUFM Créteil – site de Saint-Denis

Les modalités d'inscriptions seront fournies prochainement sur les sites 3EI et SEE

www.lesite3EI.com et www.see.asso.fr



La Revue
3E.I

ENS
C A C H A N





**SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITE, de l'ELECTRONIQUE et des
TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.**
11117, rue Hamelin, PARIS 75 783 CEDEX 16
Tel : 01 56 90 37 00 fax : 01 56 90 37 19

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

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

<p>Edition SEE, 11/17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16</p> <p>Directeur de la publication François AILLERET Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef François BOUCHER</p> <p>Comité de publication Jean BONAL Jean-Claude BOUDENOT Jean-Pierre CARON Gérard DELAVIER Jean FAUCHER Gilles FELD François FOREST Brigitte GRELAUD Jean-Philippe ILARY Michel LAVABRE Marie-Michèle LE BIHAN Pascal LOOS Michel MEUNIER Bernard. MULTON Philippe NEVEU Ovgligio SALA Michel THION</p> <p>Site WEB (lesite3EI.com) Responsable : Philippe LE BRUN</p> <p>Fabrice BAUDOIN Jean-Pierre TAREL Jean-Philippe ILARY</p> <p>Abonnement annuel (4 numéros) Année scolaire 2001/2002, tarifs TTC :</p> <p><u>Individuel :</u> France et CEE.....30 € Pays hors CEE.....40 €</p> <p><u>Collectivités</u> France et CEE.....39 € Pays hors CEE.....49 €</p> <p>Réalisation et impression (1100 ex) Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin</p> <p>Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand</p> <p>Dépôt Légal : mars 2002 Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n°28 Thème : les convertisseurs propres</p> <p>p. 1 Sommaire. p. 2 Editorial p. 3 Publications p.4 Publications du cercle 13-01 de la SEE.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Thème</p> <p>p.5 Utilisation de l'onduleur de tension MLI pour la correction du facteur de puissance. Philippe LADOUX, Michel METZ, LEEI ; ENSEEIHT, TOULOUSE</p> <p>p.16 Sur la consommation « propre » de l'énergie électrique par les matériels roulants ferroviaires : état des lieux et perspectives. Bruno GENDRON, Alain JEUNESSE, SNCF, Direction du Matériel et de la traction.</p> <p>p.32 Réduction du déséquilibre dans la traction électrique. Nouvelles techniques. Dan TELTEU, Damien GRENIER, Francis LABRIQUE , Université Catholique de Louvain, BELGIQUE ; Jean BONAL, professeur associé au CNAM, PARIS.</p> <p>p.44 Gradateurs à découpage pour charges alimentées en alternatif par le réseau Elie LEFEUVRE, Thierry MEYNARD, LEEI, ENSEEIHT, TOULOUSE, Philippe VIAROUGE , LEEPCI, Université de Laval au Québec, CANADA.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Etude , Recherche et Développement</p> <p>p.54 Filtrage numérique et FPGA Juan BRAVO, IUT d'Evry, 91 025 EVRY.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Pratiques Pédagogiques</p> <p>p.59 Du couplage de deux circuits magnétiques aux interactions électromagnétiques élémentaires : la plate-forme de Travaux Pratiques " Multimag " Valérie MONTURET, Dominique HARRIBET, Bertrand NOGAREDE, LEEI, ENSEEIHT, TOULOUSE.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire.</p> <p>p.65 L'ère des thyristors : le thyristor, ses applications en courant monophasé Christian LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Histoire des Sciences</p> <p>p.75 THALES et les origines de la science grecque Jean-Claude BOUDENOT, THALES R & T, 91 404 ORSAY</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Informations : la SEE et Vous, Journées du Club EEA</p> <p>p.81 La SEE et Vous</p> <p>p.82 Synthèse des journées 2002 de la section électrotechnique du Club EEA des 21 et 22 mars 2002 à l'ENS de Cachan : « Energie portable : autonomie et intégration dans l'environnement humain » Bernard MULTON, Hamid BEN AHMED, antenne de Bretagne de l'ENS de CACHAN.</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).

La Revue 3EI, abonnement et vente au numéro

Nous avons choisi, dès sa création, de vendre La Revue 3EI par abonnement ; la publication est trimestrielle, l'abonnement annuel correspond à quatre numéros. Ce choix est le seul permettant d'optimiser le coût de réalisation de notre publication et de la vendre à un tarif très modique.

Régulièrement, nous recevons des demandes de lecteurs souhaitant acquérir un ou plusieurs exemplaires anciens. L'Equipe de publication a décidé (lors de sa dernière réunion du 14 mars 2002) de maintenir la règle de distribution en vigueur depuis l'origine. Au cours de l'année N, seuls les numéros édités au cours de l'année N-2 peuvent être vendus individuellement ; en conséquence, au cours de cette année 2001-2002, les exemplaires les plus récents de La Revue 3EI pouvant être achetés correspondent à l'année d'abonnement 1999-2000, ce qui correspond aux numéros de 1 à 22.

La liste et les tarifs sont publiés en page 4 ainsi que sur le site 3EI (www.lesite3EI.com) et sur celui de la SEE (www.see.asso.fr).

Journées 3EI 2003, " Eclairage et chauffage par induction "

20 et 21 mars 2003, IUFM de l'Académie de Créteil, site de Saint-Denis.

Les journées de l'Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle (Journées 3EI) se dérouleront comme annoncé en décembre, organisées par des professeurs de l'IUFM de Créteil et de Supélec avec la SEE. Le programme prévisionnel est présenté en page II de couverture.

Ces journées s'adressent à tous ceux qui se sentent concernés par l'enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle. Les précédentes journées ont été soutenues par les MAFPEN* permettant ainsi la participation des enseignants des Sections de Techniciens Supérieurs (STS); ces organismes n'existent plus. La formation permanente des professeurs des sections de STS incombe désormais aux seuls IUFM*. Aucun IUFM n'a répondu favorablement à la demande des organisateurs de ces journées pour leur inscription aux plans académiques de formations (PAF).

Aussi, sans prise en charge financière par les organismes officiels, les professeurs de STS désirant participer à ces journées, devront contribuer financièrement aux frais d'organisation. Pour tous les autres les inscriptions seront identiques aux années précédentes (IUT, Ecoles d'Ingénieurs, Universitaires, Industriels)

Les membres de l'équipe d'organisation des Journées 3EI s'efforcent de trouver des soutiens financiers pour que les tarifs proposés soient très raisonnables et supportables par tous. **Les informations seront fournies prochainement sur les sites 3EI et SEE (tarifs et modalités d'inscriptions).**

Le succès de ces journées, mesuré en premier lieu par le nombre d'inscriptions, sera considéré par les organisateurs comme un signe d'encouragement à la poursuite de leur action pour l'avenir, ou bien au contraire, l'incitation à mettre un terme définitif à la réalisation de futures journées 3EI.

La réponse vous appartient peut être.

L'Equipe de Publication de la Revue 3EI

* MAFPEN: Mission Académique à la Formation des Personnels de l'Education Nationale (organisme académique)

* IUFM : Institut de Formation des Maîtres (organisme académique)

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

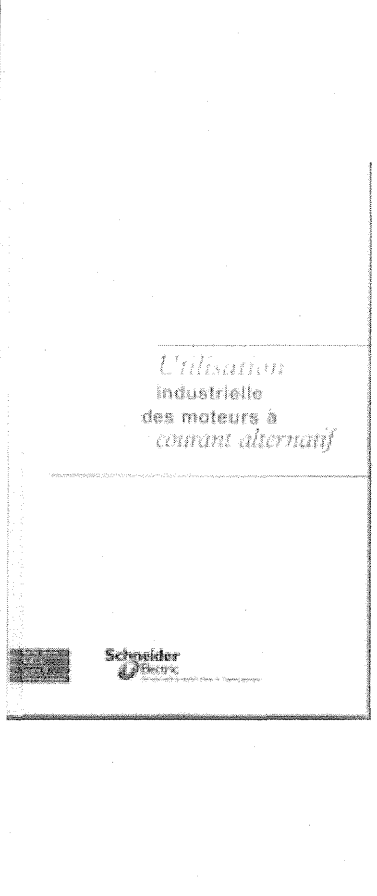
Abonnement individuel :

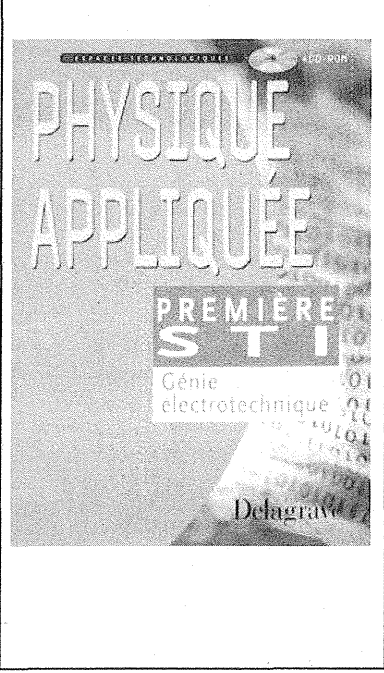
France et Pays de la CEE : 30 €
Pays hors CEE : 40 €

Abonnement collectif souscrit par bon de commande (bibliothèque, CDI, laboratoire, entreprise, etc.)

France et Pays de la CEE : 39 €
Pays hors CEE : 49 €

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

	<p>UTILISATION INDUSTRIELLE DES MOTEURS A COURANT ALTERNATIF</p> <p>Jean BONAL - Ingénieur ESE, docteur ingénieur, professeur associé au conservatoire national des arts et métiers Editions TEC & DOC - 15.5 x 24 - 336 p 69 €</p> <p>Ce livre s'adresse aux électrotechniciens et aux électromécaniciens, ingénieurs ou techniciens de tous horizons : entreprises d'installation et de maintenance électrique, exploitants d'équipements industriels, bureaux d'études en ingénierie électrique et, d'une manière générale, à toutes les personnes impliquées dans l'utilisation des moteurs industriels à courant alternatif. Cet ouvrage complète aussi la documentation pédagogique par un apport de données issues de l'expérience. Aussi sera-t-il consulté avec profit par les enseignants et étudiants des écoles d'ingénieurs, des maîtrises scientifiques, des IUT et des BTS.</p> <p>Il est composé de cinq chapitres abordant successivement :</p> <ul style="list-style-type: none"> - les problèmes liés aux roulements, à l'isolation, aux échauffements, aux bruits générés, aux vibrations; - les critères de choix du moteur sous les aspects techniques et économiques ; - les caractéristiques du moteur asynchrone alimenté par le réseau à tension et fréquence constantes, les problèmes liés aux démarrages à fréquence fixe et l'analyse des origines des défauts internes de ces types de moteurs ; - l'étude du démarrage du moteur synchrone à inducteur bobiné alimenté par le réseau et son accrochage ; - un aperçu des principaux types de variateurs électroniques utilisés pour réaliser des entraînements à vitesse variables avec ce type de moteur.
--	--

	<p>PHYSIQUE APPLIQUEE : première STI Génie Electrotechnique</p> <p>Pascal BOURSIER, Guy GERCHINOVITZ, Professeurs agrégés de physique appliquée Edition DELAGRAVE - 26 x 19 - 288 p</p> <p>En privilégiant l'expérimentation, cet ouvrage destiné à la classe de Première STI Génie Électrotechnique satisfait aux objectifs suivants :</p> <ul style="list-style-type: none"> - l'acquisition et la structuration des connaissances et savoir-faire en physique appliquée, en privilégiant une démarche expérimentale grâce à l'usage d'un dispositif d'EXpérimentation Assistée par Ordinateur (EXAO) et d'un logiciel d'acquisition et de traitement des données ; - l'évaluation des acquis par des activités diverses : tests, mesures, exercices. <p>Il est accompagné d'un cédérom sur lequel l'élève trouvera des ressources et des activités multimédias : résultats d'expériences, exercices, documentations "constructeur", photos, vidéos commentées...</p> <p>Le logiciel Synchronie (EXAO), fourni en version limitée sur ce support, permet d'exploiter les applications.</p>
---	---

Vente des publications du cercle 13-01 de la SEE

Commande à envoyer, accompagnée du règlement, à la
SEE-La Revue 3EI, 17 rue Hamelin 75783 PARIS CEDEX 16

Année 1994-95

- N°1 La machine asynchrone (photocopie)
- N°2 Association machine asynchrone et convertisseur statique
- N°3 La machine synchrone (photocopie)

Année 1995-96

- N°4 Influence des convertisseurs statiques sur les réseaux
- N°5 L'électrothermie
- N°6 Première approche sur les réseaux

Année 1996-97

- N°7 La machine à courant continu
- N°8 La conversion d'énergie
- N°9 Les composants inductifs et capacitifs en électronique de puissance
- N°10 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles.

Année 97-98

- N°11 Le transformateur
- N°12 Les capteurs
- N°13 Le génie électrique dans l'armement
- N°14 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles.

Année 1998-99

- N°15 Les aimants et électroaimants
- N°16 L'automatique en électrotechnique.
- N°17 L'appareillage basse-tension
- N°18 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles.

Année 1999-2000

- N°19 La traction électrique ferroviaire.
- N°20 Energies renouvelables.
- N°21 Moteurs électriques pour applications de grandes séries.
- N°22 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles.

Les prix sont indiqués TTC frais d'envoi compris

CEE Prix au numéro 11 € ; deux numéros 22 € ; trois numéros 27 € ; quatre numéros 36 €
Hors CEE Prix au numéro 13 € ; deux numéros 26 € ; trois numéros 32 € ; quatre numéros 43 €

Année 2000-2001

- N°23 Les automatismes industriels.
- N°24 L'éclairage.
- N°25 L'état de l'art en électronique de puissance.
- N°26 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles.

Ces derniers numéros ne peuvent être vendus séparément.

CEE Prix des quatre numéros 36 € ; Hors CEE Prix des quatre numéros 43 €

La série complète de 26 numéros est en vente au tarif de 228 € avec copie du numéro "0"

Recueils des journées 3EI

- 3EI'99 : Contrôle et commande des systèmes électrotechniques
30€ TTC frais d'envoi compris (35€ pays hors CEE)
- 3EI'97 : Convertisseurs statiques
30€ TTC frais d'envoi compris (35€ pays hors CEE)
- 3EI'95 : Machine synchrone
30€ TTC frais d'envoi compris (35€ pays hors CEE)

Tarifs au 1^{er} décembre 2001

UTILISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION MLI POUR LA CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE

Philippe LADOUX, Michel METZ

Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle
Unité Mixte de Recherche INPT-ENSEEIH / CNRS
BP7122 - 2, rue Camichel - 31071 Toulouse cedex 7

Introduction

La correction active du facteur de puissance est aujourd'hui de plus en plus répandue. Les normes en matière de pollution harmonique devenant de plus en plus restrictives, les redresseurs à absorption sinusoïdale, compensateurs statiques de puissance réactive et filtres actifs font leur apparition sur le marché industriel. Au delà de quelques kW ces fonctions sont généralement réalisées autour d'un onduleur de tension MLI.

Pour bien saisir la problématique de la correction active du facteur de puissance, il faut noter que le fonctionnement de l'onduleur MLI pour une telle application est très particulier, dans la mesure où il fonctionne à puissance active nulle, et n'échange donc que du réactif avec son environnement.

Ainsi les schémas présentés pour ce type d'application (compensation de puissance réactive ou filtrage actif), ne font apparaître pour la source du bus continu qu'un simple condensateur: le fait de contrôler sa tension pour qu'elle reste dans une fourchette déterminée, signifie bien que l'on est dans un fonctionnement à puissance active nulle. On peut préciser en outre que pour des applications de type filtrage actif, il faut pouvoir «créer» des courants présentant des sauts (donc des di/dt élevés), ce qui nécessite des performances en terme de bande passante très supérieures à celles exigées par un fonctionnement plus classique de l'onduleur MLI. Cela se répercute notamment sur le niveau de tension du bus continu et sur le choix de semi-conducteurs permettant une fréquence de commutation élevée.

Depuis quelques années, les formations des ingénieurs ENSEEIHT et des enseignants des Lycées Techniques et Professionnels de l'IUFM de Toulouse intègrent cette problématique et les enseignements dispensés par les auteurs s'appuient sur les résultats de travaux de recherche qui ont été conduits au LEEI de Toulouse. Cet article, essentiellement à caractère pédagogique, présente dans une 1^{ère} partie, les propriétés de l'onduleur de tension MLI et montre, dans une 2^{ème} partie, comment il est possible grâce à une commande particulière de réaliser la correction du facteur de puissance. Les principes de commande présentés ici font appel à un contrôle sur les grandeurs instantanées; les commandes basées sur les transformations de Concordia, de Park ou sur des

analyses de type FFT ont été volontairement laissées de côté.

1^{ère} partie. Propriétés de l'onduleur MLI.

1.1. Principe de la modulation. On considère un bras d'onduleur constitué de deux interrupteurs k_1 et k_2 . La tension $v_{IM}(t)$ est composée de créneaux $+E/2$, $-E/2$ dont les durées respectives sont égales ($\alpha=1/2$) si la commande n'est pas modulée (Fig. 1).

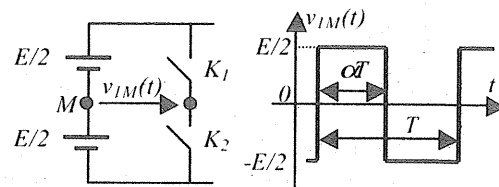


Figure 1 : bras d'onduleur non modulé

La fréquence f du fondamental de la tension $v_{IM}(t)$ est alors égale à la fréquence de découpage f_d . La relation $f = f_d$ est caractéristique d'un onduleur non modulé. On peut constater que la valeur moyenne de $v_{IM}(t)$ est nulle sur un horizon égal à la période de découpage T_d .

Par contre, dans le cas d'un onduleur modulé cette valeur moyenne est toujours nulle mais sur un horizon supérieur à T_d , ce qui signifie que l'on fait apparaître des fréquences inférieures à f_d dont notamment la fréquence du fondamental f . On a alors: $f < f_d$, relation caractéristique de onduleurs modulés.

Une des façons très classiques d'obtenir ce résultat (Fig. 2) consiste à définir la commande des interrupteurs à partir de l'intersection d'une dent de scie v_{tri} à la fréquence f_d avec un signal v_{ref} à la fréquence f suivant la loi :

$$\begin{aligned} v_{ref} > v_{tri} &\Rightarrow v_{IM} = E/2 \\ v_{ref} < v_{tri} &\Rightarrow v_{IM} = -E/2 \end{aligned}$$

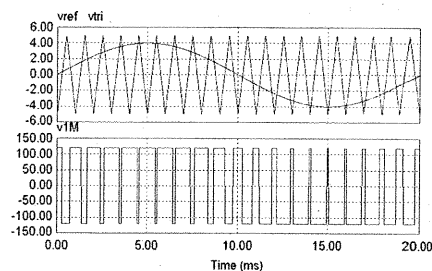


Figure 2 : Modulation de Largeur d'Impulsion

Les signaux v_{tri} et v_{ref} portent respectivement le nom de porteuse et de modulante.

Ce type de modulation fait clairement apparaître sur la tension v_{IM} une Modulation de Largeur d'Impulsion d'où le nom de MLI (ou PWM en anglais : Pulse Width Modulation). De plus, si le signal v_{ref} est sinusoïdal, la modulation est dite sinusoïdale.

Si l'on applique la FFT à la tension v_{IM} , on obtient le spectre de la figure 3 qui fait apparaître un fondamental à la fréquence f du signal v_{ref} et des harmoniques constitués de groupes de raies à des fréquences centrées sur les multiples de la fréquence f_d du signal v_{tri} .

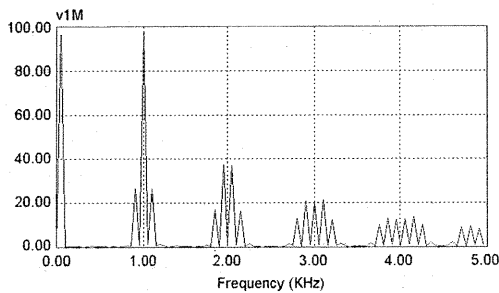


Figure 3 : spectre d'une MLI sinusoïdale.

I.2. Equations fondamentales.

Pour établir ces équations on étudie les différentes grandeurs sur un horizon de l'ordre de la période de découpage T_d (Fig 4), en prenant comme hypothèse que le signal v_{ref} reste constant sur cet horizon.

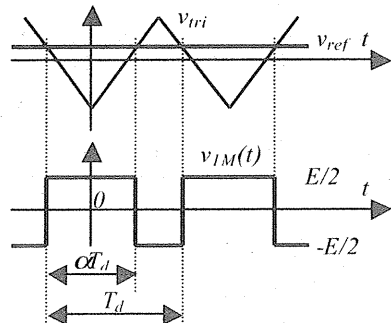


Figure 4 : onduleur MLI avec signal v_{ref} constant sur une période de découpage.

La tension v_{IM} est une fonction paire ce qui permet, en choisissant un axe de symétrie comme axe des ordonnées, de simplifier la décomposition en série de Fourier de cette tension en une suite composée uniquement de cosinus. On a alors :

$$v_{IM} = A_{01} + \sum_{n=1}^{\infty} A_{n1} \cos n \omega_d t \quad \text{avec :}$$

$$A_{01} = \frac{E}{2} (2\alpha - 1) \quad (1)$$

$$A_{n1} = \frac{4}{T} \int_0^{\alpha T_d / 2} \frac{E}{2} \cos n \omega_d t dt + \frac{4}{T} \int_{\alpha T_d / 2}^{\alpha T_d} \left(\frac{-E}{2} \right) \cos n \omega_d t dt$$

$$\text{soit : } A_{n1} = \frac{2E}{n\pi} \sin n \alpha \pi \quad (2)$$

comme on a : $\alpha = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{ref}}{\hat{V}_{tri}} \right)$, il vient alors :

$$v_{IM} = \frac{v_{ref} E}{\hat{V}_{tri} 2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{n\pi} \sin \left[n \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{v_{ref}}{\hat{V}_{tri}} \right) \right] \cos n \omega_d t \quad (3)$$

I.3. Modulation sinusoïdale. Modèle moyen.

On choisit un signal v_{ref} sinusoïdal d'amplitude crête \hat{V}_{ref} et de pulsation ω :

$$v_{ref} = \hat{V}_{ref} \sin \omega t$$

Fondamental de v_{IM} :

Le terme A_{01} a été déterminé en calculant la valeur moyenne sur un horizon égal à T_d et en supposant le signal v_{ref} constant. Bien que ce signal ne soit maintenant plus constant, il est toujours possible de calculer cette valeur moyenne sur un horizon égal à T_d : elle reste égale à $\frac{E}{2} (2\alpha - 1)$ mais avec α changeant à chaque période. A_{01} prend alors une succession de valeurs discrètes et correspond à ce que l'on appelle la « valeur moyenne instantanée » de la grandeur considérée v_{IM} .

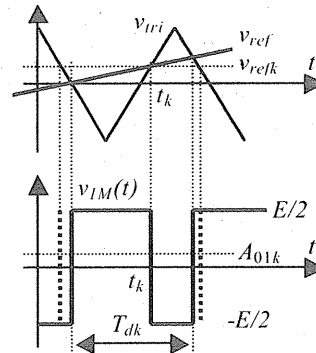


Figure 5 : onduleur MLI avec signal v_{ref} non constant sur une période de découpage.

Si on reprend le schéma de la figure 4 avec v_{ref} non constant, on obtient le schéma de la figure 5. Aux intersections de v_{ref} et de v_{tri} correspond la tension v_{IM} en trait plein. Pour trouver une approximation de sa valeur moyenne A_{01k} sur la période considérée T_{dk} , on peut chercher celle correspondant à une valeur de v_{ref} constante et égale par exemple à v_{refk} (en pointillé), valeur de v_{ref} à l'instant t_k où v_{ref} et v_{tri} se coupent à l'intérieur de la période T_{dk} . La tension v_{IM} se modifie alors (traits pointillés verticaux) et sa valeur moyenne s'écrit simplement : $\frac{v_{refk} E}{\hat{V}_{tri} 2}$.

Or il est visible que les rapports cycliques de v_{IM} (traits pleins) et de v_{IM} modifiée (traits pointillés)

sont identiques. Il en est évidemment de même pour les valeurs moyennes. On peut alors écrire :

$$A_{01k} = \frac{v_{refk}}{\hat{V}_{tri}} \frac{E}{2}$$

Ainsi, A_{01} est une discrétisation du signal $\frac{v_{ref}}{\hat{V}_{tri}} \frac{E}{2}$

Ce signal issu (et proche) de la valeur moyenne instantanée A_{01} est appelé **modèle moyen** (Fig. 6).

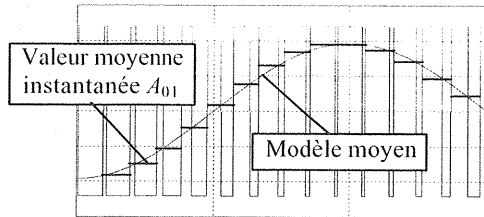


Figure 6 : modèle moyen et valeur moyenne instantanée.

En plus de ce modèle moyen, A_{01} fait apparaître, à cause des « marches d'escalier » dues à la discrétisation, des harmoniques haute fréquence d'amplitude d'autant plus faible que v_{ref} varie peu pendant une période T_d , ce qui se produit notamment lorsque le rapport des pulsations ω_d et ω est élevé.

Remarque. Il est important de noter par ailleurs qu'aucune hypothèse n'a été formulée sur le signal v_{ref} , ce qui signifie en particulier qu'il peut contenir des termes continus et/ou des harmoniques basse fréquence.

Ce modèle moyen constitue en fait un outil général très puissant pour l'étude des convertisseurs et de leur commande. Nous verrons plus loin une validation expérimentale de ce modèle moyen.

Dans le cas où la modulation est sinusoïdale, ce

modèle moyen devient $\frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{tri}} \frac{E}{2} \sin \omega t$ et s'identifie au fondamental v_{IMf} de v_{IM} :

$$A_{01} \approx v_{IMf} = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{tri}} \frac{E}{2} \sin \omega t = m_a \frac{E}{2} \sin \omega t \quad (4)$$

Le terme m_a , rapport des valeurs crêtes de v_{ref} et v_{tri} s'appelle « profondeur de modulation ».

Harmoniques : en utilisant la profondeur de modulation m_a , les harmoniques s'écrivent :

$$A_{n1} \cos n \omega_d t = \frac{2E}{n\pi} \sin \left[n \frac{\pi}{2} (1 + m_a \sin \omega t) \right] \cos n \omega_d t$$

Le calcul de ces harmoniques est complexe et fait appel aux fonctions de Bessel de 1^{ère} espèce. Il est par contre assez facile de justifier les ensembles de raies de la figure 3. Pour cela il faut envisager 2 cas suivant que n est pair ou impair.

- n est impair : $n = 2k + 1$. On a alors :

$$\sin \left[n \frac{\pi}{2} + n \frac{\pi}{2} m_a \sin \omega t \right] = \pm \cos \left[n \frac{\pi}{2} m_a \sin \omega t \right]$$

si on effectue un développement en série, on obtient toutes les puissances paires de $\sin \omega t$ qui, une fois linéarisées, donnent tous les multiples pairs de l'angle ωt et donc les pulsations : $0, 2\omega, 4\omega, \dots, 2p\omega, \dots$

En multipliant alors toutes ces fonctions trigonométriques par le terme $\cos n \omega_d t$, on fait apparaître la somme et la différence des pulsations soit :

$$(2k+1)\omega_d \pm 2p\omega \quad (5)$$

- n est pair : $n = 2k$.

Un raisonnement analogue montre que l'on obtient les pulsations :

$$2k\omega_d \pm (2p+1)\omega \quad (6)$$

Ainsi, conformément au spectre de la figure 3, on obtient bien des ensembles de raies centrées sur les multiples de la fréquence de découpage.

I.4. Onduleur en pont monophasé.

Ce type d'onduleur est constitué de deux bras identiques (Fig. 7).

La tension onduleur qui est la tension composée v_{ond} s'écrit évidemment : $v_{ond} = v_{1M} - v_{2M}$.

Suivant la commande des interrupteurs, cette tension v_{ond} peut présenter différentes formes et différents spectres.

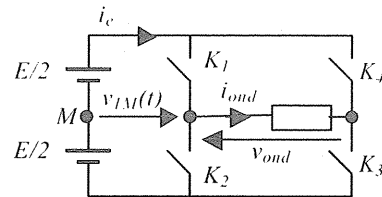


Figure 7 : onduleur en pont monophasé.

I.4.1. Modulation bipolaire +E, -E.

Les interrupteurs d'une même diagonale sont commandés de façon identique. On obtient alors les formes d'ondes de la figure 8a. La tension v_{ond} ne diffère de la tension v_{1M} que par une amplitude double : E au lieu de $E/2$. On trouve alors :

$$v_{ondf} = m_a E \sin \omega t$$

$$A_n = \frac{4E}{n\pi} \sin n \omega t$$

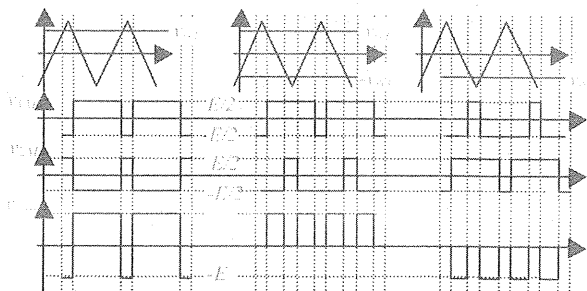


Figure 8a Figure 8b Figure 8c
Formes d'onde en modulation bipolaire et unipolaire.

I.4.2. Modulation unipolaire +E, 0, -E.

Si les commandes des interrupteurs d'une même diagonale ne sont plus identiques, la tension v_{ond} fait apparaître des 0. Plusieurs types de commande sont possibles pour obtenir ce résultat. Par exemple, dans le cas des onduleurs triphasés, on a de façon naturelle ce type de modulation. En monophasé, il existe un type de modulation particulièrement intéressant qui consiste à entrelacer symétriquement les deux bras : il suffit pour cela de commander les interrupteurs de telle façon que la tension v_{2M} soit décalée d'une demi-période de découpage soit $T_d/2$ par rapport à v_{1M} . Cela apparaît sur les figures 8b ($v_{ref} > 0, \alpha > 1$) et 8c ($v_{ref} < 0, \alpha < 1$).

Si l'on compare les tensions v_{1M} et v_{2M} des figures 8a et 8b, il est visible que les valeurs moyennes instantanées ne sont pas modifiées (pour un même α).

Cela signifie que les deux types de modulation conduisent au même terme fondamental soit :

$$v_{ondf} = m_a E \sin \omega t$$

Par ailleurs, en raison de la symétrie, la tension v_{ond} fait apparaître une fréquence double soit $2f_d$: il ne reste donc dans le spectre de v_{ond} que les ensembles de raies centrées sur les multiples pairs de f_d ; les autres sont nuls.

La loi de commande permettant cela s'écrit simplement :

$$\begin{aligned} v_{ref} > v_{Tri} &\Rightarrow v_{1M} = E/2 & -v_{ref} > v_{Tri} &\Rightarrow v_{2M} = E/2 \\ v_{ref} < v_{Tri} &\Rightarrow v_{1M} = -E/2 & -v_{ref} < v_{Tri} &\Rightarrow v_{2M} = -E/2 \end{aligned}$$

il suffit donc de changer v_{ref} en $-v_{ref}$ pour obtenir la commande du 2^{ème} bras.

Pour voir comment sont modifiés les harmoniques non nuls, il suffit de remarquer sur les figures 8b ou 8c que la tension v_{2M} s'écrit comme v_{1M} à condition de changer α en $1 - \alpha$

Repartant alors de l'expression générale obtenue précédemment, on a :

$$\begin{aligned} A_{n1} &= \frac{2E}{n\pi} \sin n\alpha\pi \\ A_{n2} &= \frac{2E}{n\pi} \sin n(1-\alpha)\pi = \frac{2E}{n\pi} \sin [n\pi - n\alpha\pi] \end{aligned}$$

comme les termes A_{n1} et A_{n2} sont multipliés par la même fonction trigonométrique $\cos n\omega_d t$, le terme

A_n de la tension v_{ond} s'écrit algébriquement :

$$A_n = A_{n1} - A_{n2}. \text{ Ainsi :}$$

$$\text{si } n \text{ est pair : } A_{n2} = -A_{n1} \Rightarrow A_n = \frac{4E}{n\pi} \sin n\alpha\pi$$

$$\text{si } n \text{ est impair : } A_{n2} = A_{n1} \Rightarrow A_n = 0$$

On retrouve la propriété d'annulation des ensembles de raies centrées sur les multiples impairs de f_d .

Par ailleurs on voit que les ensembles de raies centrées sur les multiples pairs de f_d , sont inchangés par rapport à celles obtenues pour la modulation bipolaire. Ces propriétés apparaissent sur la figure 9 (bipolaire) et 10 (unipolaire).

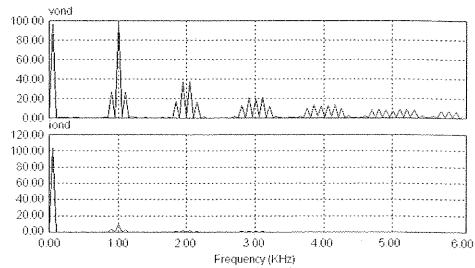


Figure 9 : spectre de la tension et du courant de sortie en modulation bipolaire.

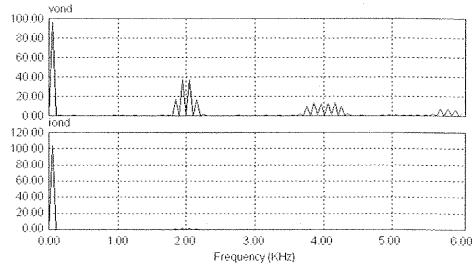


Figure 10 : spectre de la tension et du courant de sortie en modulation unipolaire.

Remarque. Pour la loi de commande du 2^{ème} bras, nous avons écrit : $-v_{ref} > v_{Tri} \Rightarrow v_{2M} = E/2$.

L'inversion de v_{ref} revient en fait à l'avoir déphasée de π à l'échelle de sa fréquence f , ou encore de $2\pi/2$. Par extension pour un onduleur triphasé comprenant trois bras, on utilisera trois tensions de référence déphasées de $2\pi/3$ à l'échelle de la basse fréquence f .

Reprenant maintenant le 1^{er} membre de la relation $-v_{ref} > v_{Tri}$, on peut l'écrire de façon identique sous la forme : $v_{ref} < v_{Tri}$. Sur le plan de la commande, cela signifie que l'on modifie le signal v_{Tri} en le déphasant de $2\pi/2$ à l'échelle de sa fréquence, soit f_d . Si on étend cette procédure, on est amené à considérer m signaux identiques à v_{Tri} déphasés de $2\pi/m$ à l'échelle de la fréquence de découpage. C'est ainsi que l'on obtient les commandes des onduleurs multi-niveaux.

I.4.3. Formes d'ondes et spectres des courants.

On se place dans le cas d'une charge RL.

I.4.3.1. Courant de sortie i_{ond} .

La tension v_{ond} peut être décomposée en son fondamental v_{ondf} et l'ensemble de ses harmoniques v_{ondh} :

$$v_{ond} = v_{ondf} + v_{ondh}$$

Le principe de superposition permet de décomposer le courant de sortie i_{ond} de la même façon :

$$i_{ond} = i_{ondf} + i_{ondh}$$

Or la charge RL constituant un filtre passe-bas pour le courant, ses harmoniques sont en général très atténués et ne constituent plus qu'une ondulation résiduelle (à peu près triangulaire) autour de son fondamental.

C'est ce qui apparaît sur la figure 11 pour une modulation bipolaire. On a tracé simultanément le courant i_{ond} et le courant i_{moy} traversant la même charge RL lorsqu'elle est soumise au modèle moyen de la tension onduleur v_{moy} : la superposition remarquable de ces deux courbes montre bien que le courant issu du modèle moyen s'identifie au fondamental du courant i_{ond} .

Ainsi, si l'on rapproche les deux propositions :

$$v_{ondf} \Rightarrow i_{ondf} \text{ (par principe)}$$

modèle moyen de $v_{ond} \Rightarrow i_{ondf}$

on peut en déduire que

$$\text{modèle moyen de } v_{ond} = v_{moy} \equiv v_{ondf}$$

Ceci constitue une validation « expérimentale » du modèle moyen de l'onduleur.

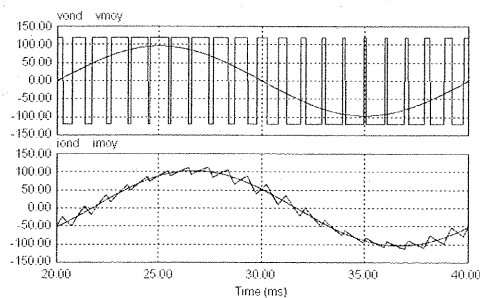


Figure 11 : tension et courant de sortie et modèles moyens en modulation bipolaire.

La figure 12 montre les mêmes signaux avec les mêmes valeurs de paramètres dans le cas d'une modulation unipolaire. Les ondulations de courant sont alors environ 4 fois plus faibles que pour la modulation bipolaire : le 1^{er} groupe d'harmoniques de la tension est centré sur une fréquence double et leur amplitude est globalement 2 fois plus faible.

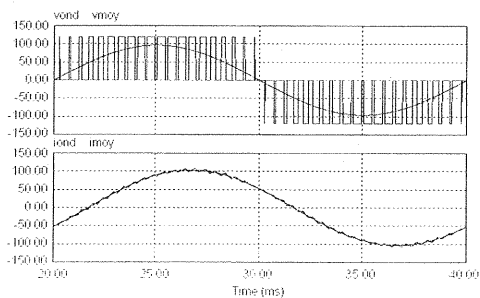


Figure 12 : tension et courant de sortie et modèles moyens en modulation unipolaire.

Le spectre du courant i_{ond} est représenté sur les figures 9 (bipolaire) et 10 (unipolaire).

4.3.2. Courant d'entrée i_e . Comme l'onduleur n'est constitué que par des interrupteurs, il ne comporte pas d'éléments de stockage d'énergie (les capacités et inductances parasites des interrupteurs et de leur câblage sont ici négligées). Supposant en outre qu'il n'est l'objet d'aucune perte, il y a égalité de la puissance instantanée en entrée et en sortie de l'onduleur :

$$E \cdot i_e = v_{ond} \cdot i_{ond}, \text{ ce qui donne :}$$

$$i_e = \frac{v_{ond}}{E} i_{ond} \quad (7)$$

Or le rapport v_{ond}/E ne prend que les valeurs +1, -1 pour la modulation bipolaire et +1, 0, -1 pour la modulation unipolaire. Le courant d'entrée i_e correspond donc à un découpage du courant de sortie i_{ond} , synchronisé sur la tension v_{ond} . Ceci apparaît sur les figures 13 (bipolaire) et 14 (unipolaire). Il apparaît également que la forme d'onde de ce courant se reproduit avec une période égale à $T/2$.

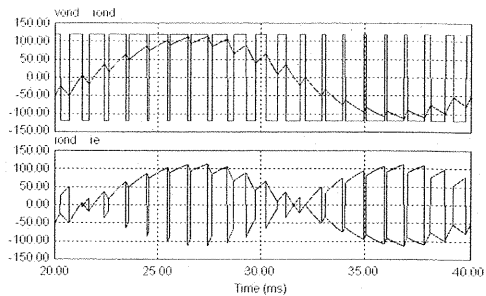


Figure 13 : courant d'entrée en modulation bipolaire. Découpage du courant de sortie synchronisé sur la tension de sortie.

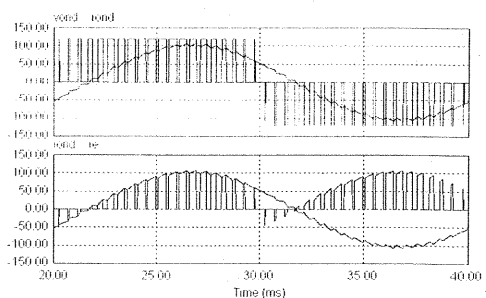


Figure 14 : courant d'entrée en modulation unipolaire. Découpage du courant de sortie synchronisé sur la tension de sortie.

Pour déterminer sa composition harmonique, la propriété de conservation de la puissance instantanée est encore utilisée. On écrit alors pour chaque grandeur qu'elle est la somme de termes basse fréquence et de termes haute fréquence à l'exception de la tension E que l'on considère comme constante :

$$E \cdot (i_{eBF} + i_{eHF}) = (v_{ondBF} + v_{ondHF}) (i_{ondBF} + i_{ondHF})$$

le 2^{ème} membre se décompose en 4 termes :

$$v_{ondBF} \cdot i_{ondBF} + v_{ondBF} \cdot i_{ondHF} + v_{ondHF} \cdot i_{ondBF} + v_{ondHF} \cdot i_{ondHF}$$

Dans le produit de fonctions trigonométriques les pulsations présentes s'ajoutent ou se retranchent. Il en résulte que seul le produit de 2 harmoniques basse fréquence peuvent conduire à un terme basse fréquence c'est le cas du 1^{er} terme, les trois autres correspondant à de la haute fréquence.

- terme basse fréquence

les grandeurs v_{ondBF} et i_{ondBF} s'identifient à leurs fondamentaux. Appelant V et I leur valeur efficace et φ leur déphasage, il vient :

$$E.i_{eBF} = V\sqrt{2} \sin \omega t . I\sqrt{2} \sin (\omega t - \varphi)$$

$$E.i_{eBF} = VI \cos \varphi - VI \sin (2\omega t - \varphi)$$

$$i_{eBF} = \frac{VI}{E} \cos \varphi - \frac{VI}{E} \sin (2\omega t - \varphi) \quad (8)$$

Le 1^{er} terme qui est constant correspond à la puissance active fournie par l'onduleur. Le 2^{ème} terme correspond à un terme fluctuant à la fréquence $2f$, qui a été mise en évidence lors de l'étude de la forme d'onde de ce courant. Dans beaucoup d'applications ce terme devra être filtré (pour ne pas laisser « remonter » des harmoniques de courant vers la source). On utilisera pour cela soit un filtre passe bas soit un filtre sélectif : dans tous les cas, ce sera un filtre lourd et coûteux parce que devant fonctionner en basse fréquence. Il faut noter par contre qu'en triphasé ce terme en $2f$ disparaît.

- Termes haute fréquence

$$E.i_{eHF} = v_{ondBF} . i_{ondHF} + v_{ondHF} . i_{ondBF} + v_{ondHF} . i_{ondHF}$$

Pour simplifier cette relation, il faut considérer que les harmoniques du courant de sortie i_{ondHF} , sont très atténués par la charge RL (cf. Fig. 9 et 10). Ainsi on utilise l'approximation qui consiste à ne garder du courant i_{ond} que sa composante basse fréquence. On a alors :

$$E.i_{eHF} \cong v_{ondHF} . I\sqrt{2} \sin (\omega t - \varphi) \text{ soit :}$$

$$i_{eHF} \cong \frac{v_{ondHF}}{E} . I\sqrt{2} \sin (\omega t - \varphi) \quad (9)$$

Aux pulsations des harmoniques de v_{ond} (§3), il faut donc ajouter $\pm \omega$.

On obtint alors des raies voisines de celles de v_{ondHF} dont les pulsations sont :

$$(2k+1)\omega_d \pm (2p+1)\omega \text{ ou } 2k\omega_d \pm 2p\omega$$

ainsi on peut considérer que le spectre de i_{eHF} ressemble à celui de v_{ondHF} .

Tous ces résultats apparaissent sur les figures 14 (bipolaire) et 15 (unipolaire).

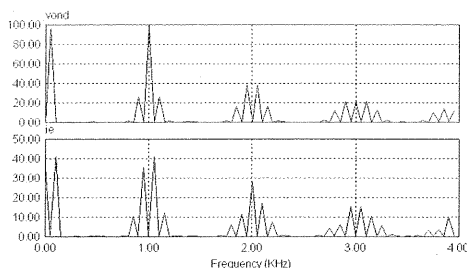


Figure 14 : spectres de la tension de sortie et du courant d'entrée en modulation bipolaire.

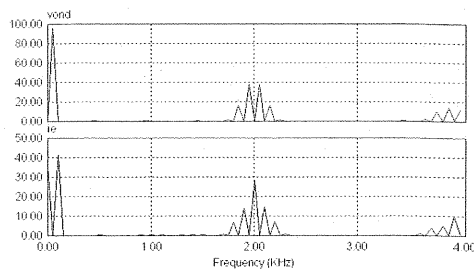


Figure 15 : spectres de la tension de sortie et du courant d'entrée en modulation unipolaire.

On constate bien pour le courant i_e la présence de termes basse fréquence identiques pour les 2 types de modulation : le terme constant et le terme fluctuant à la fréquence $2f$. On constate aussi que les raies de ce courant sont décalées de $\pm \omega$ par rapport à celles de la tension v_{ond} . Enfin, on voit que les ensembles d'harmoniques centrés sur les multiples impairs de la fréquence de découpage s'annulent dans le cas de la modulation unipolaire.

2^{ème} partie. Onduleur MLI et correction du facteur de puissance

II.1. Raccordement d'un onduleur de tension sur un réseau alternatif.

Considérons dans un premier temps un onduleur monophasé à point milieu (Fig. 16). Du point de vue des bornes de sortie, l'onduleur de tension se comporte comme une source de tension bidirectionnelle en tension et réversible en courant. Le raccordement de l'onduleur de tension sur un réseau alternatif supposé infiniment puissant, (impédance interne nulle) doit donc se faire par l'intermédiaire d'une inductance qui se comporte comme un filtre passe bas et limite l'ondulation de courant à la fréquence de commutation. Si la fréquence de commutation est très grande devant la fréquence du réseau, l'ondulation de courant maximale est donnée par la relation suivante :

$$\Delta I_{\max} = \frac{E}{4f_d L}$$

Pour contrôler l'échange d'énergie à l'échelle des basses fréquences, il faut que l'onde fondamentale de tension délivrée par l'onduleur ait une fréquence égale à la fréquence du réseau. L'amplitude et la phase du courant peuvent ensuite être réglées par l'intermédiaire d'une boucle de régulation incluant un correcteur Proportionnel Intégral.

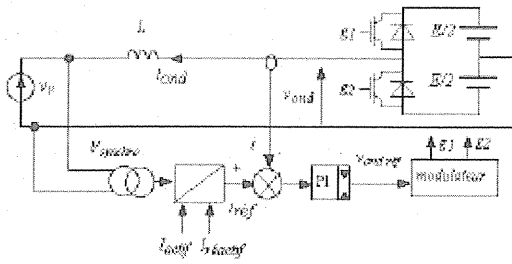


Figure 16 : principe de raccordement d'un onduleur de tension sur un réseau alternatif.

La consigne de courant est élaborée à partir de la mesure de la tension délivrée par le réseau. Elle peut comporter une composante active et une composante réactive réglable indépendamment l'une de l'autre (fig. 17).

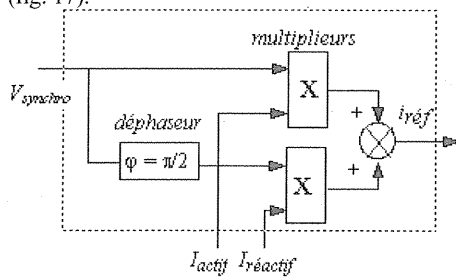


Figure 17 : Elaboration de la consigne courant à partir de la tension réseau.

A la fréquence du réseau, le tracé du diagramme de fresnel permet de déterminer la valeur efficace du fondamental de la tension délivrée par l'onduleur V_{ond} . Ce diagramme est analogue à celui du modèle de Behn Eschenburg de la machine synchrone, la boucle de courant permet d'imposer n'importe quel point de fonctionnement à l'intérieur des cercles limites de la figure 18.

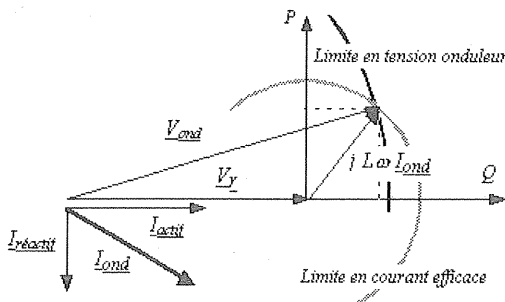


Figure 18 : Diagramme de Fresnel à la fréquence fondamentale.

Les puissances active et réactive (P, Q) échangées avec le réseau peuvent être positives ou négatives. La structure peut donc fonctionner en onduleur ou en redresseur selon le signe de I_{ctif} , elle peut aussi fournir ou absorber de la puissance réactive selon le signe de $I_{réactif}$.

La valeur efficace maximale du courant étant généralement fixée par les pertes dans les semi-

conducteurs, pour obtenir le point de fonctionnement à puissance réactive maximale, il faut donc que l'onduleur soit capable de délivrer une tension dont la composante fondamentale a pour valeur efficace :

$$V_{ond} = V_r + L\omega I_{ond \max} \quad (10)$$

A partir de là, il est possible de calculer la tension du bus continu nécessaire au fonctionnement de l'onduleur puisque V_{ond} est fonction de la tension du bus continu et de la profondeur de modulation :

$$E = V_{ond} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{m_{a \max}} \quad (11)$$

Du point de vue industriel, ce sont les structures triphasées qui sont les plus utilisées. Les principes décrits ci-dessus restent valables dans le cas d'un onduleur triphasé (Fig. 19). A la fréquence fondamentale, le modèle équivalent par phase permet d'obtenir un diagramme de Fresnel identique à celui présenté à la figure 18. Les relations (10) et (11) restent elles aussi valables. Toutefois, dans la mesure où le point neutre du réseau n'est pas relié à l'onduleur, il n'est nécessaire de contrôler que deux courants de sorties de l'onduleur, le troisième courant étant naturellement fixé puisque la somme des trois courants est forcément nulle. Le signal modulant de la troisième phase (v_{3Mref}) est calculé à partir des signaux délivrés par les deux correcteurs PI. Les inductances de lissage des courants seront calculées pour obtenir une ondulation de courant de l'ordre de 5 à 10 % du courant nominal.

Dans le cas d'un onduleur triphasé, l'ondulation de courant peut être approchée par la relation suivante :

$$\Delta I_{\max} = \frac{E}{6 f_d L} \quad (12)$$

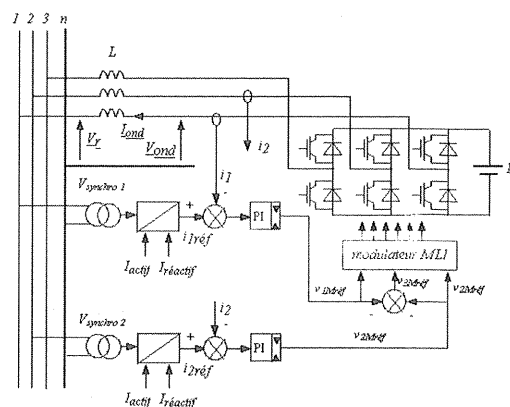


Figure 19 : Raccordement d'un onduleur triphasé sur un réseau.

Le calcul des paramètres des correcteurs PI s'effectue en considérant pour chaque phase le schéma bloc simplifié de la figure 20. L'ensemble onduleur/modulateur peut être considéré comme un gain pur (K_{ond}). Les gains proportionnel et intégral sont calculés pour que la boucle de courant ait une bande passante au maximum égale à la moitié de la fréquence de commutation des interrupteurs et une marge de phase de 60°.

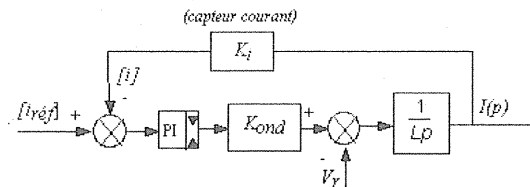


Figure 20 : Schéma bloc pour le calcul des éléments du correcteur PI.

II.2. Redresseur MLI pour l'alimentation de charge continu.

La structure présentée à la figure 19 peut être utilisée pour alimenter sous tension continue une charge résistive (Fig. 21). Dans ce cas, la puissance active transite obligatoirement de l'alternatif vers le continu. La commande MLI des interrupteurs permet d'obtenir des courants sinusoïdaux côté réseau, on parle alors de redresseur à absorption sinusoïdale de courant. Le déphasage entre tension et courant peut être réglé par l'intermédiaire des boucles de régulation et c'est le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire qui est généralement choisi ($I_{réactif} = 0$). Par rapport aux redresseurs classiques à diodes ou thyristors, le facteur de puissance obtenu est quasi unitaire (0,98 à 0,99).

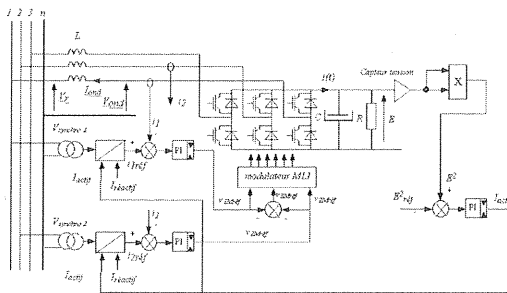


Figure 21 : Redresseur MLI sur charge passive.

En fonctionnement redresseur MLI, la tension du bus continu n'est plus imposée par une source de tension constante. Toutefois, l'amplitude des courants réseau ne peut pas être réglée indépendamment de la charge connectée sur le bus continu. En effet, la puissance active échangée avec le réseau est directement fonction de l'amplitude de ces courants. Si la consigne en I_{actif} est trop importante, la tension du bus continu va augmenter jusqu'à atteindre un point d'équilibre correspondant à l'égalité des puissances

côté alternatif et côté continu. La tension du bus continu peut donc atteindre une valeur inacceptable pour les semi-conducteurs. D'un autre côté, si la consigne en I_{actif} est trop faible, le condensateur C va se décharger et la tension sur le bus continu descendra jusqu'à la valeur crête de la tension entre phases réseau. Les diodes de l'onduleur conduisent alors comme dans un redresseur classique et il n'est plus possible d'absorber des courants sinusoïdaux.

Pour obtenir un bon fonctionnement de l'ensemble, il est indispensable de contrôler la tension du bus continu E (Fig. 22). Pour cela une boucle de régulation de E^2 est mise en place. Elle garantit en régime permanent l'égalité des puissances côté alternatif et côté continu. Son schéma bloc est le suivant :

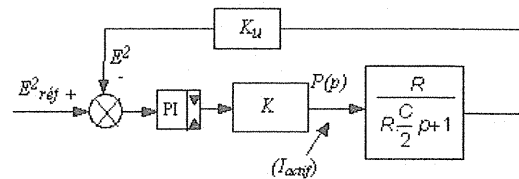


Figure 22 : Schéma bloc de la boucle de contrôle de la tension du bus continu.

K représente le « gain en puissance » de l'onduleur bouclé en courant, il dépend de la valeur efficace de la tension réseau V_r et du gain du capteur de courant K_i (la bande passante des boucles de courant est supposée infinie):

$$K = \frac{3.V_r}{K_i} \quad (13)$$

Pour déterminer la fonction de transfert $\frac{E^2}{P}$ qui apparaît dans le schéma bloc, il faut établir l'expression de la puissance instantanée sur le bus continu :

$$P = E(t).i(t) \quad (14) \text{ avec } i(t) = C \frac{dE(t)}{dt} + \frac{E(t)}{R} \quad (15)$$

$$\text{D'où } P = \frac{E^2(t)}{R} + C.E(t).\frac{dE(t)}{dt} \quad (16)$$

$$\text{En remarquant que } E(t).\frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{2} \frac{dE^2(t)}{dt} \quad (17)$$

$$P = \frac{E^2(t)}{R} + \frac{C}{2} \cdot \frac{dE^2(t)}{dt} \quad (18)$$

Généralement, les gains proportionnel et intégral sont calculés pour que la boucle de tension ait une bande passante de 10 à 20 Hz et une marge de phase de 60°.

Des résultats de simulation obtenus avec Psim sont présentés à la figure 23 (réseau 400 V 50 Hz ; E = 1000 V ; L = 10mH , C = 2 mF, R = 90 Ω).

Le fonctionnement se fait à facteur de déplacement quasi-unitaire.

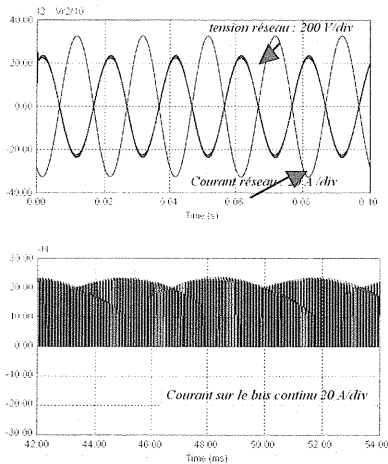


Figure 23 : Formes d'ondes en redresseur MLI.

II.3. Compensateur de puissance réactive.

Il s'agit en fait d'un cas particulier du schéma de la figure 11 où il n'y a plus de charge sur le bus continu (Fig 24). Au niveau de la commande, la grandeur $I_{réactif}$ permet de régler le niveau et le signe de la puissance réactive échangée entre le réseau et l'onduleur. La boucle de contrôle de la tension du bus continu doit être conservée afin de compenser les pertes et maintenir le condensateur chargé.

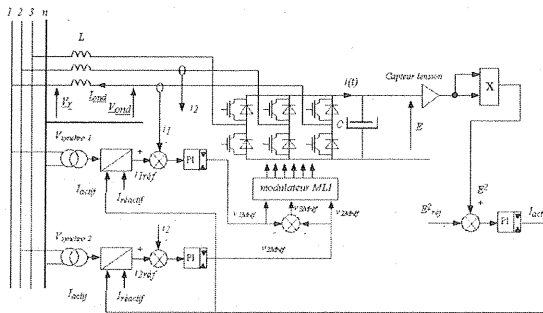


Figure 24 : Compensateur de puissance réactive.

Le choix de la tension E du bus continu se fait à partir des relations (10) et (11). Des résultats de simulation obtenus avec Psim sont présentés à la figure 25 (réseau 400 V 50 Hz; E = 1000 V; L = 10mH, C = 2mF).

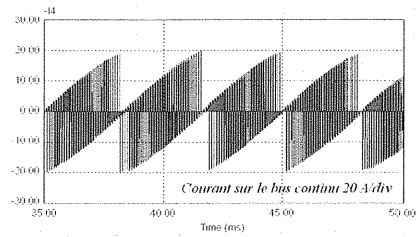
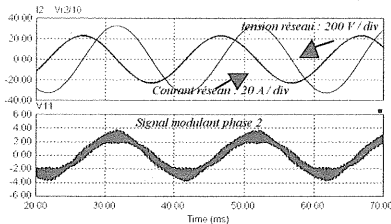


Figure 25 : Formes d'ondes en compensateur de puissance réactive.

II.4. Fonction filtre actif parallèle.

Le principe du filtrage actif parallèle est présenté à la figure 26 :

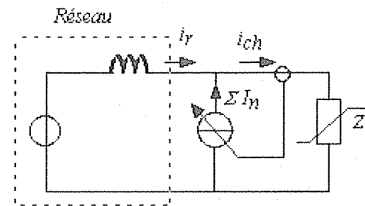


Figure 26 : Principe du filtrage actif parallèle.

Un filtre actif parallèle est équivalent à une source de courant commandée qui permet d'injecter en parallèle sur le réseau la somme des harmoniques de rang bas générés par la charge non linéaire. Dans ces conditions, le courant vu par le réseau correspond à la composante fondamentale du courant de la charge non linéaire.

La réalisation d'un filtre actif parallèle à partir d'un onduleur de tension s'effectue en rajoutant une entrée supplémentaire au niveau des boucles de courant du circuit de la figure 24. En effet, vis à vis du réseau, l'onduleur de tension muni de ses boucles de courant se comporte comme une source de courant commandée.

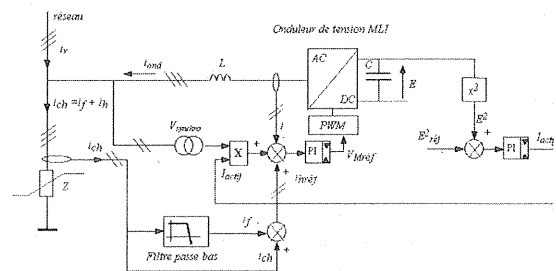


Figure 27 : Principe de réalisation d'un filtre actif parallèle à l'aide d'un onduleur de tension MLI (schéma unifilaire).

L'élaboration des consignes courant basse fréquence ($i_{hréf}$) peut être réalisée à partir des mesures des courants dans la charge auxquelles sont soustraites les composantes fondamentales (i_f). L'élaboration des composantes fondamentales se fait simplement à l'aide d'un filtre passe bas d'ordre 3 ou 4 pour lequel on compense le déphasage.

La bande passante du filtre actif dépend bien évidemment de la bande passante des boucles de courant mais aussi de la tension E du bus continu. Plus les harmoniques à compenser sont de rang élevé, plus il faut une tension E élevée. Ceci peut se voir facilement sur l'exemple suivant :

Considérons le cas où la charge non linéaire est un pont redresseur triphasé PD3 débitant sur une source de courant I_0 . Dans ce cas, la décomposition spectrale du courant de ligne est la suivante :

$$i_{ch}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 \sin \omega t + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 \sum_{h=1}^{\infty} \frac{(-1)^h}{6h \pm 1} \sin(6h \pm 1)\omega t \quad (19)$$

Si le filtre actif compense les harmoniques de courant jusqu'au rang 19, le courant fourni par l'onduleur s'exprime par la relation (20) :

$$i_{ond}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 \sum_{h=1}^3 \frac{(-1)^h}{6h \pm 1} \sin(6h \pm 1)\omega t \quad (20)$$

Pour une phase, la composante « basse fréquence » de la tension délivrée par l'onduleur est calculée à partir de la relation (21) :

$$v_{ond} = v_r + L \frac{di_{ond}}{dt} \quad (21)$$

Soit :

$$v_{ond}(t) = V_r \sqrt{2} \sin \omega t + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} L \omega I_0 \sum_{h=1}^3 (-1)^h \cos(6h \pm 1)\omega t \quad (22)$$

Il apparaît alors que v_{ond} est une somme directe de fonctions sinusoïdales. Plus les rangs à compenser sont nombreux, plus v_{ond} sera d'amplitude élevée.

La tension du bus continu est calculée à partir de la relation suivante :

$$E = \frac{2 \cdot \text{Max}(v_{ond}(t))}{m_{a \max}} \quad (23)$$

Des résultats de simulation obtenus avec Psim sont présentés à la figure 28 (réseau 230 V 50 Hz ; E = 600 V ; L = 6 mH , C = 2 mF, charge pont de diodes PD3).

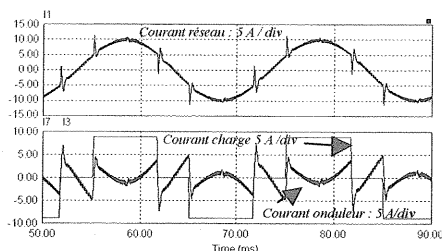


Figure 28 : Formes d'ondes en filtre actif.

Le courant de ligne est pratiquement sinusoïdal, il présente seulement quelques « encoches » au moment des variations du courant de charge. La tension du bus continu n'étant pas suffisante pour compenser les di/dt élevés. Toutefois la décomposition spectrale du courant de ligne présentée ci-dessous (Fig. 29) montre bien l'efficacité du filtre actif.

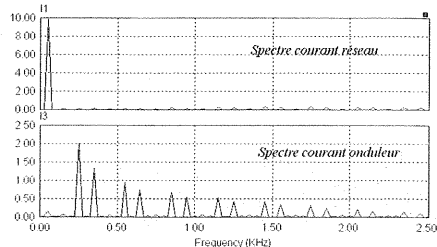


Figure 29 : Décomposition spectrale des courants.

II.5. Réalisation d'un dispositif didactique et résultats expérimentaux.

Afin d'illustrer les fonctions présentées aux paragraphes II.2, II.3 et II.4 de cet article, une maquette a été réalisée avec le support du réseau de ressources en Electrotechnique. Cette maquette est construite autour de l'onduleur « didactique » SEMIKRON, les cartes de commandes sont analogiques et permettent de réaliser les fonctions redresseur MLI, compensateur de réactif et compensateur d'harmonique. La maquette a été réalisée et mise au point à l'IUFM de Toulouse par Bernard Oustric, ingénieur ENSEEIHT et professeur agrégé stagiaire. Elle permet de réaliser les circuits des figures 21, 24 et 27 sur un réseau 230 V triphasé. La commande comprend le dispositif de couplage de l'onduleur sur le réseau avec la gestion de la précharge du condensateur.

Le dossier technique de cette maquette a été réalisé par Gérard Ohé, professeur Agrégé au Lycée Déodat de Séverac à Toulouse. Il est disponible sur le serveur du réseau national de ressources en Electrotechnique. Une version définitive de cette maquette didactique est actuellement en cours de réalisation. Le dossier complet, incluant les schémas, la liste des composants et les circuits imprimés sera disponible à l'automne prochain sur le serveur du réseau de ressources en electrotechnique.

Les figures 30, 31, 32 présentent quelques résultats expérimentaux obtenus sur la maquette de l'IUFM de Toulouse. L'onduleur est ici utilisé en compensateur actif. La charge non linéaire est un variateur de vitesse à thyristors CEGELEC WNTC alimentant une machine à courant continu de 1,5 kW. Les mesures sont effectuées avec l'énergie-mètre Fluke FL 43 pour le point nominal du moteur. L'ensemble fonctionne sur un réseau triphasé 230 V/50 Hz. La charge présente alors les caractéristiques suivantes : $\cos \phi = 0,83$, $F_p = 0,77$. Taux de distorsion

harmonique des courants de lignes de 31%. Le courant fourni par le compensateur comporte une composante réactive importante ($\cos\phi$ capacitif égal à 0,16) et son taux de distorsion harmonique est de 35,1 %.

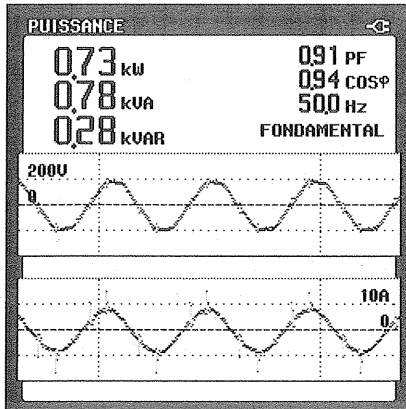


Figure 30 : Compensation d'harmoniques et de de puissance réactive. Tension simple et courant de ligne réseau (phase 1).

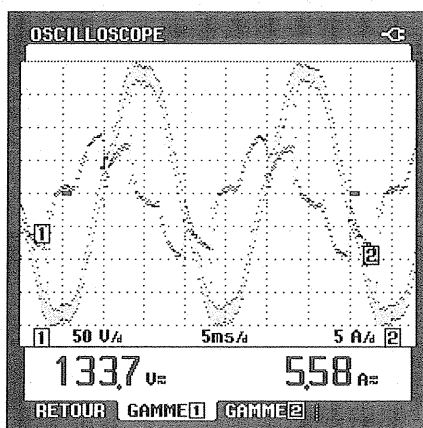


Figure 31 : Tension simple et courant de ligne au niveau du compensateur

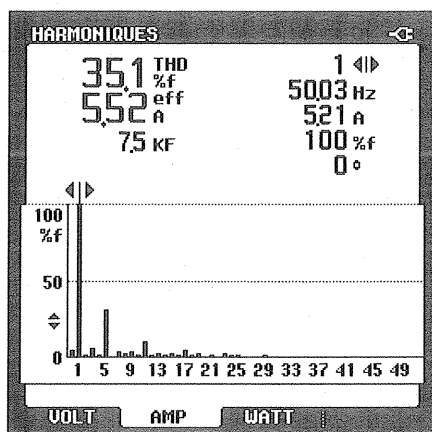


Figure 32 : Décomposition spectrale du courant fourni par le compensateur.

Conclusion : Les lecteurs désireux d'approfondir ce qui a été présenté dans cet article pourront retrouver les fichiers de simulation Psim sur le serveur du réseau national de ressources en électrotechnique : www.iufinrese.cict.fr.

Ils pourront également consulter le site :

www.enseeiht.fr/prive/publis/publis-metz.html

pour obtenir une variation paramétrique temps réel de l'onduleur MLI. (nécessite de disposer d'EXCEL).

Les auteurs :

Philippe Ladoux, maître de conférences à l'IUFM de Toulouse, enseigne l'électrotechnique et l'électronique de puissance en préparation CAPET et PLP. Il est responsable de l'équipe « Convertisseurs Statiques » au LEEI.

Mel : philippe.ladoux@leei.enseeiht.fr

Michel Metz, professeur à l'ENSEEIH/INP de Toulouse, enseigne les circuits électriques et l'électronique de puissance

Mel : metz@leei.enseeiht.fr

Bibliographie :

H. Foch, F. Forest : « Onduleurs de tension : éléments sur la mise en oeuvre et les multiples applications d'une fonction fondamentale de l'électronique de puissance ». Journées 3EI 1997.

H. Foch, T. Meynard, F. Forest : Techniques de l'ingénieur.

P. Ladoux, F. Iturriz, P. Estop : "Alimentation de secours propre pour charges non linéaires". Congrès CEM 2000 Clermont Ferrand.

P. Ladoux, Y. Chéron, H. Foch, : "Analyse comparative des performances de deux redresseurs MLI de forte puissance" PRCR'92 - Colloque sur les Perturbations Réciproques des Convertisseurs et des Réseaux, NANTES

Mohan, Undeland, Robbins : "Power Electronics" Editions Wiley.

G. Séguier, F. Labrique : "Les Convertisseurs de l'électronique de puissance, Tome 4, La conversion continu-alternatif". Editions Lavoisier Tec et Doc.

H. Bülher : "Réglage de systèmes d'électronique de puissance, volume 3" Collection Electricité, Presses Polytechniques Romandes.

SUR LA CONSOMMATION « PROPRE » DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE PAR LES MATÉRIELS ROULANTS FERROVIAIRES : ÉTAT DES LIEUX ET PERSPECTIVES

Bruno GENDRON

SNCF - Direction du Matériel et de la Traction
Ingénieur d'études à la division de l'électronique
15, rue Traversière 75571 PARIS Cedex 12

Alain JEUNESSE

SNCF - Direction du Matériel et de la Traction
Chef de la division de l'électronique
15, rue Traversière 75571 PARIS Cedex 12

Résumé : le système électrique ferroviaire comprend principalement les installations fixes de traction électrique, les systèmes de détection des trains et le matériel roulant proprement dit. L'augmentation de la puissance des matériels moteurs avec les charges remorquées a été rendue possible par l'utilisation croissante du 25 kV 50 Hz d'une part, et celle maintenant quasi-systématique de convertisseurs statiques d'énergie électrique au sein des chaînes de traction des engins d'autre part. Du fait de leur fonctionnement non linéaire, ces convertisseurs déforment l'onde de courant absorbée par l'engin et la rendent riche en harmoniques basse fréquence. La puissance de court-circuit des sous-stations étant naturellement limitée, la consommation de l'énergie électrique par les matériels roulants se conçoit donc essentiellement en terme de compatibilité entre les IFTE et les consommateurs mobiles.

1. Introduction : Le système électrique ferroviaire

1.1. Ses principaux constituants

Observé depuis l'extérieur, le système ferroviaire semble ne former qu'une seule et même entité intégrée et indivisible. Néanmoins, il peut être décomposé en sous-systèmes électriques distincts ayant chacun leurs caractéristiques propres.



Figure 1 : TGV PBKA (Paris - Bruxelles - Amsterdam - Cologne) quadricourant : (25 kV 50 Hz, 15 kV 16,7 Hz, 1500 V dc et 3000 V dc) ; Puissance : 8800 kW sur LGV

1.1.1. Les installations fixes de traction électrique

Leur rôle est d'alimenter les trains en énergie électrique au fur et à mesure de leur trajet sur le réseau ferré. Ces IFTE (voir glossaire en fin d'article) sont elles-mêmes constituées [1] :

- d'un ensemble de sous-stations régulièrement espacées et raccordées au réseau national RTE (anciennement EDF) ;

- du système de caténaires et de feeders assurant le transport de l'énergie électrique jusqu'aux engins de traction ;

- du circuit de retour constitué des rails et d'un ensemble de conducteurs enterrés et aériens.

Le circuit électrique ainsi formé est également appelé **circuit de traction**. En France, il existe principalement trois grands systèmes d'alimentation électrique :

- **le 750 V continu** par troisième rail ou par caténaire est principalement utilisé pour la traction électrique en environnement urbain et périurbain. Ainsi, il équipe l'ensemble du métro parisien et la majorité des tramways. Par contre, ce système d'électrification est devenu obsolète pour la traction « grandes lignes » où les puissances mises en jeu sont plus importantes. Néanmoins, il équipe encore par exemple la ligne de Saint Gervais à Vallorcine (Haute Savoie) et celle de Villefranche de Conflent à la Tour de Carol (Pyrénées Orientales) ;

- **le 1500 V continu**, équipant pour des raisons historiques surtout le sud-ouest et le sud-est de la France ;

- **le 25 kV monophasé 50 Hz**, alimentant principalement le Nord-Est de la France et les Lignes à Grande Vitesse.

A notre époque, l'intérêt économique de la traction électrique n'est plus à démontrer. L'utilisation du 25 kV 50 Hz s'accroît au détriment du 1500 V continu en raison de sa plus grande facilité de raccordement au réseau public fournisseur d'énergie et tend par conséquent à devenir le standard technique de toute électrification nouvelle. Ainsi, le 25 kV 50 Hz est l'un des deux systèmes retenus, avec le 15 kV 16,7 Hz, pour l'électrification des lignes européennes interopérables à grande vitesse, dans le cadre des STI [2].

1.1.2. La signalisation et les systèmes de détection des trains

La signalisation assure la protection et la sécurité des circulations. Elle permet le « cantonnement » ou l'espacement en sécurité des trains circulant sur la même voie. Elle assure également la protection des zones de croisement et des zones de gare. En d'autres

termes, la signalisation permet la mise en oeuvre des itinéraires suivis par les trains. Elle doit être impérativement respectée par le conducteur.

Les informations relatives à la signalisation, de nature électrique, sont véhiculées par les rails de circulation généralement en mode différentiel (un rail aller, un rail retour). Le shuntage des deux files de rails par les essieux du train permet ainsi de détecter la présence de ce dernier sur une zone donnée. Le retour du courant de traction s'effectue par contre en mode commun : l'intensité est alors quasiment identique et de même sens dans les deux rails.

1.1.3. Le matériel roulant

Depuis une cinquantaine d'années, la puissance des engins moteurs circulant sur les infrastructures précédemment évoquées a progressivement augmenté avec les charges remorquées et les vitesses commerciales pratiquées [3]. Corrélativement, les chaînes de traction électriques ont subi d'importantes évolutions structurelles. La mise en oeuvre du matériel roulant fait désormais appel, pour la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique, à des équipements de conversion statique d'énergie de plus en plus complexes, grâce aux progrès technologiques accomplis sur les composants semi-conducteurs d'électronique de puissance [4] (figure 1).

Certes, de tels convertisseurs permettent un réglage fin et souple de l'effort de traction et de la vitesse du convoi. Cependant, du fait de leur fonctionnement non linéaire, ces équipements créent de nombreux harmoniques au niveau de l'onde de courant absorbée par l'engin de traction. Ainsi, à titre d'exemple, un matériel monophasé se caractérise non seulement par le courant fondamental qu'il consomme, mais aussi par les raies harmoniques qu'il génère, variables en amplitude et en fréquence en fonction du type des convertisseurs employés.

Ces harmoniques peuvent influencer sur le fonctionnement des autres constituants du système ferroviaire, et sur celui de l'engin lui-même. Ainsi, des interférences sont possibles entre le courant de traction d'une part et les informations de signalisation d'autre part, circulant tous deux dans les rails, l'un en mode commun, les autres en mode différentiel. Le matériel moteur est donc souvent dénoncé comme un redoutable « agresseur » du fait de son courant de traction de forme non sinusoïdale.

1.2. Ses particularités

Comparé aux autres réseaux électriques, le système électrique ferroviaire présente certaines singularités relatives à la consommation de l'énergie électrique, qu'il convient de rappeler brièvement ici.

1.2.1. Le retour du courant de traction

Le courant de traction (pouvant atteindre 500 A pour un TGV absorbant 10 MVA au pantographe) retourne à la(es) sous-station(s) d'alimentation par les rails et involontairement par le sol. Les systèmes de traction électrique ne sont donc pas, en régime normal d'exploitation, symétriques par rapport à la terre. En France, la législation admet cette exception, à charge pour les réseaux ferroviaires d'en réduire les effets sur les installations riveraines.

1.2.2. Des consommateurs d'énergie mobiles

Les consommateurs d'énergie se déplacent à des vitesses largement variables pouvant atteindre des valeurs importantes (de quelques km/h pour une locomotive de manoeuvre à 300 km/h pour un TGV en service commercial) : la fourniture de puissances élevées (pouvant aller jusqu'à 15 MW au pantographe pour une rame Eurostar) est réalisée par l'intermédiaire de contacts électriques glissants de surface relativement faible. En outre, ce contact glissant est en général non permanent : il se produit souvent, par exemple, des décollements de pantographes synonymes de rupture du contact électrique entre ces derniers et la caténaire.

1.2.3. Des courants électriques fluctuants

De la mobilité des consommateurs résulte une grande variété d'utilisation de l'énergie, car plusieurs matériels mobiles et de technologie électrique historiquement différente peuvent se trouver à l'intérieur d'une même zone d'alimentation. De la même manière, un matériel roulant donné rencontre au cours de son parcours plusieurs configurations d'alimentation distinctes. Par opposition au réseau national EDF où les fournisseurs et les consommateurs d'énergie sont clairement localisés dans l'espace, le réseau électrique ferroviaire français est donc un système très fluctuant et relativement imprécis en termes de circulation du courant vers et en provenance des trains. Il est donc indispensable que des actions soient menées pour assurer une coordination électromagnétique entre les (nombreux) éléments qui le constituent. Le but de cet article est de montrer la nécessité d'une consommation propre de l'énergie électrique dans le domaine ferroviaire. Pour cela, nous allons nous intéresser plus en détail à deux sous-systèmes particuliers du réseau ferré : les alimentations électriques monophasées d'une part, et différentes générations de matériels roulants existants susceptibles de recevoir cette alimentation d'autre part.

2. Les installations fixes de traction électrique monophasées

2.1. Préambule

Nous avons délibérément choisi d'évoquer dans cet article le cas de l'électrification 25 kV-50 Hz monophasé. Ce choix peut s'expliquer principalement pour trois raisons :

- comme nous l'avons précédemment indiqué, l'utilisation du 25 kV monophasé à la SNCF s'accroît au détriment du courant continu. Ainsi, toutes les lignes nouvelles à grande vitesse construites depuis l'avènement du TGV sont électrifiées en monophasé, car cela permet à ce type de matériel de développer sa pleine puissance (à l'exception toutefois du contournement à grande vitesse de Tours (Indre et Loire), alimenté en 1500 V continu et long d'une quinzaine de kilomètres);

- les alimentations continues (pour la SNCF, principalement le 1500 V dc) sont réalisées au moyen de redresseurs triphasés à diodes implantés en sous-stations en aval des transformateurs eux-mêmes raccordés au réseau national de transport RTE. Dans ce cas, le problème est radicalement différent, car ce sont ces redresseurs fixes qui ont tendance à perturber l'alimentation primaire et non pas le matériel roulant;

- la notion de déphasage n'existe pas en courant continu, alors qu'elle fait l'objet de contraintes imposées par le fournisseur d'énergie à ses consommateurs raccordés en mono- ou en triphasé.

2.2. Une alimentation monophasée à fréquence industrielle

Le réseau électrique ferroviaire allemand présente une particularité importante par rapport aux autres réseaux ferrés européens : ainsi, le 15 kV 16,7 Hz et le système 110 kV monophasé associé auquel il est connecté sont complètement indépendants en étant alimenté par des alternateurs spécialement conçus pour le ferroviaire. Par contre, le réseau français, comme la plupart de ses homologues européens (Italie, Belgique, Luxembourg, Pays-Bas) dépend étroitement du fournisseur national EDF. Cela se traduit par des niveaux de tension imposés pour le raccordement (63 ou 90 kV pour les lignes classiques, 225 ou 400 kV pour les LGV) et une fréquence fixe de fonctionnement de 50 Hz (figure 2).

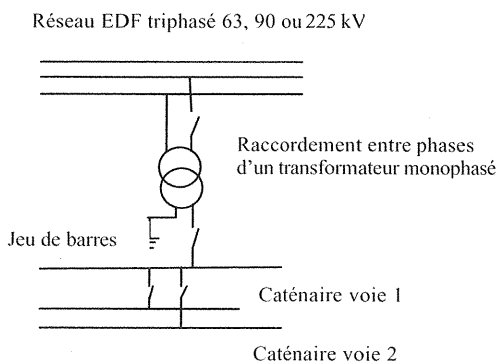


Figure 2 : principe d'un groupe de traction 1 x 25 kV

Le raccordement monophasé des sous-stations au réseau de transport triphasé EDF crée de manière évidente un déséquilibre, d'autant plus marqué que les puissances consommées par le monde ferroviaire sont importantes. Ce déséquilibre peut être étudié par la méthode dite des composantes symétriques [5]. Cependant, le réseau RTE est jugé suffisamment puissant en terme de court-circuit pour supporter de

tels raccords. En effet, puissance et impédance de court-circuit sont liées par la relation simple :

$$P_{cc} = \frac{U_n^2}{Z_{cc}}$$

où U_n est la tension nominale du réseau.

Plus la puissance de court-circuit est élevée, plus l'impédance correspondante est faible, et moins une perturbation harmonique de courant ou un éventuel déséquilibre affectera la tension d'alimentation.

Les sous-stations ferroviaires sont principalement constituées de transformateurs d'environ 16,5 MVA à 40 MVA chacun dans le cas d'un raccordement en 63 kV ou 90 kV. Cette puissance apparente s'élève à 60 MVA si l'alimentation est effectuée en 225 kV. Dans tous les cas, la tension secondaire à vide atteint 27500 V. En ce qui concerne l'impédance de source, elle est principalement formée des résistances cuivre des bobinages et des inductances de fuite ramenées aux enroulements secondaires des transformateurs. Sa valeur est actuellement en cours de recensement au sein d'une norme appropriée [6]. Elle est de l'ordre de 8 à 10 Ohms à 50 Hz pour une sous-station de ligne classique et vaut environ 2 Ohms toujours à 50 Hz pour une sous-station de LGV.

2.3. Le système de caténaires ou les lignes de propagation

Les caténaires forment un réseau de conducteurs électriques suspendus à environ 5m du sol sur lesquelles les trains puisent leur intensité nécessaire à leur mouvement. Elles et les rails peuvent être modélisées par un circuit à constantes réparties, conformément au schéma classique rappelé à la figure 3 :

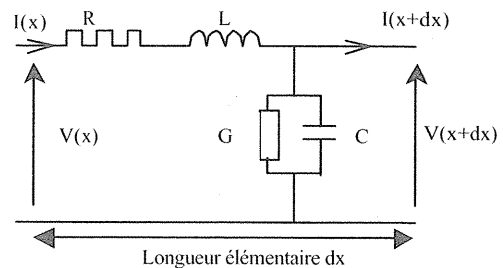


Figure 3 : circuit électrique classique d'une ligne à constantes réparties

- pour la fréquence fondamentale de 50 Hz, seule l'impédance longitudinale du circuit de traction par unité de longueur est prise en compte. En effet, celle-ci est directement liée aux chutes de tension et aux pertes en ligne pour la fourniture de l'énergie de traction :

$$\underline{Z} = r + j l \omega$$

où, dans le cas d'une voie double :

$$r \approx 0,09 \Omega / \text{km}, l \approx 0,89 \text{ mH} / \text{km} \text{ et } |\underline{Z}| \approx 0,3 \Omega / \text{km}$$

- par contre, pour les harmoniques, les valeurs typiques des éléments longitudinaux et transversaux par unité de longueur sont respectivement :

$$\underline{Z}_l = R + jL\omega$$

où $R \approx 0,1$ à $0,5 \Omega / \text{km}$ et $L \approx 1$ à $1,5 \text{ mH} / \text{km}$

$$\text{et } \underline{Y}_l = G + jC\omega$$

où G est en général supposée infinie
et $C \approx$ de 15 à $20 \text{ nF} / \text{km}$

La tension et le courant dans la caténaire dépendent alors simultanément de la position géographique (dans notre cas ramenée à une seule abscisse x) et du temps t . Leurs variations sont régies par la même équation bien connue et dite « des télégraphistes » :

$$\frac{\partial^2 v(t, x)}{\partial x^2} = (R + L \frac{\partial}{\partial t})(G + C \frac{\partial}{\partial t})v(t, x)$$

et

$$\frac{\partial^2 i(t, x)}{\partial x^2} = (R + L \frac{\partial}{\partial t})(G + C \frac{\partial}{\partial t})i(t, x)$$

Dans l'hypothèse simplificatrice d'une ligne sans pertes, nous obtenons :

$$\frac{\partial^2 v(t, x)}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 v(t, x)}{\partial t^2} \text{ pour la tension}$$

$$\text{et } \frac{\partial^2 i(t, x)}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 i(t, x)}{\partial t^2} \text{ pour le courant}$$

En régime sinusoïdal permanent, la tension et le courant à une abscisse x donnée sont des fonctions cissoidales (en $e^{j\omega t}$) du temps :

$$\underline{v}(t, x) = \underline{V}(x) \exp(j\omega t) \text{ pour la tension}$$

$$\text{et } \underline{i}(t, x) = \underline{I}(x) \exp(j\omega t) \text{ pour le courant}$$

Dès lors, les équations aux dérivées partielles précédentes s'écrivent :

$$\frac{d^2 \underline{V}}{dx^2} = \gamma^2 \underline{V} \text{ pour la tension}$$

$$\text{et } \frac{d^2 \underline{I}}{dx^2} = \gamma^2 \underline{I} \text{ pour le courant}$$

$$\text{où } \gamma = \sqrt{\underline{Z}_l \times \underline{Y}_l}$$

Toujours dans l'hypothèse d'une ligne sans pertes, nous pouvons écrire :

$$\gamma = j\omega \sqrt{LC}$$

Les solutions de ces équations différentielles sont des combinaisons linéaires d'exponentielles complexes de la forme :

$$\underline{V}(x) = \underline{A}_v \exp(-\gamma x) + \underline{B}_v \exp(+\gamma x)$$

$$\underline{I}(x) = \underline{A}_i \exp(-\gamma x) + \underline{B}_i \exp(+\gamma x)$$

A partir de la connaissance de la tension et du courant à une abscisse $x = 0$ définie comme origine, nous pouvons exprimer pour x quelconque $\underline{V}(x)$ et $\underline{I}(x)$ en fonction de $\underline{V}(0)$ et $\underline{I}(0)$:

$$\underline{V}(x) = \underline{V}(0) \text{ch}(\gamma x) - Z_c \underline{I}(0) \text{sh}(\gamma x)$$

$$\underline{I}(x) = \frac{-\underline{V}(0)}{Z_c} \text{sh}(\gamma x) + \underline{I}(0) \text{ch}(\gamma x)$$

où $Z_c = \sqrt{\frac{\underline{Z}_l}{\underline{Y}_l}} = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$ est l'impédance

caractéristique de la ligne. Pour une longueur de ligne fixée d , nous pouvons écrire le système d'équations précédent sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \underline{V}(d) \\ \underline{I}(d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{ch}(\gamma d) & -Z_c \text{sh}(\gamma d) \\ -\frac{1}{Z_c} \text{sh}(\gamma d) & \text{ch}(\gamma d) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{V}(0) \\ \underline{I}(0) \end{bmatrix}$$

La matrice de transmittance précédente peut être considérée comme celle d'un quadripôle en T ou en Pi équivalent à constantes localisées. Ainsi, l'équation précédente montre que la caténaire a le pouvoir d'amplifier ou d'atténuer le courant et la tension en fonction de la fréquence considérée et suivant la distance d séparant l'observateur de la source. La variation de l'impédance de source vue par un engin de traction se trouvant à une distance donnée de la sous-station d'alimentation en fonction de la fréquence a typiquement l'allure suivante :

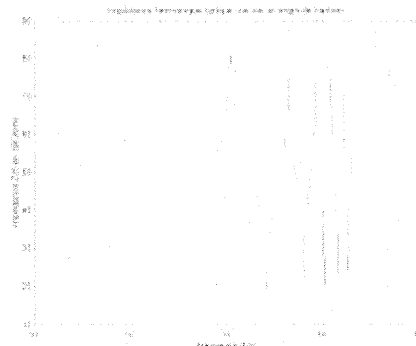


Figure 4 : simulation numérique de l'impédance harmonique vue depuis le pantographe d'un engin de traction

Nous remarquons en particulier (figure 4) un phénomène d'antirésonance caractéristique au voisinage de 1 kHz.

Le modèle que nous venons de présenter est toutefois très simplifié et suggère à ce titre plusieurs remarques :

- le circuit de traction peut comporter des feeders autres que la caténaire ainsi que des câbles de retour du courant indépendants des rails : l'ensemble forme alors un réseau multi - conducteurs au sein duquel existe des phénomènes de couplage complexes ;

- les paramètres linéiques longitudinaux ont été supposés constants ; or, en raison notamment de l'effet de peau, ils sont dépendants de la fréquence. La

résistance (resp. l'inductance) linéique croît (resp. décroît) avec celle-ci ;

- l'unique capacité linéique transversale du modèle se décompose en réalité en plusieurs capacités intermédiaires :

- une capacité linéique entre la caténaire et le sol ;

- une capacité entre la caténaire et les pylônes à laquelle elle est mécaniquement suspendue, localisée principalement au niveau des assiettes des isolateurs haute tension ;

- une capacité entre les rails et le sol, les traverses sur lesquelles les rails sont fixés et le ballast jouant le rôle de diélectrique isolant.

Par conséquent, les caténaires et les rails forment des circuits électriques à constantes réparties, non seulement à l'échelle microscopique du déplacement infinitésimal dx , mais également à l'échelle macroscopique de l'espacement des traverses d'une part et des pylônes d'autre part. De manière générale, Le comportement électrique de tels circuits fait l'objet d'études plus détaillées que celle présentée ici dans un simple but pédagogique. Ces études, menées par la Direction de l'Ingénierie de la SNCF, sont essentiellement basées sur la connaissance historique de l'infrastructure au fur et à mesure de son évolution technologique ainsi que sur des simulations numériques elles-mêmes complétées de mesures en ligne.

2.4. Un système d'électrification particulier : le $2 \times 25 \text{ kV } 50 \text{ Hz}$

Son principe repose sur l'utilisation d'un transformateur haute tension de tension nominale secondaire 50 kV. L'enroulement secondaire possède un point milieu connecté au rail, ses extrémités sont d'une part reliées à la caténaire et d'autre part à un câble supplémentaire dénommé feeder. Ces deux conducteurs sont donc portés à un potentiel de $\pm 25 \text{ kV}$ par rapport au rail, ce qui pour l'engin moteur est équivalent aux conditions du 25 kV simple. Des autotransformateurs 50 kV / 25 kV sont installés à intervalles réguliers, tous les 15 km environ. L'enroulement de chaque autotransformateur est connecté entre la caténaire et le feeder; son point milieu est relié au rail de roulement.

En termes d'alimentation électrique, le principal avantage du $2 \times 25 \text{ kV}$ par rapport au système classique est la réduction des chutes de tension en ligne en raison du transport de l'énergie sous 50 kV entre la sous-station et les autotransformateurs. L'impédance interne du circuit d'alimentation est ainsi diminuée et l'espacement entre les sous-stations est d'environ 2 à 2,5 fois plus important qu'en 25 kV simple, toutes choses égales par ailleurs. A titre d'exemple, la quasi-totalité des lignes nouvelles empruntées par les TGV sont électrifiées en $2 \times 25 \text{ kV}$.

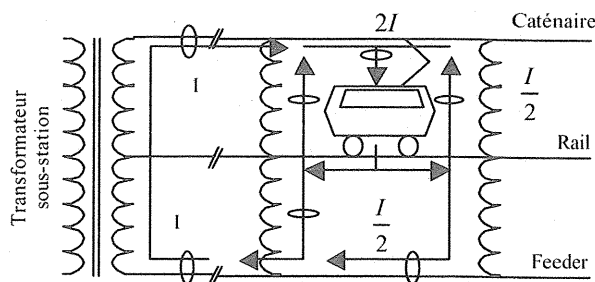


Figure 5 : schéma de principe du $2 \times 25 \text{ kV}$ monophasé

3. Différentes générations de chaînes de traction de matériel roulant monophasé

3.1. Structure simplifiée d'une chaîne de traction

Observé depuis le pantographe, l'étage d'entrée de la chaîne de conversion d'énergie d'un élément moteur (locomotive, motrice de TGV) se compose essentiellement (figure 6) :

- d'un **transformateur abaisseur** de tension dont la puissance apparente atteint quelques MVA ; ce transformateur peut lui-même posséder plusieurs enroulements secondaires ;

- de **redresseurs statiques monophasés** de technologies très différentes suivant la date de conception du matériel considéré, raccordés aux enroulements secondaires précédents ; ces redresseurs transforment l'énergie électrique alternative à fréquence fixe en énergie continue intermédiaire.

Cette énergie continue alimente ensuite, directement ou par l'intermédiaire d'autres convertisseurs statiques de type hacheurs, un ou plusieurs ensembles de **conversion électromécanique fonctionnant à vitesse variable** : cela peut-être de « simples » moteurs à courant continu à excitation série, ou l'association judicieuse d'onduleurs et de moteurs à courant alternatifs triphasés pour les matériels les plus récents.

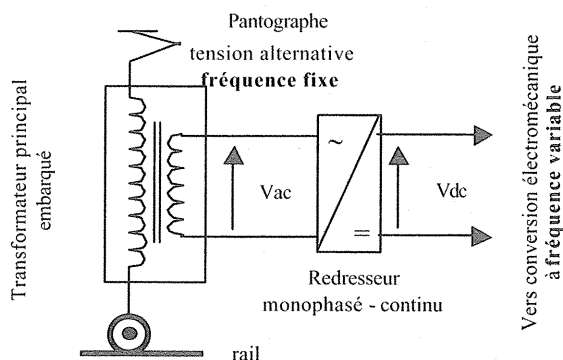


Figure 6 : schéma de principe de l'étage d'entrée d'une chaîne de traction

Dans le cadre de cet article, nous nous limitons volontairement à l'étude plus détaillée de l'étage

d'entrée de la chaîne de traction. En effet, l'expérience montre qu'en première approximation, seul le **convertisseur statique d'entrée** influe de manière significative sur la qualité de l'énergie électrique consommée par le matériel roulant.

3.2. Les déformations répétitives de la tension caténaire

L'augmentation de la puissance des matériels moteurs a été rendue possible par l'utilisation maintenant quasi-systématique de convertisseurs statiques d'énergie électrique au sein de leur chaîne de traction [7]. Du fait de leur fonctionnement non linéaire, ces convertisseurs déforment l'onde de courant absorbée par l'engin et la rendent riche en harmoniques I_h de fréquences multiples de la fréquence fondamentale égale à 50 Hz [8].

3.2.1. La loi d'Ohm généralisée

Vu du train, nous venons de le voir, la caténaire, les sous-stations et le raccordement au réseau national EDF se comportent comme une source imparfaite de tension dont l'impédance interne est à la fois résistive, inductive et capacitive. Cette impédance dépend d'une part de la fréquence à laquelle on la considère et d'autre part de la position du train concerné et de celles des autres trains présents sur le réseau au même instant. La circulation d'un harmonique de courant I_h de fréquence donnée généré par les convertisseurs statiques du matériel à travers l'impédance Z_h caractéristique du circuit de traction crée un harmonique de tension à la même fréquence selon la **loi d'Ohm** :

$$\underline{U}_h = \underline{Z}_h \times \underline{I}_h$$

Les harmoniques de tension, sommés vectoriellement en tenant compte de leurs amplitudes et de leurs déphasages respectifs, engendrent globalement une déformation de la tension disponible à la caténaire [9]. Cette déformation est d'autant plus importante que les impédances de ligne vues par l'engin moteur sont élevées et que les courants de traction sont intenses et riches en composantes harmoniques. Ce phénomène de résonance est souvent à l'origine de surtensions qui peuvent endommager aussi bien le matériel roulant que les installations fixes.

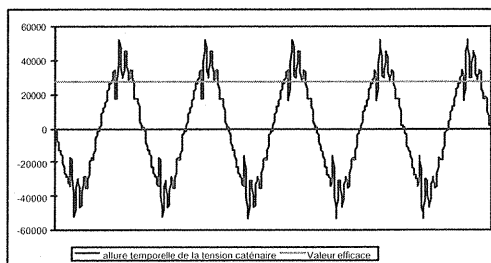


Figure 7 : exemple de déformation de la tension caténaire ; relevé réalisé à Longwy (Meurthe et Moselle) en 1999

3.2.2. Un indicateur global : le facteur de puissance

Pour rendre compte simultanément et de manière indépendante des déformations de la tension à la caténaire, de celle de l'onde de courant et de la consommation de puissance réactive, l'indicateur utilisé est le **facteur de puissance**. Pour mémoire, sa définition est :

$$\lambda = \frac{P_{active}}{S_{apparente}} = \frac{V_1 I_1 \cos \varphi_1}{V_{eff} I_{eff}} \text{ où :}$$

V_1 , (resp. I_1) désigne la valeur efficace du fondamental de la tension (resp. du courant), la contribution à la puissance active des harmoniques de tension et de courant de même rang étant négligée;

$\cos \varphi_1$ est le facteur de déphasage (ou de déplacement);

V_{eff} , (resp. I_{eff}) désigne la valeur efficace vraie de la tension (resp. du courant).

λ est donc le produit de trois termes distincts :

le **facteur de forme de la tension** : $F_v = \frac{V_1}{V_{eff}}$;

le **facteur de forme du courant** : $F_i = \frac{I_1}{I_{eff}}$;

le **facteur de déphasage** : $F_d = \cos \varphi_1$.

Finalement : $\lambda = F_v \times F_i \times F_d$

Pour tenter de remédier à ce phénomène indésirable de déformation de la tension à la caténaire, nous pouvons envisager deux types d'actions, selon que l'on se place du côté de l'infrastructure ou du côté du matériel :

- côté **infrastructure**, la réduction de l'impédance de source et donc l'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau d'alimentation permet de limiter l'influence des harmoniques du courant de traction sur l'onde de tension. Le système d'électrification 2x25 kV, présenté au paragraphe 2.4., ainsi que le raccordement des sous-stations à des niveaux de tension élevés (225 kV, 400 kV) en sont des illustrations. Le filtrage au niveau des installations fixes d'alimentation est également un moyen de réduire la déformation de la tension à la caténaire en offrant aux harmoniques de courant un chemin privilégié de circulation.- côté **matériel**, différentes structures de redresseurs se sont succédées au cours de ces quarante dernières années en fonction des évolutions technologiques des composants semi-conducteurs de puissance présents sur le marché. Nous allons ainsi successivement évoquer :

- des matériels dont les convertisseurs fonctionnent en commutation naturelle ; équipés d'abord de diodes puis de thyristors, ces engins génèrent des harmoniques basses fréquences relativement importants, du fait de la forme rectangulaire du courant qu'ils absorbent ;

- des chaînes de traction fonctionnant également en commutation naturelle mais équipées de dispositifs d'amélioration du facteur de puissance permettant de relever ce dernier ;

- enfin, des matériels pourvus de redresseurs fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion et absorbant ainsi un courant quasi-sinusoidal et en phase avec la tension à la caténaire.

3.3. Les redresseurs fonctionnant en commutation naturelle

Il s'agit des ponts équipés de diodes et de thyristors. En traction ferroviaire, nous rencontrons sur les matériels actuellement existants :

- des ponts de diodes double alternance
- des ponts complets « tout thyristor »
- des ponts mixtes **asymétriques** : par rapport aux ponts mixtes **symétriques**, ils présentent les avantages suivants :

- le soulagement en courant des thyristors pour les valeurs élevées de l'angle de retard à l'amorçage θ , donc pour les faibles valeurs de V_{dc} moyen. Il en résulte une meilleure aptitude aux surcharges dans cette zone de fonctionnement, en particulier pour le démarrage des moteurs à courant continu ou des moteurs synchrones autopilotés associés à leurs onduleurs de courant, au prix toutefois d'un surdimensionnement des diodes de roue libre ;

- la possibilité de pousser l'angle de contrôle à sa valeur maximale π , l'angle de recouvrement inverse des thyristors étant lui-même égal à π sur toute la plage de fonctionnement du convertisseur ; la valeur moyenne de la tension continue peut alors varier de sa valeur maximale jusqu'à la valeur nulle ;

- l'arrêt de fonctionnement du CVS par « simple » suppression des impulsions de gâchette.

Pour toutes ces raisons, le pont mixte **asymétrique** a été largement utilisé en traction ferroviaire dès l'avènement du thyristor.

Nous allons ci-après donner trois exemples concrets d'utilisation de ces redresseurs à commutation naturelle.

3.3.1. La locomotive bicourant BB 25200



Figure 8 : la locomotive BB 25204

Locomotive bicourant BB 25200 (51 engins)		
Alimentation	25 kV 50 Hz (1500 V dc)	
Puissance (kW)	4130 (3400)	
Masse (t)	84	
Construction	De 1965 à 1974 (MTE)	
Vitesse (km / h)	commerciale	160
	maximale	250 (en essais)

Figure 9 : caractéristiques techniques des BB 25200

Cet engin fait partie d'une famille de plusieurs locomotives dite « MTE » (Matériel de Traction Electrique). De conception certes assez ancienne, elle continue néanmoins d'effectuer principalement du transport de voyageurs. Il s'agit d'un matériel équipé d'un pont de diodes double alternance (figure 10) : la valeur moyenne de la tension redressée se règle par des gradateurs au niveau d'un autotransformateur à prises multiples localisé entre le pantographe et le transformateur principal à rapport fixe.

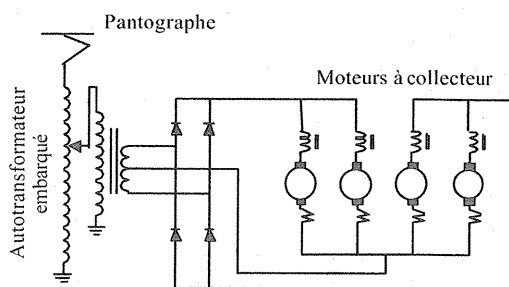


Figure 10 : chaîne de traction de la locomotive BB 25200

L'onde de courant absorbée par la locomotive (figure 11) est rectangulaire et à symétrie glissante : ce dernier est par conséquent riche en harmoniques dont les fréquences sont des multiples impairs du fondamental à 50 Hz (figure 12).

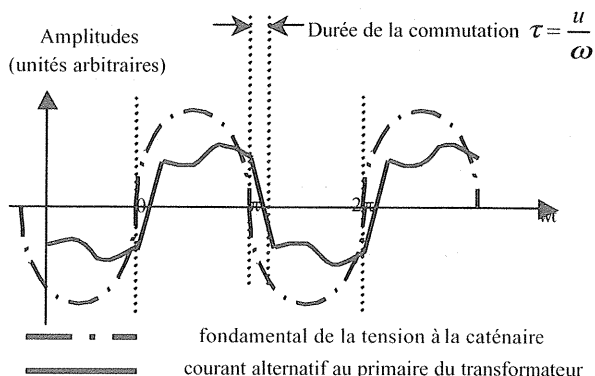


Figure 11 : allure temporelle du courant absorbé par le primaire du transformateur

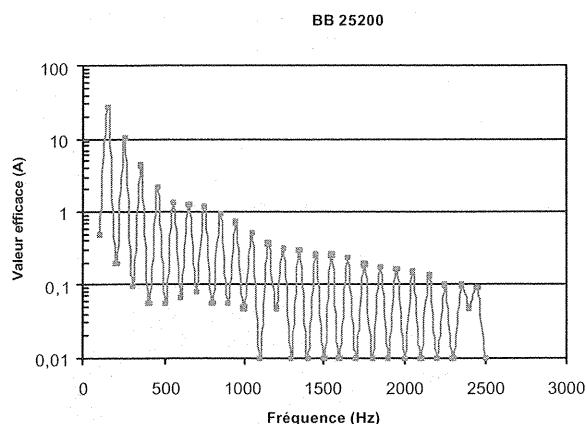


Figure 12 : spectre fréquentiel typique du courant absorbé par la locomotive BB 25200

Du fait de l'inductance de fuite non nulle du TFP et de celle de la ligne, variable en fonction de la position géographique de l'engin, la commutation entre les deux paires de diodes n'est pas instantanée : c'est le phénomène d'empiètement. Les fronts du courant alternatif absorbé sont infléchis et cela provoque des « plats » de commutation au passage par zéro de la fem du secondaire du TFP. La loi de décroissance du spectre fréquentiel théoriquement fonction hyperbolique du rang de l'harmonique se trouve « modulé » par l'angle de commutation u . Nous obtenons donc un spectre à « bosses ». Dans l'hypothèse simplificatrice d'un courant côté continu parfaitement lissé, nous pouvons écrire :

$$\frac{I_{2k+1}}{I_1} = \frac{1}{2k+1} \times \frac{\sin((2k+1)\frac{u}{2})}{(2k+1)\frac{u}{2}}$$

I_{2k+1} : harmonique de courant de rang $2k+1$;
 $k = 0, 1, 2, \dots$

I_1 : fondamental du courant côté alternatif

L'emplacement et la « profondeur » des bosses sur le spectre dépend donc étroitement de la valeur de l'angle de commutation u . Ce dernier est donné par la relation implicite :

$$\cos u = 1 - \frac{\sqrt{2}}{V} \ell \omega I_c \text{ avec :}$$

I_c : courant côté continu à commuter, image du couple développé par le moteur de traction ;

$\omega = 2\pi f$: pulsation fondamentale ;

ℓ : inductance de fuite totale du transformateur, rajoutée à celle de la ligne ;

V : valeur efficace de la tension au secondaire du TFP.

Plus l'engin se trouve loin de la sous-station qui l'alimente, et plus l'effort de traction demandé est élevé, plus la durée de commutation des diodes est importante.

3.3.2. La locomotive monocourant BB 15000

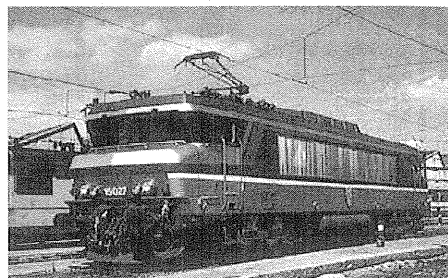


Figure 13 : la locomotive BB 15027

Locomotive monocourant BB 15000 (65 engins)		
Alimentation	25 kV 50 Hz	
Puissance (kW)	4400	
Masse (t)	84	
Construction	De 1971 à 1978 (Alstom et MTE)	
Vitesse (km / h)	commerciale	160
	maximale	180

Figure 14 : caractéristiques techniques de la BB 15000

La locomotive BB 15000 est une locomotive à bogies monomoteurs. Chaque moteur à collecteur est alimenté par l'association en série d'un pont complet à thyristors, d'un pont mixte et d'une self de lissage (figure 15).

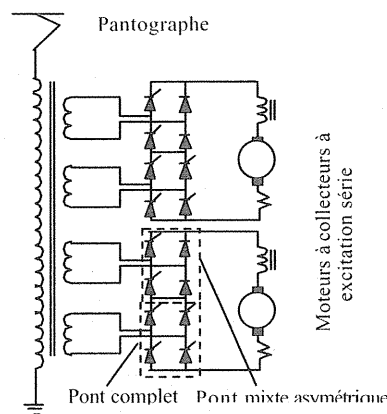


Figure 15 : chaîne de traction simplifiée de la BB 15000

Lors de la mise en vitesse de l'engin, les deux redresseurs sont pilotés en courant, séquentiellement : L'angle de retard à l'amorçage des thyristors du pont complet varie d'abord de 90° à 0° , le pont mixte restant en roue libre. Ensuite, le pont complet fonctionnant comme un pont de diodes, l'angle de commande des thyristors du pont mixte diminue de manière continue de 180° à 0° . Lorsque les deux ponts délivrent la tension maximale, l'accroissement de la vitesse et le contrôle de l'effort s'obtiennent en désexcitant l'inducteur des moteurs de traction.

Les deux redresseurs étant complètement débloqués, l'onde de courant absorbée par la locomotive présente la même forme qualitative que celle de la BB 25200, à l'amplitude près, la BB 15000 étant légèrement plus puissante. Le spectre fréquentiel de l'intensité captée au pantographe présente également des « bosses » dues principalement au phénomène d'empiètement (figure 16).

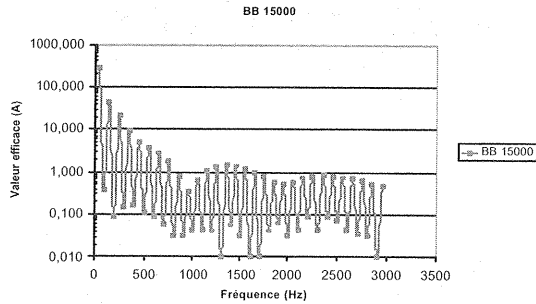


Figure 16 : spectre fréquentiel typique du courant absorbé par la locomotive BB 15000

Pour la BB 15000, le réglage de la tension redressée se fait de manière entièrement statique, sans gradateur, pièce mécaniquement mobile dont la maintenance est contraignante et coûteuse. L'association de deux ponts en série permet d'accroître le facteur de puissance par rapport à celui d'un seul redresseur à thyristors sur la plage de variation de la tension redressée [10] (figure 17).

Le premier pont complet permet en outre de faire du freinage par récupération : ce dernier fonctionne alors en onduleur de courant, tandis que le pont mixte alimente de manière séparée l'inducteur du moteur de traction.

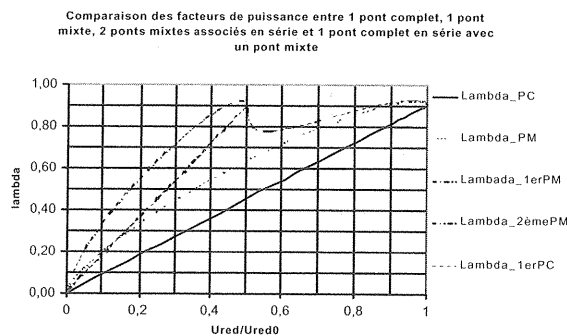


Figure 17 : comparaison des ponts complets et mixtes en termes de facteur de puissance

3.3.3. Les locomotives bicourant BB 22200 et BB 26000

Les caractéristiques techniques de la locomotive bicourant BB 22200 (figure 18) sont très semblables à celles de la BB 15000 (figure 13) en termes de puissance (4400 kW), de vitesse (160 / 180 km/h) et de service rendu (mixte : voyageurs et fret).



Figure 18 : la locomotive BB 22342

Locomotive bicourant BB 22200 (205 engins)		
Alimentation	25 kV 50 Hz (1500 V dc)	
Puissance (kW)	4400 (4400)	
Masse (t)	88	
Construction	De 1976 à 1986 (Alstom et MTE)	
Vitesse (km / h)	commerciale	160
	maximale	180

Figure 19 : caractéristiques techniques des BB 22200

Par contre, la structure de sa chaîne de traction et les caractéristiques techniques des composants semi-conducteurs de puissance sont radicalement différentes :

- sous 1500 V continu, les moteurs à collecteur des deux bogies monomoteurs sont alimentés chacun par trois hacheurs abaisseurs entrelacés ; ces trois hacheurs sont eux-mêmes connectés à la caténaire par l'intermédiaire d'un filtre LC qui leur est commun ;

Remarque : il s'agit de hacheurs à thyristors rapides (t_q voisin de $70 \mu s$) avec extinction forcée, alors que les thyristors des redresseurs de la BB 15000 sont lents (t_q de l'ordre de $150 \mu s$).

- sous 25 kV ac, la tension continue aux bornes du filtre d'entrée, nécessaire au bon fonctionnement des hacheurs, est obtenue par un « simple » pont mixte connecté à l'unique enroulement secondaire d'un TFP (figure 22).

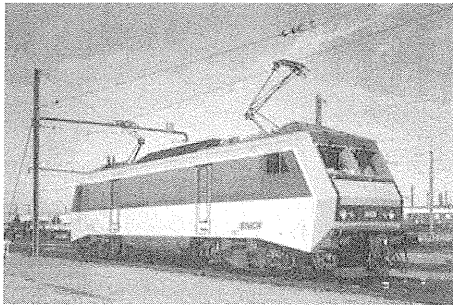


Figure 20 : une BB 26000

Locomotive bicourant BB 26000 (234 engins)	
Alimentation	25 kV 50 Hz (1500 V de)
Puissance (kW)	5600 (5600)
Masse (t)	90
Construction	
De 1989 à 1993 (Alstom)	
Vitesse (km / h)	commerciale
	maximale
	200
	200

Figure 21 : caractéristiques techniques des BB 26000

De ce dernier point de vue, la BB 22200 possède le même étage d'entrée que la BB 26000, locomotive plus récente, plus puissante et dite « universelle », car à même de tracter aussi bien des trains de fret lourds à 120 km/h que des trains de voyageurs rapides à 200 km/h

Dans cet exemple, au contraire de la BB 15000, le pont mixte est piloté en tension : son rôle est de réguler la tension aux bornes du filtre d'entrée des hacheurs de traction. L'angle de déblocage des thyristors varie donc peu au cours d'un trajet ; la mise en vitesse des locomotives est ici assurée par l'augmentation progressive du rapport cyclique du hacheur à fréquence fixe.

A l'époque de la conception de ces locomotives, le choix du redresseur pour assurer la conversion de l'énergie alternative en énergie continue s'est porté sur le pont mixte asymétrique en raison :

- de sa simplicité structurelle et de commande ;
- de sa robustesse et de sa fiabilité ;
- de son relativement bon facteur de puissance sous réserve qu'il fonctionne au voisinage du plein déblocage (figure 16) : les amplitudes relatives des tensions alternative secondaire et continue ont été définies pour cela.

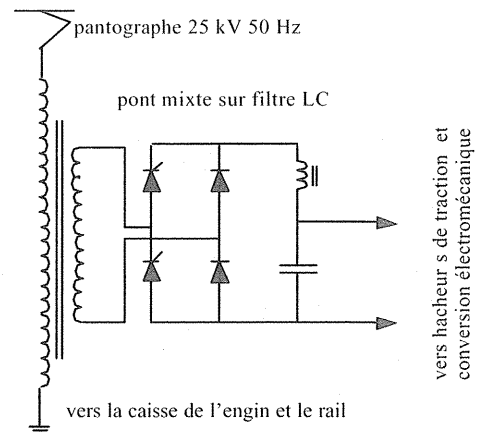


Figure 22 : synoptique de l'étage d'entrée de la chaîne de traction des BB 22200 et BB 26000

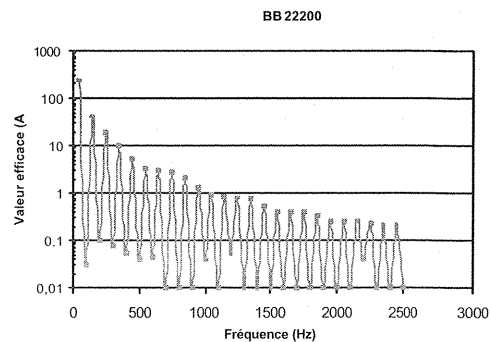


Figure 23 : spectre fréquentiel typique du courant absorbé par une BB 22200

Remarque : pour que le pont mixte d'entrée fonctionne au voisinage du plein déblocage pour plusieurs valeurs distinctes de la tension redressée, nous pouvons envisager de munir l'enroulement secondaire de prises intermédiaires, par exemple 1/3 - 2/3 : c'est ce qui a été réalisé sur les TGV de première génération (6450 kW, 300 km/h, année de construction 1978). Ces prises intermédiaires, obtenues à l'aide de contacteurs, équivalent en fait à un gradateur à trois positions.

3.4. L'amélioration du facteur de puissance ou le filtrage passif embarqué

3.4.1. Principe

L'objectif est ici d'embarquer à bord des matériels moteurs des filtres passifs et de les connecter à l'entrée des convertisseurs statiques de traction générateurs d'harmoniques. Ces filtres, constitués par l'association en série d'une inductance et d'une capacité, ont la propriété caractéristique de résonner pour une fréquence particulière, et de présenter au voisinage de celle-ci une très faible impédance. Ils vont donc constituer un chemin de circulation privilégié pour plusieurs harmoniques.

Cela va avoir pour conséquence directe « d'assainir » le courant absorbé par l'engin à la caténaire [11].

3.4.2. Etudes de cas



Figure 24 : un TGV Atlantique

De tels filtres ont été pour la première fois mis en oeuvre en service commercial sur les TGV de deuxième génération (TGV Atlantique (figures 24) et ses dérivés : Réseau, PBKA, Duplex...), après avoir été testé expérimentalement sur la BB 15056 dans les années 1980.

TGV Atlantique bicourant (105 rames)	
Alimentation	25 kV 50 Hz (1500 V dc)
Puissance (kW)	8000 (LGV) 6400 (ligne classique) (3200)
Masse (t)	444
Construction	De 1988 à 1992 (Alstom)
Vitesse (km / h)	commerciale 300 maximale 515,3 (record mondial)

Figure 25 : caractéristiques techniques d'un TGV A

En termes d'électronique de puissance, l'étage d'entrée de la chaîne de traction de ces TGV est constitué par l'association en série de deux ponts mixtes asymétriques (figure 26). Comme dans le cas de la BB 15000, ces deux ponts sont commandés de manière séquentielle jusqu'à l'obtention de la tension redressée maximale côté continu. Leur association en série permet à elle seule d'obtenir un facteur de puissance voisin de 0,80 sur une large plage de leur fonctionnement (figure 17).

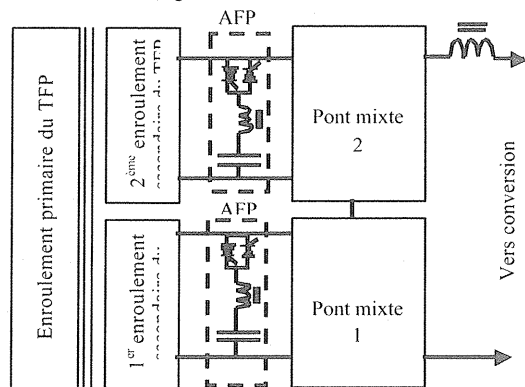


Figure 26 : schéma de l'étage d'entrée des chaînes de traction des TGV de deuxième génération

Cependant, du fait de l'importante puissance de traction de ces matériels (8000 kW sur LGV), il est capital, pour soulager en courant les IFTE, d'accroître leur facteur de puissance. Pour cela, comme expliqué au paragraphe 3.4.1., un filtre passif AFP accordé sur l'harmonique de rang 3 (150 Hz pour un fondamental à 50 Hz) est placé en amont de chaque pont mixte, en parallèle sur chaque secondaire de transformateur (figure 26). Deux thyristors montés en anti-parallèle sont utilisés pour le mettre en service. Le filtre est ensuite déconnecté par annulation spontanée du courant le traversant après arrêt des impulsions de commande sur les gâchettes des thyristors. Ces deux filtres AFP permettent :

- la dérivation du premier harmonique de courant et l'atténuation des suivants, ce qui améliore le facteur de forme du courant absorbé au primaire du transformateur ;
- la compensation de l'énergie réactive fondamentale consommée par le pont mixte et l'inductance de fuite du transformateur, ce qui améliore le facteur de phase du côté de la caténaire (figure 27).

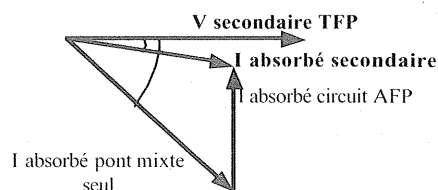


Figure 27 : diagramme de Fresnel pour la tension et les courants à la fréquence fondamentale

Grâce au circuit AFP, l'amplitude de l'harmonique à 150 Hz sur le spectre fréquentiel du courant absorbé par le TGV au pantographe est considérablement réduite (figure 27).

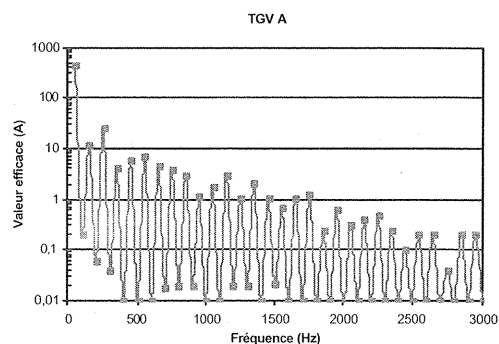


Figure 28 : spectre fréquentiel typique du courant absorbé par un TGV Atlantique

Dans ces conditions, le facteur de puissance d'une rame TGV Atlantique est couramment supérieur à 0,95 en régime normal de fonctionnement, sur ligne à grande vitesse. Fort de ce succès, le circuit AFP est maintenant employé sur des automotrices régionales (TER 2N) et de la banlieue parisienne (MI 2N). Certes, ces automotrices ont une puissance de traction modeste (< 3200 kW). Néanmoins, un tel filtre permet de

relever de manière à la fois simple et efficace leur facteur de puissance, dans la mesure où l'étage d'entrée de leur chaîne de traction n'est constitué que d'un seul pont complet à thyristors (figure 17).

Remarque 1: la mise en série de trois voire quatre ponts mixtes en série avec leurs circuits AFP associés améliorerait encore davantage le facteur de puissance de l'engin. Par contre, la multiplication du nombre d'enroulements secondaires entraînerait un surcoût inacceptable pour le transformateur principal.

Remarque 2: les matériels roulants actuels étant principalement de nature inductive, il existe, comme sur le réseau national RTE, des dispositifs de compensation de l'énergie réactive en ligne. Celle-ci $i_{cond}(t)$ peut s'effectuer :

- soit en diminuant la réactance inductive de ligne par ajout de condensateurs en série sur la caténaire; cette méthode reste cependant exceptionnelle;
- soit en relevant le $\cos\phi$ au moyen de condensateurs connectés en parallèle entre les caténaires et les rails. L'adjonction d'inductances anti-harmoniques en série avec ces condensateurs est alors nécessaire pour éviter des résonances gênantes.

3.5. Les ponts monophasés à commutation forcée

3.5.1. Généralités

Pour tous les convertisseurs à commutation naturelle, le courant absorbé à la caténaire est une onde alternative de forme sensiblement rectangulaire : sa décomposition en série de Fourier donne un courant fondamental à la fréquence du réseau et des harmoniques impairs de rang $2k+1 = 3,5,7,\dots$. Le courant en ligne présente une valeur efficace vraie plus importante que celle de la composante fondamentale. En raison du facteur de forme et du déphasage entre courant et tension, la puissance apparente absorbée est nettement plus élevée que la puissance active seule nécessaire à la traction du train. En outre, ces harmoniques de courant sont sources de perturbations et leur circulation au travers des impédances de source engendre la déformation de la tension de ligne fournie par les sous-stations.

Par conséquent, depuis une dizaine d'années, une nouvelle génération de redresseurs alternatif – continu sont apparus grâce à l'utilisation de la commutation forcée, elle-même rendue possible par les progrès technologiques réalisés sur les composants semi-conducteurs de puissance. Un tel convertisseur doit être simultanément capable :

- de générer une tension continue intermédiaire la plus pure possible du point de vue harmonique à partir d'une source monophasée alternative ;
- d'absorber, côté alternatif, un courant quasi-sinusoidal et en phase avec la tension à la caténaire ; l'objectif est donc d'atteindre un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité.

3.5.2. Le schéma de puissance d'un PMCF

Pour cela, la structure du convertisseur à mettre en oeuvre est celle d'un onduleur de tension monophasé [12] mais vu comme un redresseur de courant (figure 29). Les interrupteurs de puissance utilisés sont commandables à l'amorçage et au blocage : dans le domaine ferroviaire, ce sont des GTO ou des IGBT associés à des diodes montées en anti-parallèle. Ce convertisseur peut, d'un point de vue électrique, fonctionner dans les quatre quadrants du plan {P active ; Q réactive} : en traction, en freinage, dans le domaine inductif ou capacitif.

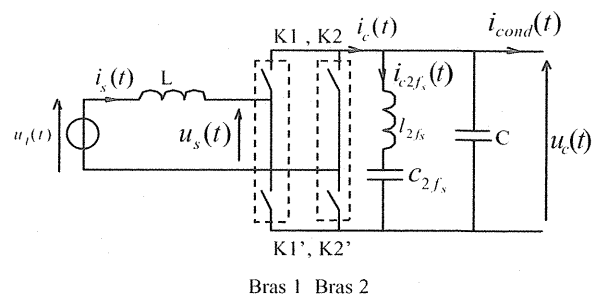


Figure 29 : schéma de puissance d'un PMCF à deux niveaux

$u_s(t)$: tension aux bornes de l'enroulement secondaire du TFP ;

$u_c(t)$: tension alternative entre les points milieux des deux cellules de commutation ;

$i_s(t)$: courant alternatif absorbé par un secondaire du TFP ;

L : inductance de fuite totale du TFP ;

C : capacité aux bornes de la source de tension continue ;

l_{2fs}, c_{2fs} : filtre «2f» accordé à 100 Hz côté continu.

Pour piloter efficacement le convertisseur, la valeur moyenne de la tension $u_c(t)$ du bus continu doit être supérieure à la valeur crête de la tension aux bornes de l'enroulement secondaire du transformateur. Le PMCF est donc un montage élévateur de tension. L'inductance de fuite L ramenée au secondaire du transformateur principal doit atteindre 30 à 40 % en valeurs réduites, de façon à maîtriser les variations en « dents de scie » du courant absorbé à la caténaire.

3.5.3. La commande des PMCF

Sur les matériels ferroviaires, les redresseurs PMCF fonctionnent en modulation de largeur d'impulsions : grâce à cette technique, les harmoniques de courant produits sont repoussés vers les hautes fréquences. Ces fréquences sont d'autant plus élevées que le nombre de découpes réalisées sur l'onde de tension par alternance est lui-même important. Pour ce qui nous concerne, il s'agit en général d'une MLI intersective entre une sinusoïde modulante et une onde triangulaire porteuse,

la fréquence de la porteuse étant 5 à 9 fois plus élevée que celle de la modulante.

Remarque: ce rapport entre fréquences relativement modeste s'explique en partie par les nombreuses pertes à évacuer et par l'importance de la puissance qui transite dans le convertisseur (de l'ordre de quelques mégawatts).

Avec cette loi de commande, la fonction de modulation du convertisseur est périodique et admet un développement en série de Fourier dont les coefficients font intervenir les fonctions de Bessel d'ordre entier :

$$f_m(t) = m \sin \omega_s t + \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{4(-1)^h}{\pi h} \left[\cos \frac{h\pi}{2} \left[\sum_{p=0}^{+\infty} J_{2p+1} \left(\frac{h\pi m}{2} \right) \times (\sin(nh + 2p + 1)\omega_s t - \sin(nh - 2p - 1)\omega_s t) \right] \right]$$

où m désigne l'amplitude de la modulante rapportée à celle de la porteuse.

Or, la tension alternative en amont du convertisseur est égale au produit de la fonction de modulation par la tension continue U_c aux bornes de la capacité du bus continu :

$$u_s(t) = f_m(t) \times U_c$$

En conséquence, les harmoniques de courant générés côté alternatif en amont du CVS d'entrée se répartissent en familles dont les rangs sont de la forme :

$$2kf_d \pm (2p + 1)f_s = (2kn \pm (2p + 1))f_s$$

k et p entiers naturels ;

f_s : fréquence de la modulante ;

f_d : fréquence de découpage ;

$n = \frac{f_d}{f_s}$: indice de modulation.

Le PMCF étant un convertisseur direct, il ne possède pas d'éléments internes de stockage d'énergie. La puissance instantanée à l'entrée côté alternatif est donc égale à tout instant, aux pertes près, à celle de sortie côté continu :

$$p(t) = u_c i_c = u_s i_s = U_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t - \psi) \times I_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t) \\ p(t) = U_s I_s (\cos \psi - \cos(2\omega_s t - \psi))$$

Le courant de sortie côté continu s'exprime donc par la relation :

$$i_c(t) = \frac{U_s I_s}{U_c} (\cos \psi - \cos(2\omega_s t - \psi))$$

Ainsi, avec l'hypothèse du premier harmonique côté alternatif, nous mettons en évidence, côté continu, d'une part la valeur moyenne du courant redressé et d'autre part une ondulation à la fréquence $2f_s$ de même amplitude que la composante continue. Il est donc nécessaire, sous peine de destruction du condensateur, de filtrer cette ondulation résiduelle au

moyen, par exemple, d'un filtre LC série du second ordre accordé sur l'harmonique de fréquence $2f_s$ et connecté en parallèle sur le condensateur du bus continu. Ce filtre est communément appelé « filtre $2f$ ».

En résumé, le fonctionnement d'un PMCF peut être représenté par le schéma - bloc de la figure 30.

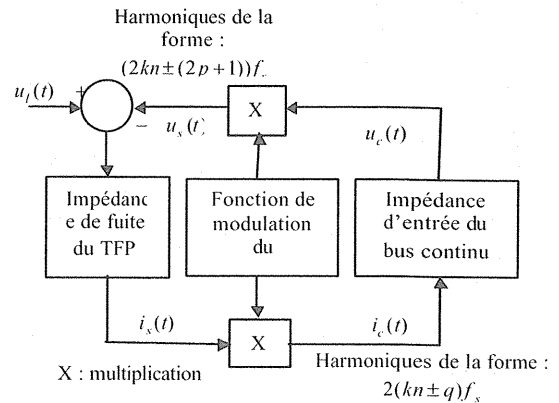


Figure 30 : synoptique de fonctionnement d'un PMCF

3.5.4. L'entrelacement de plusieurs PMCF entre eux

A la SNCF, les convertisseurs PMCF sont apparus lors de la conception et la mise en service de la locomotive tricourant BB 36000 [13]. De la même manière que la BB 26000, il s'agit d'une locomotive « universelle », capable aussi bien de tracter des trains de fret lourds que des trains de voyageurs rapides.



Figure 31 : la locomotive BB 36000

Locomotive tricourant BB 36000 (60 engins)	
Alimentation	25 kV 50 Hz (1500 V dc et 3000 V dc)
Puissance (kW) (identique sous les 3 tensions)	5600
Masse (t)	89
Construction	De 1998 à 2001 (Alstom)
Vitesse (km / h)	Commerciale 200 maximale 200

Figure 32 : caractéristiques techniques des BB 36000

Rappelons que l'un des objectifs à atteindre avec des PMCF comme convertisseurs d'entrée de la chaîne de traction d'un matériel moteur est l'absorption par ce dernier d'un courant quasi-sinusoidal et en phase avec la tension à la caténaire. Pour la BB 36000, les composants d'électronique de puissance employés sont des GTO pilotés à une fréquence de 300 Hz par cellule de commutation.

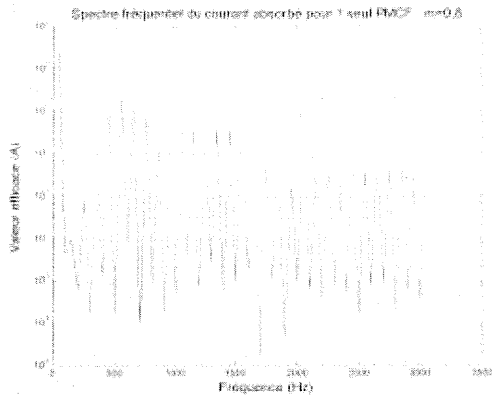


Figure 33 : simulation du spectre typique du courant alternatif absorbé par un PMCF dont les cellules de commutation sont pilotées à une fréquence de 300 Hz

Or, si elle existait, une locomotive équipée d'un seul PMCF de ce type en entrée de sa chaîne de traction générerait un spectre de courant assez riche en harmoniques basse fréquence, du fait d'une fréquence de commutation modeste des interrupteurs de puissance (figure 33).

Pour y remédier, l'étage d'entrée de la chaîne de traction de la BB 36000 est équipée de quatre PMCF distincts, reliés aux quatre enroulements secondaires du TFP, et dont les commandes sont imbriquées entre elles. Cet entrelacement est réalisé en conservant la même modulante sinusoidale de référence et en décalant d'1/8 de leur période les porteuses triangulaires entre elles. De cette façon, la première famille des harmoniques de courant générés à la caténaire par la locomotive est centrée autour de 4×600 Hz, c'est à dire 2400 Hz (figure 34).

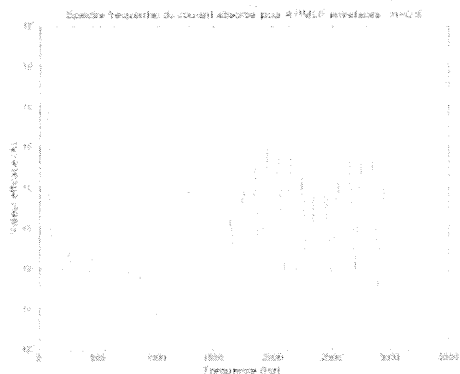


Figure 34 : simulation du spectre typique du courant alternatif absorbé par quatre PMCF entrelacés dont les cellules de commutation sont pilotées à une fréquence de 300 Hz

Certes, l'entrelacement de plusieurs PMCF entre eux complexifie de manière évidente leurs commandes, notamment en matière de synchronisation. Cependant, cette technique permet de manière efficace de repousser vers les hautes fréquences d'une part, et de diminuer en amplitude d'autre part, les harmoniques du courant de traction générés par l'engin à la caténaire et d'obtenir ainsi un facteur de puissance très proche de l'unité.

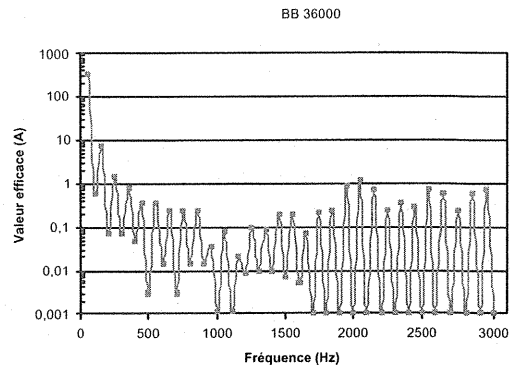


Figure 35 : spectre fréquentiel mesuré typique du courant absorbé à la caténaire par une BB 36000

Plus récemment, la méthode d'entrelacement de PMCF est mise en oeuvre sur la BB 27000 [14], couramment baptisée « locomotive fret » (figure 36). Contrairement aux BB 26000 et 36000 dites universelles, la BB 27000 est une locomotive entièrement dédiée dès sa conception à la remorque de trains lourds à la vitesse maximale de 140 km/h (figure 36).

Grâce aux progrès technologiques réalisés sur les composants d'électronique de puissance, les PMCF de la BB 27000 sont équipés de transistors IGBT, ce qui autorise une fréquence de découpage de 450 Hz par cellule de commutation. L'entrelacement de quatre PMCF en étage d'entrée de la chaîne de traction permet de centrer autour de 3600 Hz la première famille d'harmoniques de courant générés par l'engin au pantographe.



Figure 36 : la locomotive 427002 en gare de Belfort

Locomotive bicourant BB 27000 (90 engins)		
Alimentation	25 kV 50 Hz (1500 V dc)	
Puissance (kW) (identique sous les 2 tensions)	4200	
Masse (t)	89	
Construction	A partir de 2000 (Alstom)	
Vitesse (km / h)	commerciale	140
	maximale	140

Figure 37 : caractéristiques techniques des locomotives BB 27000

Remarque : comme pour la mise en série de ponts à commutation naturelle, le choix du nombre de PMCF à entrelacer résulte de compromis entre l'amélioration du facteur de puissance, le surenchérissement du transformateur ainsi que la complexification de l'électronique de commande associée.

4. Conclusion : Vers une plus grande coordination entre le système d'alimentation et le matériel roulant ferroviaire

Le paragraphe précédent a mis en évidence différents types de convertisseurs statiques d'électronique de puissance constituant l'étage d'entrée des chaînes de traction des matériels, et donc directement en contact avec la source d'alimentation par l'intermédiaire de la caténaire. En étudiant le fonctionnement fortement non linéaire de ces convertisseurs embarqués, nous avons évalué des indicateurs de la déformation de l'onde de courant absorbée par l'engin de traction (spectre fréquentiel, facteur de puissance). Les harmoniques de courant générés par le matériel roulant provoquent en retour une déformation de la tension d'alimentation par l'intermédiaire des impédances de ligne caractérisant le circuit de traction. La consommation de l'énergie électrique par les matériels roulants ferroviaires se conçoit donc en terme de compatibilité entre les installations fixes d'alimentation et les consommateurs mobiles [15]. Cette compatibilité est à la fois technique et économique, dans la mesure où elle doit tenir compte côté infrastructure comme côté matériel roulant du coût des investissements réalisés. Pour mener à bien cette coordination, il nous semble utile de procéder à une classification :

- d'une part, des IFTE, en fonction par exemple de la puissance apparente qu'elles peuvent fournir aux consommateurs, de leur impédance de source, de l'espacement moyen de leurs sous-stations, du niveau de la tension de raccordement de ces dernières au réseau national RTE ;
- d'autre part, des matériels roulants, en fonction de leur puissance à la jante, des types de redresseurs statiques dont ils sont équipés, des dispositifs éventuels d'amélioration du facteur de puissance mis en oeuvre (AFP pour un CVS à commutation naturelle, entrelacement pour un PMCF), du spectre fréquentiel

de leur courant de traction et de leur facteur de puissance caractéristiques.

Cette double classification doit contribuer à l'amélioration de la coordination entre fournisseurs et consommateurs d'énergie du système ferroviaire [6], en connectant les IFTE à des récepteurs qu'elles sont capables d'alimenter, et corrélativement, en fournissant au matériel roulant une source d'énergie à la mesure de ses régimes normaux d'exploitation. Dans ce même but, il nous paraît intéressant de proposer un « gabarit » fréquentiel du courant de traction consommé par les matériels roulants que ces derniers doivent respecter. Il s'agit en définitive d'une enveloppe caractérisant l'aptitude des IFTE à fournir l'énergie demandée sans que ni elles-mêmes ni les engins qui y sont connectés ne soient perturbés. La majorité des spectres caractéristiques des engins existants et actuellement en circulation sur le réseau ferré français s'insèrent à l'intérieur de ce gabarit (fig38).

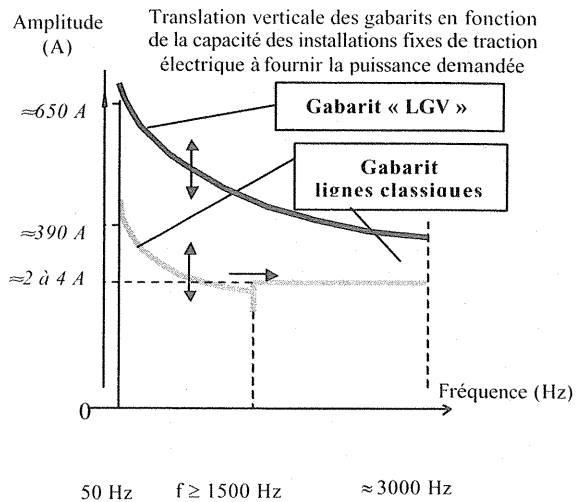


Figure 38 : proposition d'un gabarit fréquentiel du courant absorbé par les engins de traction

Sur ce gabarit, l'amplitude de la raie fondamentale est directement liée à la puissance des engins de traction ainsi qu'au facteur de déphasage entre les composantes fondamentales du courant et de la tension d'alimentation :

- pour une locomotive circulant sur ligne classique, cette puissance peut atteindre 5600 kW (cas des BB 26000 et 36000). Sous 25 kV 50 Hz, avec un facteur de déphasage d'environ 0,8, nous obtenons un courant de 280 A efficace. Avec une marge de sécurité d'environ 1,4, nous pouvons fixer la limite à 390 A efficace.
- pour un TGV circulant sur ligne à grande vitesse, la puissance appelée au pantographe est de l'ordre de 10 MW à 300 km/h et en pleine traction. Or, la puissance motrice varie avec le cube de la vitesse. Par conséquent, pour tenir compte de l'éventualité d'une circulation future à 360 km/h, nous devons considérer une puissance appelée à la caténaire de l'ordre de 15 MW. Sous 25 kV 50 Hz, avec un facteur de

déphasage de 0,95, nous obtenons un courant de 630 A efficace, d'où une limite à environ 650 A efficaces.

Sur lignes à grandes vitesses comme sur lignes classiques, nous proposons que l'enveloppe spectrale suive une loi de décroissance en $1/n$ (n étant le rang de l'harmonique considéré) caractéristique des redresseurs classiques à commutation naturelle. Cependant, il existe également sur lignes classiques des matériels équipés de redresseurs à commutations forcées. Or, l'amplitude des familles de raies générées par ces convertisseurs, de l'ordre de 1 à 2 A efficaces, peut devenir supérieure à la loi $1/n$ pour des fréquences supérieures à 1,5 kHz environ. Cela nous conduit à introduire un saut au niveau de l'enveloppe proposée. Toutefois, l'abscisse fréquentielle et l'amplitude de ce saut dépendent étroitement du phénomène d'antirésonance des impédances de ligne, lui-même synonyme de surtension à la caténaire.

Cet article est une contribution à l'étude de la consommation de l'énergie électrique par les matériels roulants ferroviaires. Il s'insère dans le cadre plus large de la normalisation à l'échelle européenne de la coordination entre le matériel roulant et l'alimentation en énergie électrique. Cette normalisation, à laquelle la SNCF participe activement, est complexe. Elle donne progressivement naissance à des règles dont le respect par tous devrait permettre, à terme, de maîtriser, de fluidifier et de pérenniser le transport ferroviaire

Glossaire

AFP : Circuit d'Amélioration du Facteur de Puissance ;
 BB : Désignation d'une locomotive équipée de deux bogies eux-mêmes constitués de deux essieux moteurs chacun ;
 CdV : Circuits de Voie ;
 CVS : Convertisseur Statique d'électronique de puissance
 EDF : Electricité de France ;
 GTO : Gate Turn Off Thyristor ;
 IFTE : Installations Fixes de Traction Electrique ;
 IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor ;
 MI2N : Matériel d'Interconnexion à 2 Niveaux
 MLI : Modulation de Largeur d'Impulsions ;
 LGV : Ligne à Grande Vitesse ;
 PMCF : Pont Monophasé à Commutation Forcée ;
 RTE : Réseau de Transport d'Electricité ;
 SdT : Systèmes de détection des Trains ;
 STI : Spécifications Techniques d'Interopérabilité ;
 TER2N : Train Express Régional à 2 Niveaux
 TFP : Transformateur Principal ;
 TGV : Train à Grande Vitesse.

Bibliographie

[1] Alimentation Electrique 1^{re} partie, numéro spécial Revue Générale des Chemins de Fer, Ed. Delville, avril 2001 ;

[2] Alimentation Electrique 2^{ème} partie, numéro spécial Revue Générale des Chemins de Fer, Ed. Delville, juillet/août 2001 ;

[3] Jeunesse A., Dynamique des trains, Revue 3EI n°19, décembre 1999 ;

[4] Leclerc C., L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire, Revues 3EI 2001 et 2002 (cinq parties) ;

[5] Manesse G., La puissance réactive instantanée, Revue 3EI n°23, décembre 2000 ;

[6] Comité Européen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC), prEN50388, Railway applications – Power supply and rolling stock – Technical criteria for the coordination between power supply (substation) and rolling stock to achieve interoperability ;

[7] Sabaté V., Traction électrique ferroviaire, Convertisseurs et moteurs, Techniques de l'Ingénieur, traité de génie électrique ;

[8] Deflandre T., Mauras Ph., Les harmoniques sur les réseaux électriques, collection de la Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France, Ed. Eyrolles, 1998 ;

[9] Jeunesse A. Les perturbations électriques dans le domaine ferroviaire, Revue 3EI n°19, décembre 1999 ;

[10] Bonal J., Etude comparative des moyens d'améliorer le facteur de puissance des locomotives monophasées, thèse présentée à l'université des sciences et techniques de Lille, 1984 ;

[11] Cossé A., Les engins moteurs à conversion statique d'énergie, perfectionnement des attachés des groupes 1 et 2 (cadres de la SNCF), Tomes 1 & 2, mars 1987 ;

[12] Foch H., Forest F., Meynard T., Onduleurs de tension, structures, principes, applications, mise en oeuvre, Techniques de l'Ingénieur, traité de génie électrique ;

[13] Jeunesse A, Debruyne M, La BB 36000, la locomotive « Passe – frontières », Revue 3EI n°19, décembre 1999 ;

[14] Rondeau C., Laurencin C., Debruyne M., Bullot A., La locomotive BB 27000 de la SNCF : les choix techniques pour la traction et le freinage, Revue Générale des Chemins de Fer, Ed. Delville, 2002 ;

[15] Gendron B., Jeunesse A., Pignolet P., Contribution à la réalisation de la compatibilité entre le matériel et les installations fixes de traction électrique, ébauche d'une spécification des matériels moteurs, rapport de stage industriel, IUP Génie Electrique et Informatique Industrielle de Pau, août 2001.

REDUCTION DU DESEQUILIBRE DANS LA TRACTION ELECTRIQUE. NOUVELLES TECHNIQUES.

Dan Telteu, Damien Grenier, Francis Labrique,

Centre de Recherche en Mécatronique
Université catholique de Louvain
Place du Levant, 3
B-1348 Louvain la Neuve (Belgique)

Jean Bonal,

Professeur associé au Conservatoire National des
Arts et Métiers, CNAM,
Rue Saint Martin, 292
F-75141 – Paris cedex 03 (France)

Résumé : Cet article traite des techniques de réduction du déséquilibre introduit par exemple par les charges monophasées que constituent les sous stations d'alimentation des caténaïres à courant alternatif. On montre en premier lieu que les méthodes classiques de réduction du déséquilibre basées uniquement sur l'emploi de composants passifs conviennent mal au cas de charges absorbant des puissances largement variables.

Nous présentons ensuite deux méthodes qui font appel à l'électronique de puissance, l'une basée sur l'emploi de filtres actifs, l'autre sur le passage par l'intermédiaire du courant continu. On montre que cette dernière solution est particulièrement intéressante lorsque la puissance des sous stations est importante (comme dans le cas des lignes TGV) car elle ne fait appel qu'à des convertisseurs à commutation naturelle.

I. Introduction

Lorsqu'on alimente, à partir du réseau triphasé une charge déséquilibrée (en particulier une charge monophasée) les courants absorbés font apparaître un déséquilibre sur les tensions en raison des chutes de tension qu'ils provoquent sur les impédances internes du réseau. Le déséquilibre des tensions est évidemment d'autant plus grand que les courants absorbés par la charge et les impédances internes du réseau sont élevées. En d'autres mots, l'importance du déséquilibre est fonction du rapport existant entre la puissance apparente de la charge et la puissance de court-circuit du réseau au point de raccordement. Si le rapport existant entre la puissance apparente de la charge et la puissance de court-circuit du réseau n'est pas suffisamment faible, le déséquilibre des tensions peut atteindre un niveau gênant pour les autres équipements raccordés à proximité de la charge déséquilibrée¹.

Parmi les charges non équilibrées susceptibles de perturber de façon très significative le réseau, on peut citer les sous-stations d'alimentation de caténaïres à courant alternatif. C'est particulièrement vrai dans le cas de nouvelles lignes TGV situées dans les zones souvent rurales à faible densité de population où la puissance de court-circuit du réseau est relativement faible.

Pour réduire le déséquilibre induit par de telles charges, diverses techniques existent. Nous examinerons en premier lieu les principales techniques classiques de compensation du déséquilibre dû à une charge monophasée qu'elles soient basées sur l'utilisation de seuls composants passifs (section II) ou qu'elles recourent à des convertisseurs électroniques de puissance (section III). Nous présenterons ensuite à la section IV une nouvelle technique, qui utilise le passage par l'intermédiaire d'une liaison à courant continu. Nous mettrons en évidence que cette approche, qui ne fait appel qu'à des convertisseurs à commutation naturelle et qui, par les possibilités de commande qu'elle permet, supporte très facilement les variations brutales de charge, est bien adaptée au cas des sous stations d'alimentations de caténaïres.

II. Solutions classiques de compensation.

Filtres passifs

Toutes les solutions classiques de compensation sont basées sur des éléments de stockage de l'énergie.

II.1 Montage de Steinmetz

Le montage le plus simple est celui de Steinmetz (Figure 1.a), qui suppose une charge avec un facteur de puissance unitaire ou plus précisément une charge dont on a ramené le facteur de puissance à l'unité par

¹ En particulier s'il s'agit de moteurs asynchrones : un faible déséquilibrage du réseau peut conduire à leur destruction

l'adjonction d'éléments réactifs en parallèle (généralement un banc de capacités dans la mesure où la plupart des charges sont inductives).

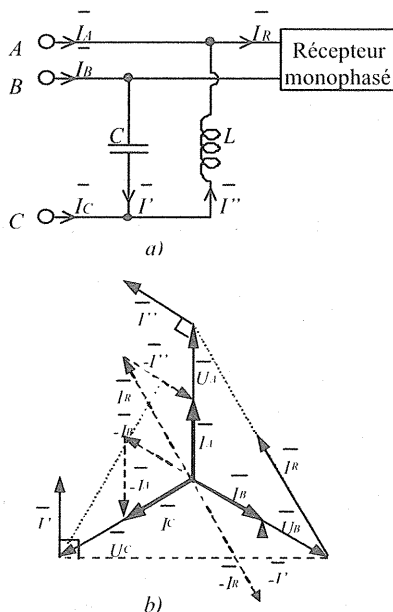


Figure 1 : Montage de Steinmetz

À partir de ce schéma, on peut construire le diagramme vectoriel de la Figure 1.b. Le courant \vec{I}_R dans le récepteur est aligné avec le vecteur des tensions $(\vec{V}_A - \vec{V}_B)$, le courant \vec{I}'' dans l'inductance est orthogonal au vecteur des tensions $(\vec{U}_C - \vec{U}_A)$. Son amplitude (et donc la valeur de l'impédance) doit être telle que $\vec{I}_A = \vec{I}_R - \vec{I}''$ soit aligné avec la tension \vec{U}_A . On en déduit immédiatement que :

$$L = \frac{\sqrt{3}U_l^2}{\omega S} \quad (1)$$

où U_l est la tension entre phases, ω la pulsation du réseau et S la puissance apparente (ici la puissance active) de la charge. De même, le courant \vec{I}' est orthogonal à la tension $(\vec{U}_B - \vec{U}_C)$. Pour que le courant $\vec{I}_B = \vec{I}' - \vec{I}_R$ soit aligné avec la tension \vec{U}_B il est nécessaire que l'on ait

$$C = \frac{S}{\sqrt{3}\omega U_l^2} \quad (2)$$

Le système vu du réseau devient alors un système équilibré de facteur de puissance unitaire.

On note cependant que les puissances réactives dans l'inductance et la capacité sont loin d'être négligeables puisque

$$I'' = I' = \frac{I_R}{\sqrt{3}} \quad (3)$$

Ce montage ne fonctionne bien en outre que si la valeur du courant de charge est constante. Sur la Figure 2 on montre l'évolution du diagramme vectoriel

lorsque la charge varie de 50%, les éléments réactifs restant les mêmes que ceux calculés pour la pleine charge. On observe un très grand déséquilibre sur le réseau triphasé.

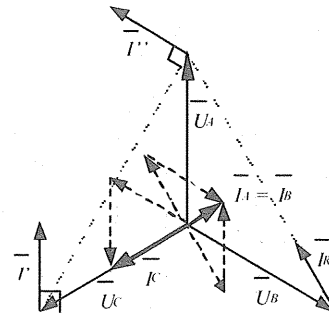


Figure 2 : Montage de Steinmetz pour une variation de la charge de 50%

Ordre de grandeurs des éléments réactifs :

Pour une charge de 50 MVA de facteur de puissance unitaire alimentée sous 25 kV les ordres de grandeurs des éléments réactifs à insérer sont :

- $L = 0,067 \text{ H}$ $C = 150 \mu\text{F}$

II.2 Montage compensateur pour des charges réactives

Si le schéma précédent ne permet de compenser le déséquilibre que pour des charges ayant un caractère résistif, le montage présenté à la Figure 3.a permet de compenser une charge de facteur de puissance quelconque. Qui plus est, pour effectuer la compensation, un seul élément réactif est suffisant. La seule condition est de brancher l'élément réactif sous une tension convenable. Cette tension peut-être obtenue à l'aide d'un autotransformateur.

Nous supposons ici que la charge monophasée alimentée entre les phases A et B est inductive comme le sont la plupart des charges. On utilise dans ce cas comme élément compensateur une capacité C, alimentée avec la tension U' (différence de potentiel entre la phase B et le point intermédiaire M d'un autotransformateur connecté entre les phases A et C)².

Pour calculer la phase de la tension U' on peut utiliser la notion de puissance fluctuante³. Celle-ci présente en effet la propriété de s'annuler quand le déséquilibre disparaît.

² Si la charge avait été capacitive, on aurait branché une inductance de compensation

³ Pour un récepteur alimenté en monophasé sur une tension $u = UV2\sin\omega t$ et absorbant un courant, $i = IV2\sin(\omega t - \varphi)$ la puissance fournie par la source est $p = ui = UI\cos\varphi + UI\cos(2\omega t - \varphi)$. Le second terme représente la puissance fluctuante. Pour un système triphasé équilibré, la puissance fluctuante est nulle.

Si la tension aux bornes de la charge monophasée est $u_{ch} = \sqrt{2}U_{ch} \cos \omega t$ et le courant absorbé est $i_{ch} = \sqrt{2}I_{ch} \cos(\omega t - \varphi)$, la puissance fluctuante consommée par la charge est :

$$P_f = U_{ch} I_{ch} \cos(2\omega t - \varphi) \quad (4)$$

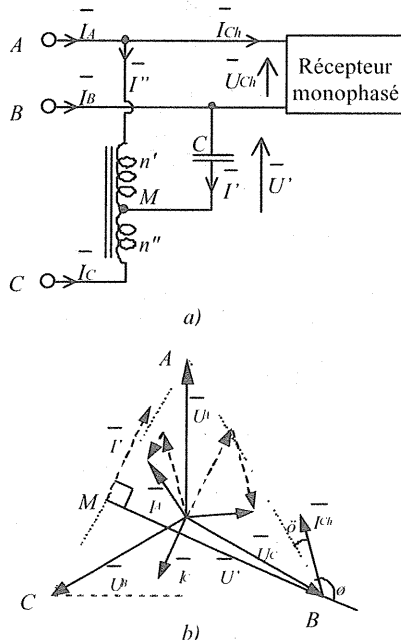


Figure 3 : Compensation d'une charge monophasée quelconque

Soit ψ la phase de la tension u' aux bornes de la capacité (calculée par rapport à u_{ch}). Cette tension et le courant i' qui traverse la capacité s'écrivent alors :

$$\begin{cases} u' = \sqrt{2}U' \cos(\omega t - \psi) \\ i' = \sqrt{2}I' \cos(\omega t - \psi + \pi/2) \end{cases} \quad (5)$$

ce qui donne une puissance instantanée (qui correspond pour une charge purement capacitive à une puissance purement fluctuante) :

$$P_f' = u' \cdot i' = U' I' \cos(2\omega t - 2\psi + \pi/2) \quad (6)$$

Pour que cette puissance compense parfaitement et à toute instance la puissance fluctuante P_f (c'est à dire pour que $P_f + P_f' = 0$, il faut que :

$$\begin{cases} U' I' = U_{ch} I_{ch} \\ \cos(2\omega t - 2\psi + \pi/2) = -\cos(2\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (7)$$

ce qui impose :

$$\psi = \frac{3\pi}{4} + \frac{\varphi}{2} \quad (8)$$

Pour calculer le module de la tension U' on utilise le diagramme vectoriel de la Figure 3.b. Puisque la

tension U' est en retard de $\psi = \frac{3\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}$ sur $U_{AB} = U_{ch}$.

L'angle $C\hat{B}M$ est égal à :

$$C\hat{B}M = \frac{\pi}{3} - (\pi - \psi) = \frac{\pi}{12} + \frac{\varphi}{2} \quad (9)$$

On en déduit l'angle $A\hat{M}B$:

$$A\hat{M}B = \pi - \left(\frac{\pi}{3} + C\hat{B}M \right) = \frac{7\pi}{12} - \frac{\varphi}{2} \quad (10)$$

Compte tenu de (7) et (10) on calcule à partir du diagramme de la Figure 3.b :

$$U' = U_l \frac{\sqrt{3}/2}{\sin\left(\frac{7\pi}{12} - \frac{\varphi}{2}\right)} \quad (11)$$

d'où on tire :

$$I' = I_{ch} \frac{2 \sin\left(\frac{7\pi}{12} - \frac{\varphi}{2}\right)}{\sqrt{3}} \quad (12)$$

Les courants dans les deux enroulements de l'autotransformateur se calculent comme suit. On a :

$$n' \bar{I}'' = n'' \bar{I}_C \text{ avec } \bar{I}'' + \bar{I}_C = -\bar{I}' \quad (13)$$

ce qui donne

$$\bar{I}'' = -\frac{n''}{n'+n''} \bar{I}', \quad \bar{I}_C = -\frac{n'}{n'+n''} \bar{I}' \quad (14)$$

d'où

$$\begin{cases} \bar{I}_A = \bar{I}_{ch} - \frac{n''}{n'+n''} \bar{I}' \\ \bar{I}_B = -\bar{I}_{ch} + \bar{I}' \\ \bar{I}_C = -\frac{n'}{n'+n''} \bar{I}' \end{cases} \quad (15)$$

Le rapport entre le nombre des spires de l'autotransformateur (n'/n'') correspond au rapport entre les segments AM et MC (AM/MC), sur la Figure 3.b. [1]

La valeur de la capacité C se déduit immédiatement du rapport entre le courant I' qui la parcourt et de la tension U' à ses bornes

$$C = \frac{I'}{\omega U'} = \frac{4S \sin^2\left(\frac{7\pi}{12} - \frac{\varphi}{2}\right)}{3\omega U_l^2} \quad (16)$$

On notera que, contrairement au montage précédent, ce type de compensateur n'assure pas un facteur de puissance global unitaire.

Pour des charges ayant un faible caractère inductif, la puissance réactive demandée est même importante puisqu'on peut écrire :

$$Q = -U_l I_{ch} (1 - \sin \varphi) \quad (17)$$

Comme dans le montage de Steinmetz la compensation cesse d'être correctement réalisée si les puissances active et réactive de la charge varient.

Ordre de grandeur des éléments réactifs :

Pour une charge de 50 MVA et un facteur de puissance de 0,7, alimentée sous 25 kV, les ordres de grandeur des éléments à insérer sont :

- $C = 333 \mu\text{F}$
- Puissance apparente de l'autotransformateur : 29 MVA.

On notera que la valeur de la capacité C est de l'ordre du double de celle du montage de Steinmetz. La valeur de cette capacité varie peu en fonction du facteur de puissance de la charge (si le facteur de puissance de la charge était égal à l'unité, la capacité vaudrait $328 \mu\text{F}$).

III. Montages à filtres actifs

Le principe des montages basés sur l'emploi de filtres actifs (éléments réactifs asservis à des interrupteurs électroniques de puissance) repose sur l'injection de courants correcteurs suivant des consignes élaborées en temps réel (Figure 4).

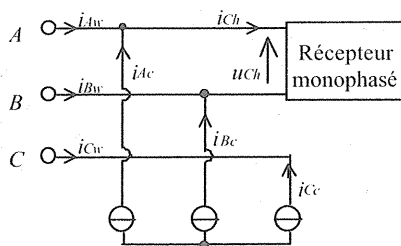


Figure 4 : Principe du filtre actif

Avec un tel système il est possible de calculer les courants correcteurs i_{Ac} , i_{Bc} et $i_{Cc} = -i_{Ac} - i_{Bc}$ à injecter :

- soit pour corriger uniquement le déséquilibre
- soit pour corriger à la fois le déséquilibre et le facteur de puissance.

III.1 Correction du déséquilibre

Soit I_{ch} le courant absorbé par la charge. On suppose ce courant déphasé en arrière de φ par rapport de la tension U_{ch} .

La puissance active absorbée est alors égale $P = U_l I_{ch} \cos \varphi$ et la puissance réactive $Q = U_l I_{ch} \sin \varphi$ où U_l est la tension de ligne du réseau.[1]

On souhaite obtenir un système équilibré de courants

$$\begin{cases} i_{A_w} = \sqrt{2} I_w \cos(\omega t - \psi) \\ i_{B_w} = \sqrt{2} I_w \cos(\omega t - 2\pi/3 - \psi) \\ i_{C_w} = \sqrt{2} I_w \cos(\omega t - 4\pi/3 - \psi) \end{cases} \quad (18)$$

En égalant les puissances actives et réactives pour ces deux systèmes, on trouve :

$$\begin{cases} \sqrt{3} U_l I_w \cos \psi = U_l I_{ch} \cos \varphi \\ \sqrt{3} U_l I_w \sin \psi = U_l I_{ch} \sin \varphi \end{cases} \quad (19)$$

d'où on déduit que $\varphi = \psi$ (Figure 5) et que

$$I_w = \frac{I_{ch}}{\sqrt{3}} \quad (20)$$

En conclusion, les courants correcteurs i_{Ac} et i_{Bc} devront donc être égaux à :

$$\begin{aligned} i_{Ac} &= i_{ch} - i_{A_w} \\ &= \sqrt{2} I_{ch} \left[\cos(\omega t - \varphi + \pi/6) - \frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\omega t - \varphi) \right] \\ i_{Bc} &= -i_{ch} - i_{B_w} \\ &= \sqrt{2} I_{ch} \left[-\cos(\omega t - \varphi + \pi/6) - \frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \right] \end{aligned}$$

soit encore :

$$\begin{cases} i_{Ac} = \frac{I_{ch} \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t + \pi/6 - \varphi) \\ i_{Bc} = \frac{I_{ch} \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t - 7\pi/6 - \varphi) \end{cases} \quad (21)$$

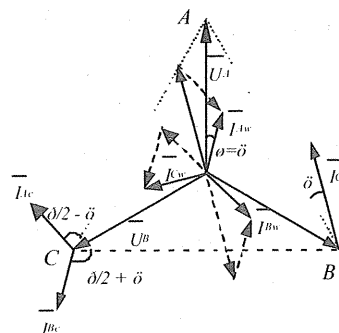


Figure 5 : Diagramme vectoriel pour la correction du déséquilibre

III.2 Correction du déséquilibre et du facteur de puissance

Par le simple changement des consignes (i_{Ac}, i_{Bc}, i_{Cc}) on peut de plus ramener le facteur de puissance de la charge à une valeur unitaire.

Dans ce cas, les courants i_{A_w} , i_{B_w} et i_{C_w} seront en phase avec les tensions U_A , U_B et U_C .

$$\begin{cases} i_{A_w} = \sqrt{2} I_w \cos(\omega t) \\ i_{B_w} = \sqrt{2} I_w \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ i_{C_w} = \sqrt{2} I_w \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (22)$$

La puissance consommée par le système est égale à $\sqrt{3}U_l I_w$. Compte tenu de la relation (19), on calcule :

$$I_w = \frac{I_{ch}}{\sqrt{3}} \cos\varphi \quad (23)$$

A partir du diagramme de la Figure 6 on peut calculer les phaseurs associés aux courants correcteurs à injecter; sous forme cartésienne ces phaseurs s'écrivent: [1]

$$\begin{cases} \vec{I}_{ic} = I_{ch} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) - \frac{\cos\varphi}{\sqrt{3}} - j \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) \right] \\ \vec{I}_{bc} = I_{ch} \left[-\cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) - \frac{\cos\varphi}{2\sqrt{3}} + j \left(\sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) + \frac{\cos\varphi}{2} \right) \right] \end{cases} \quad (24)$$

III.3 Génération des courants correcteurs

Un exemple de convertisseur électronique de puissance permettant d'injecter les courants

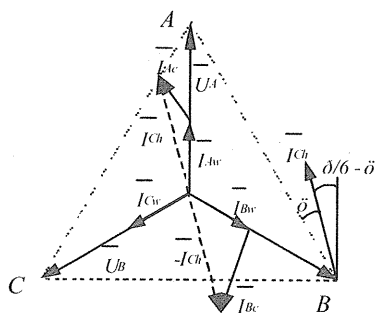


Figure 6 : Diagramme vectoriel pour la correction du déséquilibre et du facteur de puissance

correcteurs calculés plus haut est présenté à la Figure 7.

Ce schéma comporte un élément de stockage d'énergie, l'inductance L , un onduleur triphasé de courant à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et un filtre L - C réglé sur la fréquence MLI. Les interrupteurs qui composent l'onduleur sont des interrupteurs complètement commandés (tant à la fermeture qu'à l'ouverture), par exemple des GTO.

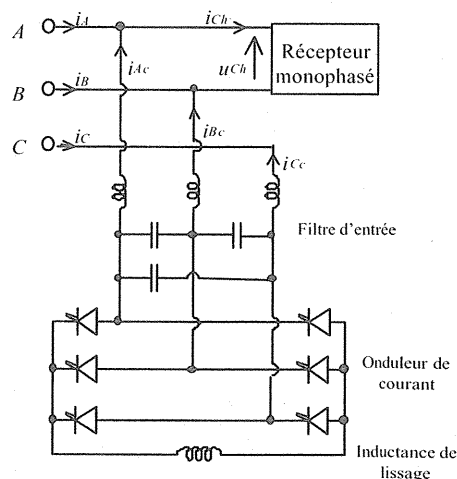


Figure 7 : Injection des courants correcteurs: exemple de topologie

La Figure 8 montre les courants absorbés et les tensions de phase côté réseau. Comme la correction a été faite en utilisant les courants calculés selon (20), on constate un déphasage entre ceux-ci et les tensions de phase correspondantes, déphasage qui est le même que celui existant entre le courant et la tension aux bornes de la charge.

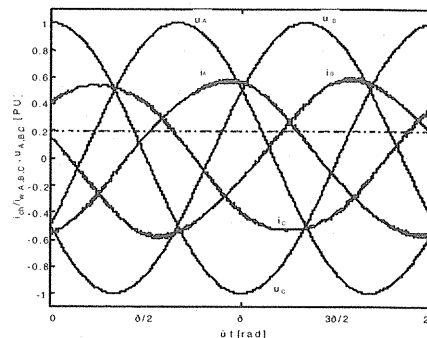


Figure 8 : Courants du réseau après l'injection des courants correcteurs

On constate également la présence au niveau des courants i_A , i_B et i_C de faibles ondulations dues à un résidu de la découpe MLI.

On remarque enfin que, pour ce type de correction, les courants de corrections $i_{Ac,ref}$, $i_{Bc,ref}$ et $i_{Cc,ref}$ forment un système triphasé équilibré inverse (Figure 9) qui compense la composante inverse associée au déséquilibre du courant de charge, la puissance apparente du filtre actif est du même ordre de grandeur que celle de la charge.

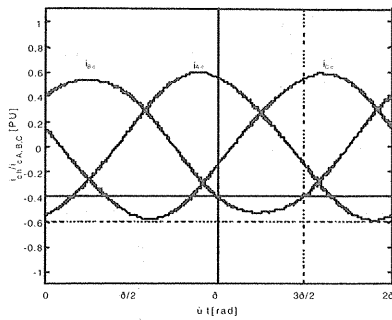


Figure 9 : Courants correcteurs

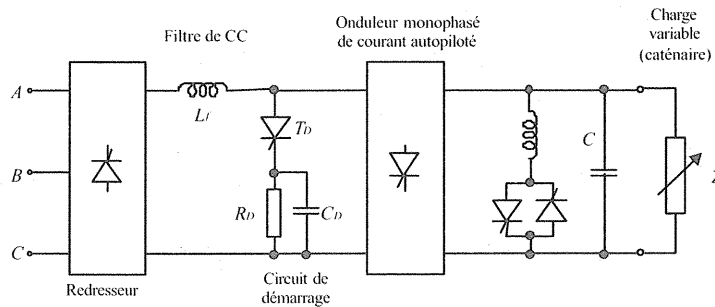


Figure 10 : Equilibrage du réseau triphasé en passant par l'intermédiaire du continu

IV. Passage par l'intermédiaire du continu

Une alternative aux solutions précédentes consiste à passer par l'intermédiaire d'une liaison à courant continu : la puissance est fournie à la charge par un système redresseur - onduleur. La Figure 10 donne un exemple de réalisation faisant appel à cette technique qui n'utilise que des semi-conducteurs fonctionnant en commutation naturelle (des thyristors). Le système est formé d'un redresseur qui alimente via une inductance de lissage L_f un onduleur de courant piloté par la charge (onduleur résonant parallèle). Grâce au redresseur, les courants prélevés au réseau forment un système équilibré.[2] Mais comme ils comportent des harmoniques et que leurs composantes fondamentales sont déphasées par rapport aux tensions d'alimentation en fonction de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors, il peut s'avérer nécessaire de filtrer les harmoniques de courant et de compenser le facteur de puissance suivant les techniques classiques aux montages redresseurs. Les dispositifs nécessaires ne sont pas représentés sur la Figure 10. L'onduleur fournit à la caténaire une tension alternative à la fréquence souhaitée. Ce montage est réversible en puissance et permet donc dans le cadre d'une application de traction un freinage par récupération. Nous allons détailler ci-après les principaux éléments du système.

Dimensionnement du système d'injection

Comme le système d'injection des courants correcteurs fournit sous la tension de réseau des courants dont les valeurs sont du même ordre de grandeur que le courant de charge.

En très forte puissance, la réalisation d'un tel système à commutations forcées est techniquement délicate voir économiquement inacceptable.

IV.1 L'onduleur de courant

La Figure 11 donne le schéma de principe d'un onduleur résonant parallèle. Alimenté par une source de courant I_{CC} , il débite sur un circuit $R-L-C$ parallèle.

Si le courant I_{CC} est supposé parfaitement continu, le courant i est un courant en créneau égal à $+I_{CC}$ ou $-I_{CC}$ selon que la paire de thyristors T_1-T_4 ou T_2-T_3 est passante ou bloquée.

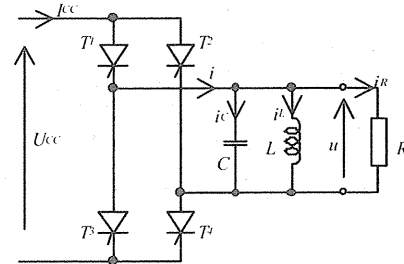


Figure 11 : Onduleur résonnant de courant

Les équations des courants et tension dans la charge s'écrivent :

$$\begin{cases} i = C \frac{du}{dt} + i_L + \frac{u}{R} \\ u = L \frac{di_L}{dt} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i = CL \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L \\ u = L \frac{di_L}{dt} \end{cases} \quad (25)$$

La tension u aux bornes de la charge (et donc du condensateur C) et le courant i_L dans l'inductance L

sont des variables d'état du système : elles ne peuvent subir de discontinuités.

Le circuit résonnant R-L-C est caractérisé par :

- sa pulsation ω_0 en l'absence d'amortissement :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (26)$$

- son coefficient d'amortissement :

$$\alpha = \frac{1}{2RC} \quad (27)$$

- le rapport entre le coefficient d'amortissement et la pulsation propre d'oscillation :

$$\xi = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (28)$$

Lorsque l'amortissement est hypocritique le circuit est peu amorti et il oscille à une pseudo-pulsation de résonance ω_r , liée à ω_0 par :

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2} \quad (29)$$

Pour qu'à la mise en conduction d'une paire de thyristors, par exemple les thyristors T_2 et T_3 , les thyristors T_1 et T_4 se bloquent, il est nécessaire qu'à cet instant la tension u aux bornes de la charge soit positive. Cela impose que la pulsation ω des signaux de commande des thyristors reste toujours supérieur à $\omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}$ lorsque l'amortissement est hypocritique.[3]

La charge apparaît alors comme capacitive. Comme on peut voir sur la Figure 12 la fondamentale u_1 de la tension de sortie est déphasée en arrière par rapport au courant dans la charge.

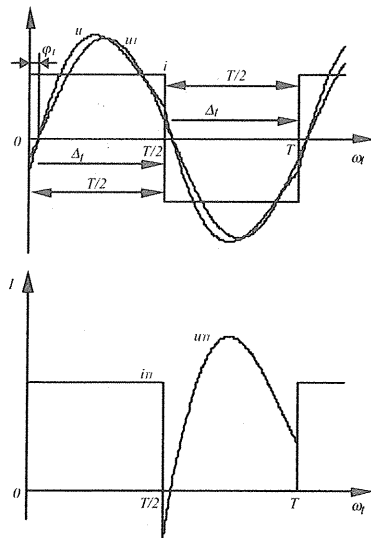


Figure 12 : Formes d'ondes pour un onduleur de courant piloté par la charge

Les signaux de commande sont envoyés aux thyristors à une cadence imposée (la fréquence voulue pour la tension de sortie). Si on assimile le courant i débité par l'onduleur à sa composante fondamentale,

$$i_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{CC} \sin(\omega t) = \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t) \quad (30)$$

on obtient le diagramme vectoriel de la Figure 13.

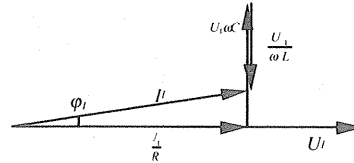


Figure 13 : Diagramme vectoriel de la charge

De ce diagramme on déduit :

- la valeur efficace de la composante fondamentale de la tension de sortie :

$$U_1 = \frac{I_1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \quad (31)$$

- son déphasage par rapport à I_1 :

$$\varphi_1 = -\arctan\left(\omega RC - \frac{R}{\omega L}\right) \quad (32)$$

En égalant les puissances à l'entrée et à la sortie de l'onduleur (c'est à dire en négligeant ses pertes internes) on peut exprimer la valeur moyenne de la tension à l'entrée de l'onduleur par :

$$U_{CC} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_1 \cos \varphi_1 \quad (33)$$

On notera que la tension U_{CC} qui est positive lorsque la charge consomme de l'énergie devient négative lorsque la charge fournit de l'énergie (dans ce cas la « résistance » R qui représente la charge est une résistance fictive équivalente dont la valeur est négative).

Dans le cas du montage de la Figure 10 la charge que constitue la caténaire étant une charge inductive, on peut la modéliser par la mise en parallèle d'une inductance L_{ch} et d'une résistance R_{ch} . La valeur totale de l'inductance du circuit oscillant correspond donc à la mise en parallèle de l'inductance L du filtre L-C et de l'inductance de charge (Figure 14).

Comme pour assurer les commutations des thyristors il faut maintenir leur fréquence de commande légèrement supérieure à la pseudo fréquence d'oscillation du circuit sur lequel l'onduleur débite, si l'on veut produire une tension à la fréquence de 50 Hz, on doit alors ajuster la valeur de la self L du filtre L-C de manière à ce que la self totale du circuit oscillant ait la valeur qu'il faut pour que la pseudo fréquence de résonance soit légèrement inférieure à 50 Hz.

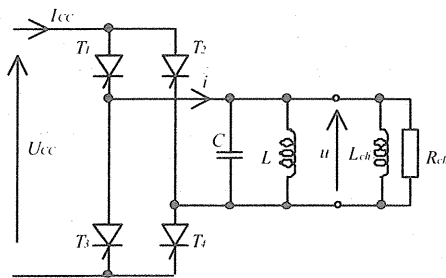


Figure 14 : Circuit équivalent de la charge

Ce réglage peut être assuré comme le montre la Figure 10 en plaçant un gradateur en série avec cette inductance L qui permet d'en faire varier la valeur apparente.

Pour assurer la mise en route de l'onduleur, il faut en outre faire circuler avant de commencer à commander les thyristors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 , un courant I_{CC} dans l'inductance L_f . C'est le rôle du circuit de démarrage représenté sur la Figure 10, circuit qui se coupe spontanément à la première mise en conduction d'une paire de thyristors de l'onduleur.

IV.2 Le redresseur de tête

La source de courant qui alimente l'onduleur résonant qui fournit la tension caténaire est formée par un redresseur débitant sur l'onduleur à travers une inductance de lissage L_f .

Comme l'onduleur résonnant se présente vu de ses bornes d'entrée comme une source de tension dont la valeur dépend des paramètres du circuit qu'il alimente et de la valeur efficace de la tension aux bornes de ce circuit (voir équations (31) et (33)), pour pouvoir assurer le réglage de la valeur du courant I_{CC} qu'il débite, le redresseur doit être un redresseur complètement commandé capable de fournir une tension aussi bien positive que négative, puisque la tension U_{CC} peut devenir négative lorsque la caténaire renvoie de l'énergie.

L'emploi d'un redresseur complètement commandé :

- permet d'assurer la réversibilité du transfert de la puissance lorsque la caténaire renvoie de l'énergie (c'est à dire lors des phases de freinage des trains qu'elle alimente)
- permet de régler la valeur efficace U_I de la tension alternative aux bornes de la caténaire en imposant la valeur de la tension U_{CC} .

Lorsque le redresseur est un redresseur triphasé alimenté par un transformateur, on peut le modéliser par le schéma de la Figure 15 où les tensions e_1 , e_2 et e_3 sont les tensions du réseau vues du secondaire et où les inductances l représentent les inductances de fuite du transformateur ramenées au secondaire.

En supposant que les tensions du côté secondaire ont pour valeurs de crête $2E$, la valeur moyenne de la tension de sortie du redresseur a pour valeur : [1],[4]

$$U_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2} E \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega l I_{CC} - \frac{18}{\pi^2} I \frac{dI_{CC}}{dt} \quad (34)$$

où α est l'angle de retard à l'amorçage des thyristors du pont, $\frac{3}{\pi} \omega l I_{CC}$ est la chute de tension due aux phénomènes d'empiètement lors des commutations et $\frac{18}{\pi^2} I \frac{dI_{CC}}{dt}$ est la chute de tension due aux variations du courant I_{CC} .

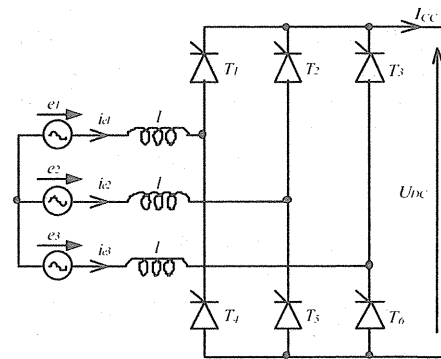


Figure 15 : Redresseur triphasé à thyristors

Le facteur de puissance de ce montage vaut :

$$FP = \frac{3}{\pi} \cos \alpha = 0.955 \cdot \cos \alpha \quad (35)$$

Son indice de pulsation est égal à 6.

On peut améliorer le comportement du redresseur vis à vis du réseau triphasé en utilisant un groupement en série de deux redresseurs dont les tensions d'alimentation forment des systèmes triphasés de même valeur efficace mais déphasés l'un par rapport de l'autre de $\pi/6$ (Figure 16).

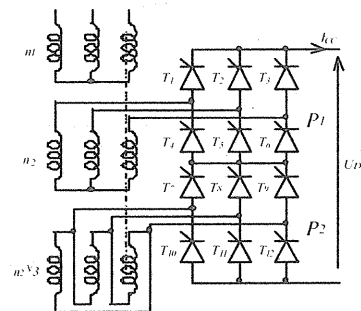


Figure 16 : Exemple de redresseur à indice de pulsation 12

Le facteur de puissance pour ce montage est :

$$FP = 0.989 \cdot \cos \alpha \quad (36)$$

et son indice de pulsation est égal à 12.[4]

L'inductance de filtrage L_f à pour but de limiter l'ondulation du courant I_{CC} sous l'effet de l'ondulation des tensions U_{DC} et U_{CC} . Comme la tension U_{DC} a un indice de pulsation égal à 6 ou à 12 suivant la topologie de redresseur utilisé et que la tension à l'entrée de

l'onduleur a un indice de pulsation $p = 2$ puisqu'il s'agit d'une tension monophasée redressée, c'est essentiellement l'ondulation de la tension U_{CC} qui fixe l'ondulation du courant I_{CC} . Le lissage du courant I_{CC} est d'autant meilleur que la valeur de l'inductance L_f est élevée. Mais comme nous le verrons au paragraphe IV.6 relatif à la régulation du système, le courant I_{CC} doit pouvoir varier rapidement si on veut maintenir la tension caténaire constante lors d'une variation brusque de la puissance consommée. Une valeur élevée de L_f aura donc une influence négative sur la régulation de la valeur efficace de la caténaire dans la mesure où elle s'oppose à des variations rapides de la valeur moyenne du courant I_{CC} . Le choix de la valeur de L_f doit donc résulter d'un compromis entre la qualité du lissage et la vitesse de réponse du courant I_{CC} aux variations de charge.

IV.3 Modèle continu équivalent du système

Pour concevoir la régulation d'un système électronique de puissance, il est habituel de construire un modèle continu équivalent du système. [5] .[6]

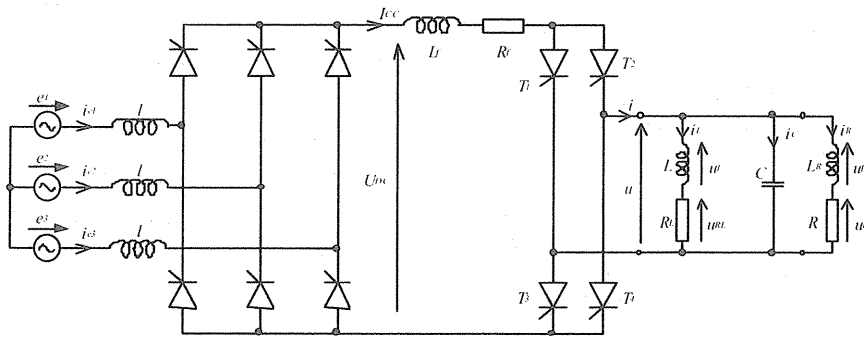


Figure 17 : Schéma pour l'établissement du modèle continu équivalent

On utilise ensuite les équations du circuit que l'onduleur de courant alimente. Si on tient compte de la résistance de l'inductance L si on assimile la charge à un circuit $R-L_R$ série (Figure 17) on a :

$$\begin{cases} \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C}(i - i_L - i_R) \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(u_c - R_L \cdot i_L) \\ \frac{di_R}{dt} = \frac{1}{L_R}(u_c - R \cdot i_R) \end{cases} \quad (37)$$

Si on suppose que le courant i débité par l'onduleur est égal à sa composante fondamentale :

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{CC} \sin \omega t = i_d \sin \omega t \quad (38)$$

où ω est la pulsation de commande de l'onduleur, en régime permanent tous les courants et tensions

Dans le cas du système considéré si on considère que le redresseur de tête est un pont triphasé (Figure 17) on se base en premier lieu sur l'équation (34) qui remplace le redresseur par une source de tension continue dont la valeur dépend de l'angle de retard à l'amorçage α des thyristors et débitant sur une inductance

- L'_f égale à la mise en série de l'inductance L_f et d'une inductance égale à $\frac{18}{\pi^2} L$.
- en série avec une résistance R'_f égale à la mise en série de la résistance R_f de l'inductance L_f avec une résistance fictive $3/\pi\omega L$ représentant la chute de tension due à l'empilement
- en série avec une source de tension $U_{CC}(t)$ correspondant à la valeur moyenne de la tension à l'entrée de l'onduleur.

deviennent des grandeurs sinusoïdales qu'on peut écrire sous la forme

$$x(t) = \sqrt{2} X_d \sin \omega t + \sqrt{2} X_q \cos \omega t$$

où X_d est la valeur efficace de la composante de x en phase avec i et X_q la valeur efficace de la composante de x en quadrature avec i . On peut admettre qu'en régime transitoire, les expressions des tensions et courants gardent la même forme qu'en régime permanent mais que x_d et x_q sont alors des grandeurs qui varient en fonction du temps [6]

$$x(t) = \sqrt{2} X_d(t) \sin \omega t + \sqrt{2} X_q(t) \cos \omega t$$

Sous cette hypothèse on peut réécrire les équations (37) sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{du_d}{dt} = \frac{1}{C}(i_d + \omega C u_q - i_{Ld} - i_{Rd}) \\ \frac{du_q}{dt} = \frac{1}{C}(i_q - \omega C u_d - i_{Rq} - i_{Lq}) \\ \frac{di_{Ld}}{dt} = \frac{1}{L}(u_d - R_L i_{Ld} + \omega L i_{Lq}) \\ \frac{di_{Lq}}{dt} = \frac{1}{L}(u_q - R_L i_{Lq} - \omega L i_{Ld}) \\ \frac{di_{Rd}}{dt} = \frac{1}{L_R}(u_d - R i_{Rd} + \omega L_R i_{Rq}) \\ \frac{di_{Rq}}{dt} = \frac{1}{L_R}(u_q - R i_{Rq} - \omega L_R i_{Rd}) \end{cases} \quad (39)$$

On vérifie aisément que la valeur moyenne de la tension U_{CC} correspond à la valeur moyenne de la composante de u en phase avec i . On a donc :

$$u_{CC} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} u_d \quad (40)$$

En remplaçant dans (34) I_{CC} par $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} i_d$ en vertu de

(38) et u_{CC} par $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} u_d$ en vertu de (41) on obtient

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{\frac{\pi}{2\sqrt{2}} L_f} \left(U_{DC} - \frac{\pi}{2\sqrt{2}} R_f i_d - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} u_d \right) \quad (41)$$

Les équations (39) et (41) constituent le modèle continu du système.[7]

IV.4 Simulations du système

Les Figures 18, 19, et 20 fournissent les évolutions de la tension aux bornes de la caténaire, du courant dans le circuit intermédiaire à courant continu et des courants prélevés au secondaire du transformateur par le redresseur de tête obtenus en régime permanent par une simulation détaillée du système de la Figure 17.

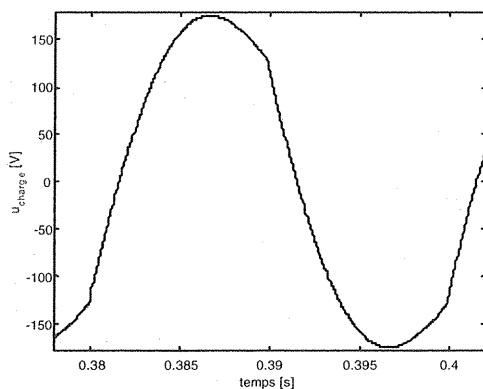


Figure 18 : Tension aux bornes de la caténaire

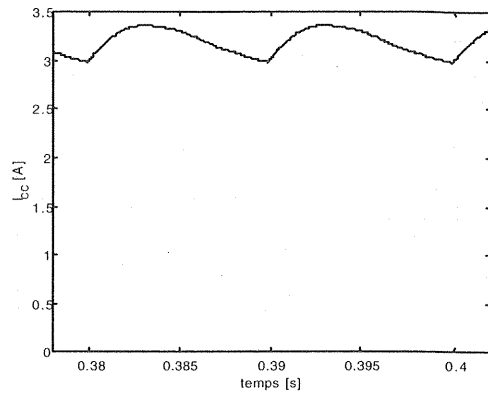


Figure 19 : Courants dans le circuit intermédiaire

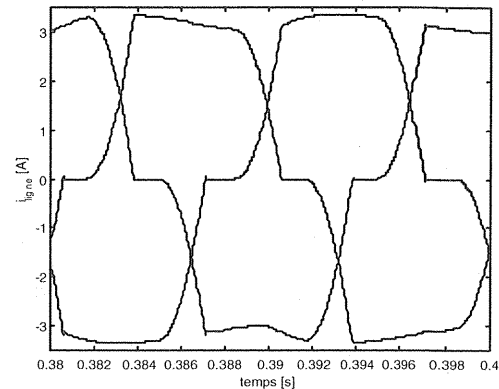


Figure 20 : Courants dans le secondaire du transformateur

On peut noter sur ces figures, que la tension caténaire n'est pas rigoureusement sinusoidale et que l'ondulation du courant dans le circuit intermédiaire à courant continu entraîne une modulation de l'amplitude des courants prélevés du réseau ce qui entraîne un très léger déséquilibre de ces courants.

Les Figures 21 et 22 permettent de comparer les résultats fournis par la simulation détaillée du système et par le modèle continu équivalent lors d'une variation de + 50% de la résistance R simulant la charge, à angle de retard à l'amorçage des thyristors du pont α constant.

On peut vérifier sur ces figures que tant au niveau du courant continu qu'au niveau de la tension aux bornes de la caténaire le modèle continu équivalent reproduit correctement la dynamique du système, ce qui justifie pleinement son emploi pour concevoir sa régulation.

IV.5 Note sur la régulation du système

Le gradateur qui permet de faire varier la valeur apparente de l'inductance L du circuit oscillant $L-C$ (voir Figure 10) étant utilisé pour compenser l'effet des variations du facteur de puissance de la charge sur la fréquence propre d'oscillation du circuit $L-C$, et la fréquence de l'onduleur étant maintenue constante pour garantir la constance de la fréquence d'alimentation de

la caténaire, c'est en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors du redresseur de tête qu'on peut assurer la régulation de la valeur efficace U de la tension caténaire u .

La synthèse du régulateur de tension nécessite de faire appel à des techniques avancées de

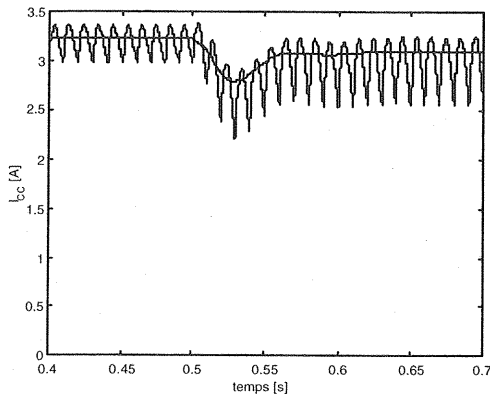


Figure 21 : Courants dans le circuit intermédiaire pour les deux modèles

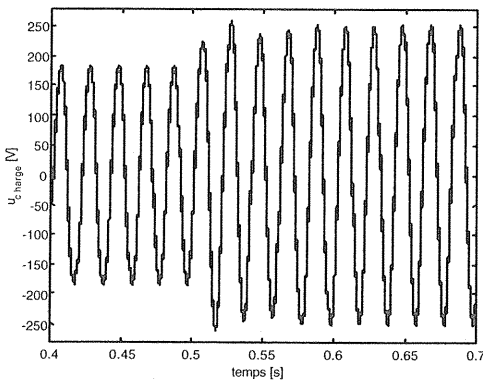


Figure 22 : Tensions de sortie de l'onduleur pour les deux modèles

l'automatique en raison du caractère fortement non linéaire du système et dépasse le cadre du présent article.[8],[9]

On notera simplement que la régulation peut être faite en déterminant la valeur efficace de la composante u_q de la tension U nécessaire pour maintenir constante la valeur efficace de cette tension puis en assurant la régulation de u_q via le courant I_{CC} (Figure 23).

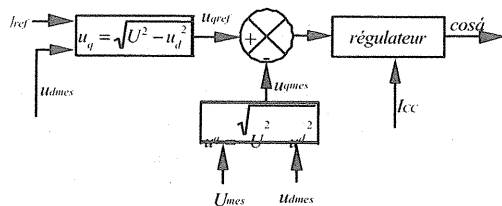


Figure 23 : Principe de régulation de tension

A titre d'exemple les Figures 24, 25 et 26 montrent l'évolution de la tension aux bornes de la charge, de la valeur efficace de cette tension et de la composante continue du courant i_{CC} en présence d'un régulateur lorsque la résistance qui représente la puissance consommée par la charge subit une augmentation de 50%.

IV.6 Note sur le dimensionnement du système

Le dimensionnement des éléments réactifs du circuit oscillant (L et C) se fait en tenant compte des contraintes qui doivent être respectées pour assurer le fonctionnement de l'onduleur.

Si on suppose que la charge absorbe une puissance apparente de 50 MVA sous une tension de 25 kV, avec un facteur de puissance nominal de 0,8 on peut en déduire que la valeur nominale de l'inductance de la charge est de 66 mH, si on représente la charge par un circuit $R-L$ parallèle. Pour minimiser la taille des éléments réactifs de l'onduleur on choisira une self réglable par gradateur d'une valeur égale ou légèrement supérieure soit par exemple 70 mH. Si la puissance apparente de la charge diminue ou si son facteur de puissance augmente on pourra ainsi maintenir la self totale de résonance à 70 mH en agissant sur le gradateur. La valeur de la self L étant ainsi fixée, la valeur de la capacité C se calcule pour qu'en l'absence de la charge, la pulsation de commande de l'onduleur (ω) soit légèrement supérieure à la pulsation propre du circuit LC (ω_0). Si on fixe le rapport entre ces deux pulsations à 1,1, en utilisant la relation (26) la capacité C a pour valeur 175 μ F.

Les ordres de grandeurs des éléments réactifs du circuit oscillant sont donc semblables à celui des éléments utilisés dans le montage de Steinmetz.

Pour ce qui de l'inductance de lissage L_f , on se souviendra que, comme on l'a indiqué à la section IV.2, son dimensionnement résulte d'un compromis entre la réduction de l'ondulation du courant I_{CC} et la nécessité de garder une dynamique de ce courant suffisante pour assurer la régulation de la valeur efficace de la tension u .

Conclusions

Dans le présent article nous nous sommes intéressés au problème de la compensation du déséquilibre produit par les charges monophasées que constituent en particulier les sous stations d'alimentation des caténaires à courant alternatif.

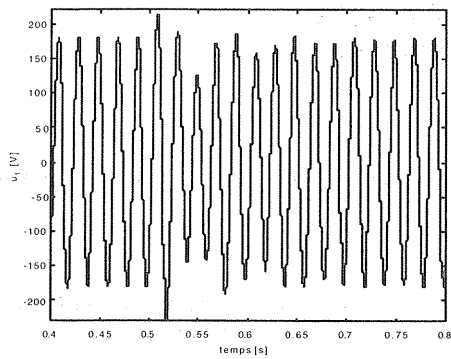


Figure 24 : Tension aux bornes de la charge en présence d'un régulateur de tension

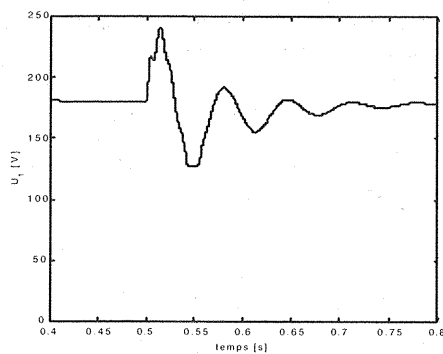


Figure 25 : Variation de la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur, en présence du régulateur de tension

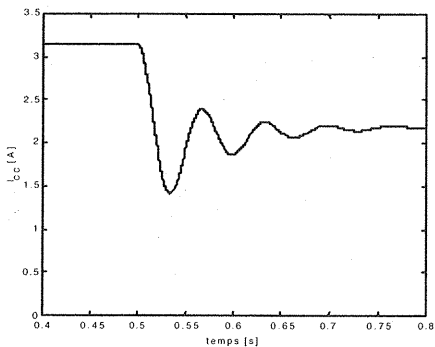


Figure 26 : Courant dans le circuit intermédiaire en présence d'un régulateur de tension

Ces charges ont la particularité d'appeler des puissances actives et réactives extrêmement variables en fonction des conditions de trafic sur la section qu'elles alimentent. Nous avons montré que les techniques classiques de compensation du déséquilibre ne sont pas capables de s'adapter à de telles évolutions.

Nous avons présenté deux autres solutions qui permettent de compenser le déséquilibre en présence de charges dont la puissance est largement variable :

- l'injection des courants correcteurs à l'aide d'un filtre actif utilisant un onduleur à commutation forcée fonctionnant en MLI

- le passage par l'intermédiaire du courant continu à l'aide d'un système redresseur onduleur à résonance ne faisant appel qu'à l'emploi de semi-conducteurs fonctionnant en commutation naturelle.

Comme l'injection de courants correcteurs impose au filtre actif qui les génère d'avoir une puissance apparente du même ordre de grandeur que celle de la charge dont on doit corriger le déséquilibre, cette solution est techniquement délicate et économiquement inacceptable pour les systèmes de puissances élevées comme par exemple les sous stations d'alimentations des caténaires de lignes TGV.

La solution consistant à passer par l'intermédiaire du continu via un système redresseur onduleur à résonance apparaît dès lors pour ce type d'applications comme particulièrement intéressante. En plus de permettre un réglage de la valeur efficace de la tension d'alimentation caténaire, elle pourrait également être utilisée pour en régler la phase pour l'ajuster à celle de la section de caténaire qui la précède.

Références

- [1]. Bonal J., Séguier G., *Entraînements électriques à vitesse variable*, vol. 3, Lavoisier, Paris 2000
- [2]. Telteu D., Grenier D., Labrique F., Fiset P., Bonal J., *Study of Three-Phase System for the Avoidance of Unbalanced Loads on Network with Small Short-Circuit Power*, EPE 2001, Graz (Austria), August 2001, PP00835
- [3]. Labrique F., Séguier G., Bausiere R., *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*, vol. 4, Lavoisier, Paris 1995
- [4]. Séguier G., *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*, vol. 1, Lavoisier, Paris 1984
- [5]. Buyse H., Grenier D., Labrique F., Gusia S. *Dynamic Modelling of Power Electronic Converters Using Describing Functions like Approach*, ELECTRIMACS'99, Lisboa (Portugal), September 1999, Proceedings, pp. I-7
- [6]. Labrique F., Séguier G., Bausiere R., *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*, vol. 5, Lavoisier, Paris 1998
- [7]. D. Telteu, D. Grenier, F. Labrique, P. Fiset *Application of a describing function like approach to determine an equivalent dynamical continuous model of a supply substation for traction application*, article proposé et accepté à Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation & Motion, SPEEDAM 2002, Ravello, Italy,
- [8]. D. Telteu, D. Grenier, F. Labrique, J. Bonal, O. Akhrif *Modelling and control of a three-phase single-phase system for feeding AC catenaries*, article proposé et accepté à 7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, ELECTRIMACS 2002, Montreal 18-21 August, Canada,
- [9]. Slotine J.J.E., Li Weiping, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, New Jersey 1991

GRADATEURS À DÉCOUPAGE POUR CHARGES ALIMENTÉES EN ALTERNATIF PAR LE RÉSEAU

Elie LEFEUVRE¹, Thierry MEYNARD¹, Philippe VIAROUGE²

⁽¹⁾ LEEI – ENSEEIHT, Toulouse
lefeuvre@leei.enseiht.fr,
meynard@leei.enseiht.fr

⁽²⁾ LEEPCI – Université Laval de Québec, Canada
viarouge@gel.ulaval.ca

Résumé : Cet article présente de nouvelles structures de convertisseurs alternatif-alternatif directs à découpage, permettant de régler la tension ou le courant de charges alimentées par le réseau. Plusieurs structures monophasées et triphasées sont exposées, ainsi que leurs principes de commande et leurs propriétés de réglage. Parmi les principaux intérêts de cette famille de gradateurs, citons la rapidité et la précision de réglage. Contrairement aux gradateurs à thyristors, le recours à la technique de découpage permet d'assurer la compatibilité électromagnétique au moyen d'éléments passifs de petite taille. Leur mise en oeuvre est facilitée par l'utilisation de composants standards : bras d'onduleur ou interrupteurs IGBT-Diode intégrés. Les bonnes conditions de commutation des semi-conducteurs de puissance sont en partie inhérentes aux structures. Elles sont de plus garanties par une technique de commande simple et sûre, qui évite le recours à des dispositifs écrêteurs (généralement dissipatifs). Ainsi, il est possible d'envisager des applications jusqu'au domaine de la forte puissance. Le fonctionnement de ces convertisseurs a fait l'objet de validations expérimentales sur plusieurs prototypes de 2kVA à 30kVA, permettant de passer à leur application industrielle.

I Introduction

L'évolution des technologies de l'électronique de puissance permet de concevoir des organes de réglage de l'énergie électrique de plus en plus performants et économiques. Ces convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications, aussi bien dans des dispositifs industriels que domestiques.

Les progrès réalisés dans le domaine des convertisseurs concernent principalement les redresseurs et les onduleurs, c'est à dire la conversion continu-alternatif. Il existe pour ce type de conversion une grande diversité de structures de convertisseurs à découpage. Celle qui est représentée Figure 1 fait partie des plus courantes : elle utilise deux cellules de commutation unidirectionnelles en tension et bidirectionnelles en courant, dont la mise en oeuvre et la commande sont bien maîtrisées [1] [2].

Lorsqu'on souhaite alimenter une charge en alternatif à partir d'une source alternative, la configuration classique consiste à associer un redresseur et un onduleur, comme le montre par exemple la Figure 2. Cette conversion, couramment qualifiée d'indirecte, met en oeuvre un bus continu dont la présence se justifie pleinement lorsque les fréquences d'alimentation et de charge sont différentes. En revanche, cet étage intermédiaire apparaît superflu lorsque la charge est alimentée à la fréquence de la source d'énergie. Dans ce cas, le convertisseur placé entre la source et la charge a un fonctionnement apparent de type gradateur à découpage.

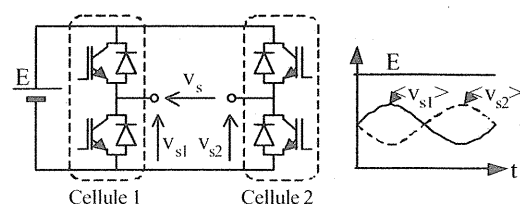


Figure 1 : Onduleur de tension classique (conversion DC/AC).

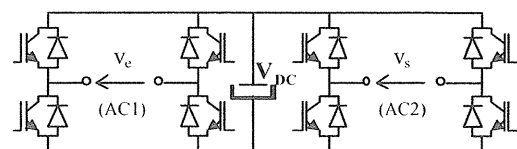


Figure 2 : Convertisseur alternatif-alternatif classique (conversion AC/DC/AC).

On peut classer les convertisseurs alternatif-alternatif directs les plus répandus à l'heure actuelle suivant deux catégories : Les « dispositifs électrotechniques » et les « gradateurs ». La première catégorie comprend les groupes tournants réalisant la double conversion électrique-mécanique-électrique, ainsi que les transformateurs et les autotransformateurs fixes ou réglables. Ils permettent un réglage assez lent et peu précis. Quant aux gradateurs, ils utilisent des triacs en petite puissance ou des thyristors tête-bêche en forte puissance. Autorisant un réglage un peu plus rapide que les dispositifs électrotechniques, ils génèrent par principe des courants très déformés sur le réseau et ne permettent pas de délivrer des tensions sinusoïdales côté charge.

Seules les techniques de découpage, réalisées avec des composants électroniques « modernes » (transistors et diodes de puissance), permettent un réglage rapide et précis en respectant les critères de pureté spectrale des charges et du réseau, tout en conservant un rendement élevé. Malgré leurs nombreux avantages, les gradateurs à découpage demeurent très marginaux pour deux raisons essentielles :

Bien que les formes d'ondes des gradateurs traditionnels soient épouvantables, leur faible coût demeure un atout majeur.

Les semi-conducteurs permettant d'appliquer les techniques de découpage sont mal adaptés à la conversion AC/AC directe.

Pour illustrer cette difficulté de mise en oeuvre, prenons l'exemple du hacheur monophasé représenté Figure 3. Constitué d'une seule cellule de commutation, ses deux interrupteurs K_1 et K_2 sont bidirectionnels en tension et en courant. Ils sont commandables à la fermeture et à l'ouverture (ou bicommandables), ce qui permet de réaliser le découpage à une fréquence indépendante de celle du réseau.

La synthèse d'interrupteurs quatre quadrants bicommandables par association de transistors et de diodes de puissance ne pose pas de véritable problème. Il existe d'ailleurs plusieurs associations possibles. En revanche, leur commande s'avère relativement complexe lorsqu'on veut éviter le recours à des dispositifs écrêteurs, dont la présence complique le montage et en augmente les pertes. Cette commande doit donner lieu à des *commutations naturelles* [3], garantes des bonnes conditions de fonctionnement des semi-conducteurs de puissance.

L'analyse des conditions de commutation naturelle montre qu'il est nécessaire de prendre en compte le signe du courant i_s et/ou de la tension v_c pour élaborer les ordres de blocage et d'amorçage des transistors [4]. Pratiquement, le signe de ces grandeurs est difficile à déterminer avec certitude, en particulier au voisinage de zéro. Or, la commande erronée résultant d'une erreur de signe génère au niveau des interrupteurs un surcroît de contraintes en tension et en courant. Incontrôlées et potentiellement très importantes, ces contraintes peuvent entraîner la destruction des semi-conducteurs de puissance.

Le problème de commutation des interrupteurs quatre quadrants bicommandables amoindrit donc considérablement la robustesse des convertisseurs. Ceci explique la faible pénétration de l'électronique de puissance moderne (utilisant la technique de découpage) dans le domaine de la conversion alternatif-alternatif directe. Les réalisations industrielles sont très peu nombreuses ; ces dispositifs demeurent principalement du domaine de la recherche et se limitent à des réalisations de laboratoire.

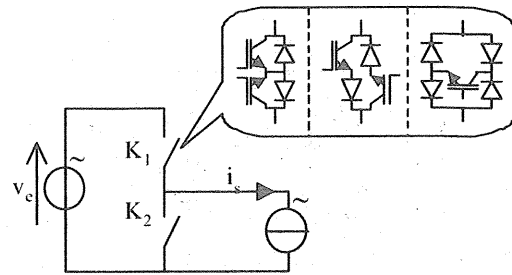


Figure 3 : Hacheur alternatif à interrupteurs quatre quadrants bicommandables.

II Hacheurs alternatifs à base de cellules de commutation deux quadrants

Le problème de commutation posé par les interrupteurs quatre quadrants semble rédhibitoire. Ceci est d'autant plus problématique en forte puissance, où le recours à des circuits permettant de limiter en partie les contraintes (écrêteurs) entraîne des pertes importantes et complique exagérément la mise en oeuvre.

Les structures que nous exposons ici évitent cet écueil en ayant recours à des cellules de commutation fonctionnant dans deux quadrants du plan $v(i)$. Il s'agit de « bras d'onduleur » tout à fait standards, associés de manière à couvrir les quatre quadrants du plan $v(i)$ en entrée et en sortie [5] [6].

II.1 Hacheurs alternatifs en « double différentiel »

Une autre manière d'aborder le problème consiste à partir de la structure de l'onduleur de tension classique, dont la réalisation et la commande sont industriellement bien maîtrisées (Figure-1). Dans ce montage, les deux cellules sont alimentées sous la même tension continue et délivrent des tensions modulées en opposition de phase. Une tension purement alternative est obtenue par différence des tensions v_{s1} et v_{s2} ; car les composantes alternatives s'ajoutent et les composantes continues s'annulent.

II.1.1 Hacheur monophasé en « double différentiel »

Les tensions appliquées aux cellules ne peuvent être que positives, mais rien n'impose a priori qu'elles soient identiques. Suivant cette remarque, une nouvelle possibilité apparaît : les deux sources peuvent être connectées de manière différentielle, comme le montre la Figure 4. Chaque cellule étant bidirectionnelle en courant, les sources ainsi connectées peuvent être à la fois bidirectionnelles en tension et en courant. La Figure 5 montre un exemple de formes d'ondes où les tensions aux bornes des cellules, v_{c1} et v_{c2} , sont strictement positives ; leurs composantes continues ne sont vues ni par l'entrée, ni par la sortie.

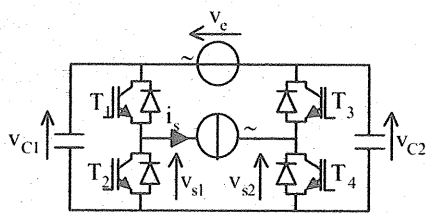


Figure 4 : Hacheur alternatif en « double différentiel ».

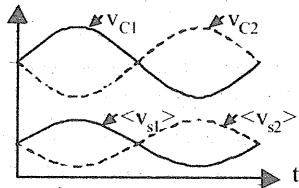


Figure 5 : Exemple de formes d'ondes.

Comme dans un onduleur, des condensateurs (C_1 et C_2), placés aux bornes des cellules, assurent le découplage vis à vis des inductances de câblage. Ils limitent ainsi les variations brutales de tension qui pourraient apparaître aux bornes de chaque cellule (et donc aux bornes des semi-conducteurs) lors des commutations, sans créer de pertes.

L'application d'une commande identique aux transistors T_1 et T_3 , complémentaire à celle de T_2 et T_4 , permet de réaliser les deux étapes élémentaires au cours d'une période de découpage : une séquence d'échange d'énergie et une séquence de roue-libre. Une analyse plus approfondie des séquences de conductions supplémentaires qui interviennent lors des temps morts (classiquement introduits pour éliminer tout risque de court-circuit de bras) met en évidence un accroissement progressif des composantes continues de tension aux bornes des cellules [5].

Une manière très simple de contourner ce problème et de minimiser les contraintes en tension consiste à « geler » une cellule en amorçant simultanément ses deux transistors, pendant que l'autre cellule, dite « cellule active », opère le découpage. Ainsi, pendant la demi alternance où v_e est positive, la cellule (T_3, T_4) est gelée, tandis que la cellule active (T_1, T_2) voit v_e à ses bornes. Inversement, pendant la demi alternance où v_e est négative, la cellule (T_1, T_2) est gelée et la cellule active (T_3, T_4) voit $-v_e$ à ses bornes. Les chronogrammes de la Figure 6 illustrent ce principe en exposant les différentes formes d'ondes et les commandes des transistors correspondantes. Notons que cette commande ne nécessite aucune synchronisation entre le découpage et les passages par zéro de la tension d'entrée.

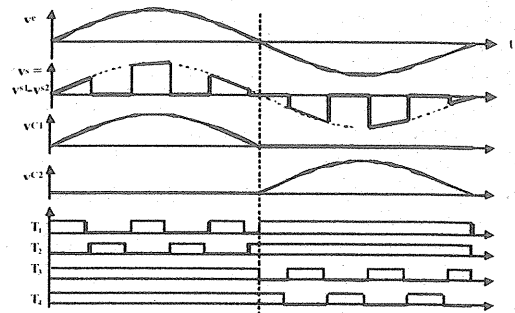


Figure 6 : Formes d'onde et commande des transistors du hacheur en « double différentiel ».

Dans le cas d'un fonctionnement à fréquence de découpage constante, de rapport cyclique α , la relation entre la valeur moyenne de v_s (à l'échelle de la période de découpage) et la tension d'entrée v_e est typique d'un hacheur dévolteur :

$$\langle v_s \rangle = \alpha \cdot V_e \quad (\text{Eq. 1})$$

Ainsi, avec une tension d'entrée sinusoïdale et un rapport cyclique constant, la tension de sortie est également sinusoïdale en valeur moyenne « instantanée ».

Le temps de réglage de $\langle v_s \rangle$ est de l'ordre de la période de découpage, en général très petite devant la période réseau. Ce convertisseur permet d'effectuer un réglage en valeur efficace, mais également en valeur instantanée. La Figure 7 montre le domaine de réglage « instantané » de la tension de sortie, en fonction de la variation temporelle de la tension d'entrée. Cette représentation donne par exemple une idée des possibilités de correction d'éventuelles distorsions de la tension d'entrée.

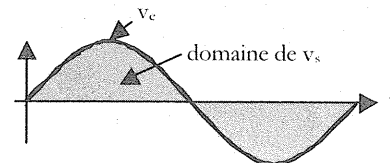


Figure 7 : Domaine de réglage « instantané » de la tension de sortie.

II.1.2 Robustesse du convertisseur et de sa commande

Entre autre avantage, la structure en « double différentiel » est intrinsèquement plus robuste qu'une structure à interrupteurs quatre quadrants. En effet, en cas de blocage simultané de tous les transistors, le passage du courant i_s est assuré par les condensateurs de découplage, via les diodes. Cette structure ne permet pas l'« ouverture de la source de courant », ce qui élimine tout risque de surtension « instantanée », provoquant la destruction immédiate des semi-conducteurs de puissance. La Figure 8 montre les deux circuits qui s'établissent spontanément suivant le signe du courant i_s .

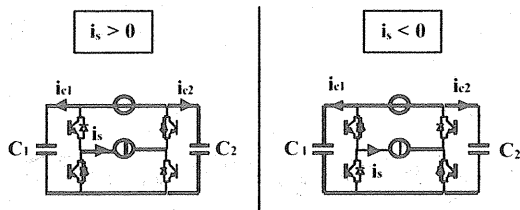


Figure 8 : Circuits de passage du courant en cas de blocage de tous les transistors.

Comme nous l'avons décrit dans le paragraphe précédent, la commande des transistors nécessite, par principe, de connaître le signe de la tension d'entrée. Cependant, cette détection n'est pas très exigeante en précision. On profite ici des imperfections des diodes et des transistors de puissance, plus précisément de leurs tensions de déchet à l'état passant, respectivement V_D et V_{SAT} . En cas d'erreur de signe, les ordres de commande erronés provoquent la mise en court-circuit de la source de tension d'entrée, via deux transistors et deux diodes. Mais du fait des tensions de déchet, le courant de court-circuit demeure négligeable tant que :

$$|v_c| \leq 2 \cdot (V_D + V_{SAT}) \quad (\text{Eq. 2})$$

Ainsi, le convertisseur autorise une certaine indétermination de signe au voisinage de zéro. Par exemple, avec des tensions de déchet V_D et V_{SAT} de l'ordre de 1V, la précision requise est de $\pm 4V$. Nous avons vérifié expérimentalement la tolérance à une imprécision du détecteur de signe, en dégradant volontairement la détection par l'introduction d'une tension de décalage. D'après les résultats présentés en Figure 9, on n'observe pas de courant de court-circuit tant que la tension de décalage n'excède pas 4V en valeur absolue.

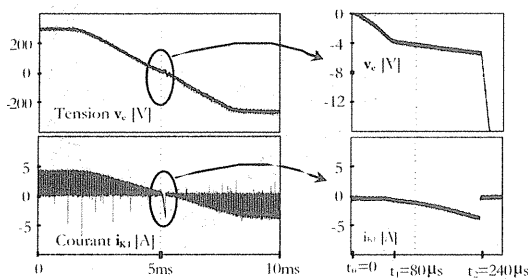


Figure 9 : Effet d'un défaut du détecteur de signe.

En pratique, la détection de signe est facilement réalisable avec une précision de l'ordre de 100mV, ce qui laisse une bonne marge de sécurité.

Un autre aspect de la robustesse concerne la vitesse de variation de la tension v_c admissible au voisinage de zéro. Les changements de signe rapides et éventuellement répétitifs de v_c ne posent pas de problème, du moment que les reconfigurations sont effectuées à temps. Pour estimer la vitesse de variation critique de v_c au voisinage de zéro, on modélise l'imperfection du détecteur de signe par une tension de

décalage $\epsilon_{\text{capteur}}$ et le temps de réponse de l'ensemble {détecteur, commande, puissance} par un retard τ_{retard} . Le bon fonctionnement du convertisseur est garanti tant que l'inégalité suivante est respectée :

$$\left| \frac{dv_c}{dt} \right| \leq \frac{2 \cdot (V_D + V_{SAT}) - |\epsilon_{\text{capteur}}|}{\tau_{\text{retard}}} \quad (\text{Eq. 3})$$

Avec $\epsilon_{\text{capteur}}=100\text{mV}$ et $\tau_{\text{retard}}=1\mu\text{s}$, la reconfiguration du hacheur, au changement de signe de v_c , est effectuée sans risque de court-circuit tant que dv/dt est inférieur à $39\text{V}/\mu\text{s}$. C'est à dire 36 fois le dv/dt au voisinage de zéro d'une tension sinusoïdale $230\text{V}/50\text{Hz}$, pour donner une idée du niveau de perturbation admissible. Le filtre passif, généralement disposé à l'entrée du convertisseur pour en assurer la compatibilité électromagnétique, contribue de plus à l'atténuation des perturbations présentes sur le réseau.

II.1.3 Hacheur triphasé en « double différentiel »

Par analogie avec l'onduleur de tension, on obtient le hacheur triphasé en « double différentiel » par ajout d'une cellule (ou d'un bras) supplémentaire, comme le montre la Figure 10. Comme en monophasé, cette structure présente l'avantage d'utiliser des bras d'onduleur standards, disponible sous forme de composants intégrés. Le principe de commande est analogue à celui décrit en monophasé. Au cours d'une période réseau, le « gel de cellule » est effectué successivement sur chacun des bras. Le bras gelé est celui qui est connecté à la phase dont le potentiel est le plus bas, suivant la séquence décrite en Figure 11.

A tout instant, on dispose de deux rapports cyclique de commande pour régler les trois tensions composées de sortie. La Figure 12 montre l'évolution dans le temps du domaine de réglage de ces tensions. Contrairement au cas monophasé, on voit qu'il est possible, à certains instants, d'inverser le signe d'une tension composée de sortie par rapport à la tension d'entrée correspondante. Cette possibilité reste cependant très limitée. En particulier, sur chaque période un des instants de passage par zéro des tensions de sortie est imposé par les tensions d'entrée.

Lorsqu'on applique des rapports cycliques identiques à toutes les cellules, $\alpha=\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3$, on obtient la même propriété de réglage qu'en monophasé :

$$\langle U_{sij} \rangle = \alpha \cdot U_{eij} \quad (\text{Eq. 4})$$

Les résultats expérimentaux présentés en Figure 13 montrent les formes d'onde d'un hacheur triphasé dans le cas de fonctionnement à rapport cyclique unique. Les filtres passifs ajoutés de part et d'autre du convertisseur permettent de délivrer des tensions $\{v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}\}$ et d'absorber des courants $\{i_{e1}, i_{e2}, i_{e3}\}$ quasi-sinusoidaux.

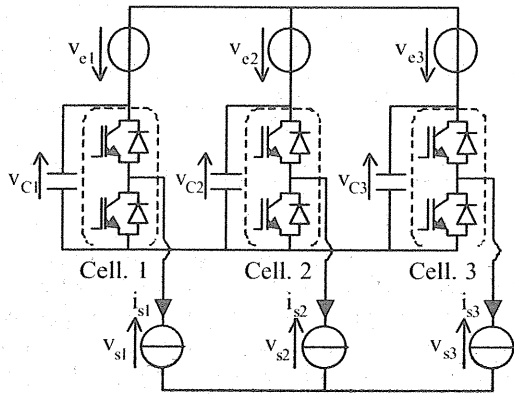


Figure 10 : Hacheur alternatif triphasé en « double différentiel ».

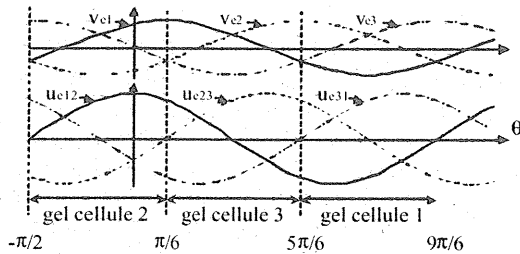


Figure 11 : Séquences de gel de cellule.

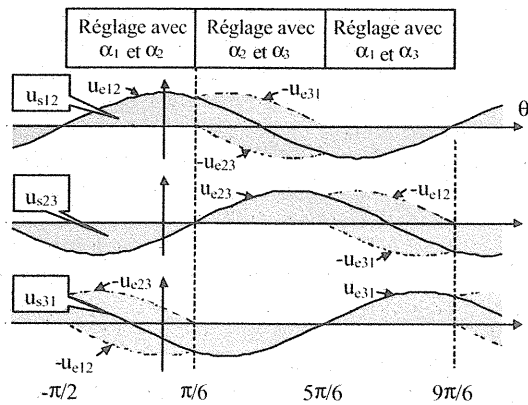


Figure 12 : Domaine de réglage des tensions composées de sortie.

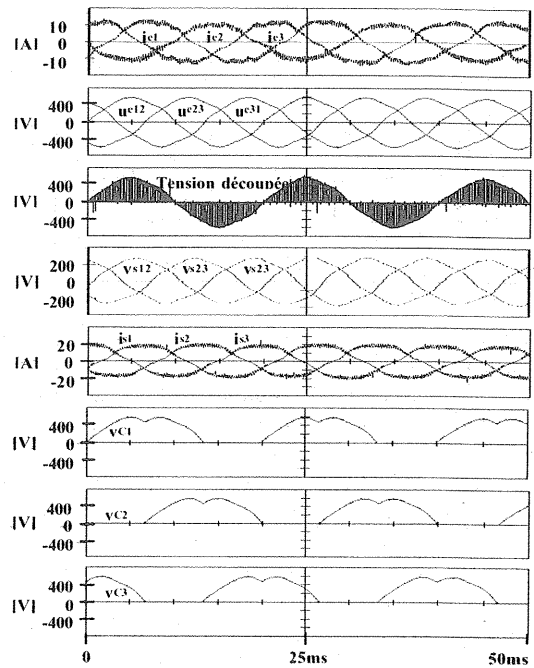


Figure 13 : Formes d'onde typiques d'un hacheur triphasé en « double différentiel » (résultats expérimentaux, rapport cyclique $\alpha=0,5$).

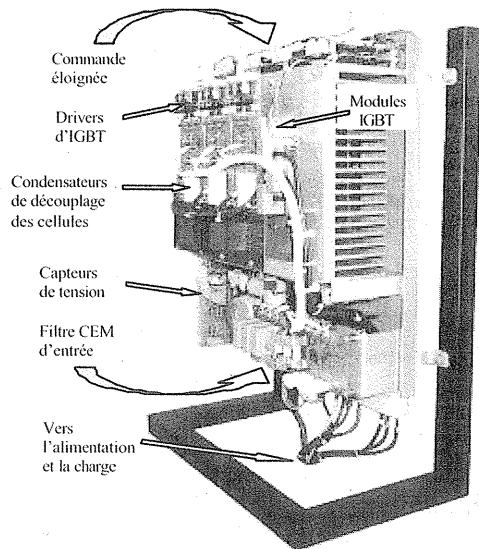


Figure 14 : Hacheur triphasé en « double différentiel », prototype industriel de 30kVA (collaboration LEEI - Cirtem).

Les hacheurs en « double différentiel » n'assurent pas la continuité du neutre entre l'entrée et la sortie. De ce fait, il n'est pas possible de relier directement le neutre de la source à celui de la charge. Cependant, si la charge nécessite une connexion au neutre des tensions de sortie, il est possible de le réaliser à partir du neutre de la source d'entrée en ajoutant une cellule supplémentaire, suivant le schéma représenté en Figure 15. Cette quatrième cellule n'est jamais gelée, puisqu'en triphasé il y a toujours une des phases à un

potentiel inférieur à celui du neutre. En régime équilibré de tension en entrée et en sortie, cette cellule supplémentaire est commandée avec le même rapport cyclique que les deux autres cellules actives.

Par rapport au hacheur à trois cellules, la présence d'une quatrième cellule ne change rien aux possibilités de réglage des tensions composées de sortie. En revanche, elle permet, dans une certaine mesure, de régler une des tensions simples de sortie. Plus précisément, le rapport cyclique α_4 détermine la tension simple de sortie correspondant à la phase connectée à la cellule gelée. On a ainsi :

$$\text{Cellule 1 gelée : } \langle V_{s1} \rangle = \alpha_4 \cdot V_{c1} \quad (\text{Eq. 5})$$

$$\text{Cellule 2 gelée : } \langle V_{s2} \rangle = \alpha_4 \cdot V_{c2} \quad (\text{Eq. 6})$$

$$\text{Cellule 3 gelée : } \langle V_{s3} \rangle = \alpha_4 \cdot V_{c3} \quad (\text{Eq. 7})$$

La Figure 16 représente le système de tensions d'entrée et le fondamental du système de tensions de sortie dans le plan complexe, dans le cas du gel de la cellule 1 et avec des rapports cycliques non-identiques. Dans cette configuration, le rapport cyclique α_4 permet de déplacer le neutre sur le segment de droite appartenant au vecteur \vec{V}_{c1} . La phase et l'amplitude des tensions simples de sortie ne peuvent donc pas être choisies séparément.

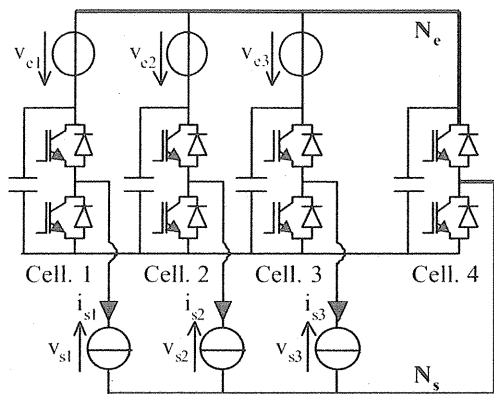


Figure 15 : Hacheur à quatre cellules.

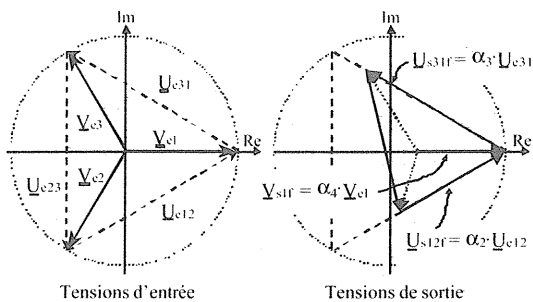


Figure 16 : Représentation des vecteurs tensions d'entrée et de sortie d'un hacheur à quatre cellules.

II.2 Hacheurs alternatifs « non-différentiels »

Pour certaines applications, la continuité de potentiel du neutre de part et d'autre du convertisseur est imposée par les normes de sécurité. Or, les gradateurs à découpage en « double différentiel » présentés dans les paragraphes précédents n'assurent pas cette propriété, à moins d'y ajouter un transformateur d'isolement. C'est principalement à ce niveau que les structures « non-différentielles » se distinguent des précédentes.

II.2.1 Hacheur monophasé « non-différentiel »

Le hacheur monophasé « non-différentiel » est constitué de deux cellules de commutation unidirectionnelles en tension, imbriquées en opposition pour assurer le fonctionnement du convertisseur pour les deux polarités de la tension d'entrée. Le schéma de la Figure 17 fait apparaître un point commun de connexion des sources : la continuité du neutre est assurée. Le principe de commande des transistors est identique à celui du hacheur monophasé en « double différentiel » : pendant l'alternance positive de la tension d'entrée v_e , la cellule 2 est « gelée » et le montage est équivalent à un hacheur unidirectionnel en tension classique. Pendant l'alternance négative, c'est la cellule 1 qui est gelée ; le montage est alors équivalent à un hacheur unidirectionnel en tension, de polarité inverse au précédent. La Figure 19 montre les formes d'onde typiques de ce hacheur, obtenues sur un prototype expérimental de 2 kVA.

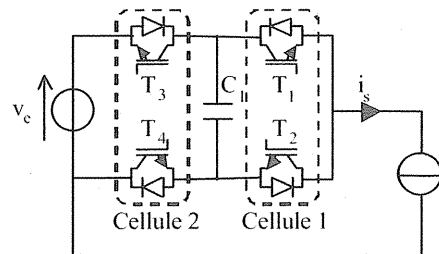


Figure 17 : Hacheur monophasé « non-différentiel ».

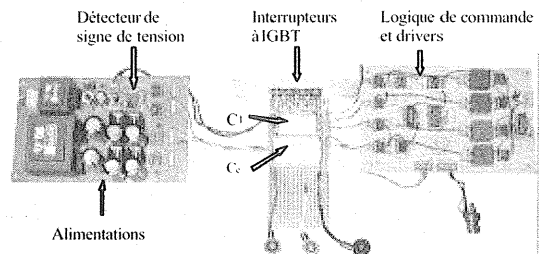


Figure 18 : Hacheur « non-différentiel » monophasé, prototype de 2kVA (LEEI).

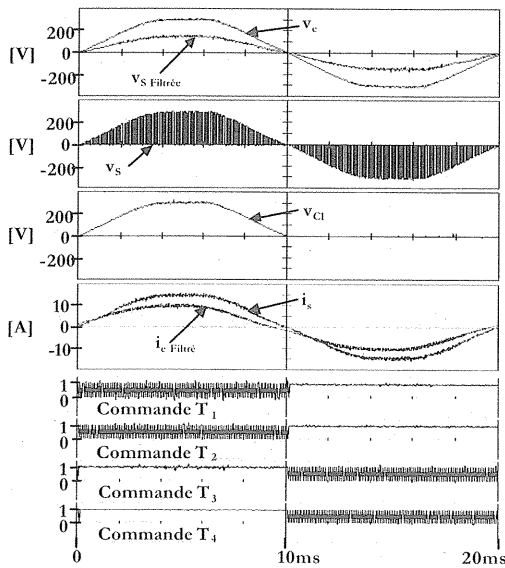


Figure 19 : Relevé expérimental des formes d'onde d'un hacheur « non-différentiel » monophasé.

En terme de robustesse, ce montage est aussi intéressant que le hacheur en «double différentiel». Dans cette topologie, la source de courant ne peut jamais être en circuit ouvert, même en cas de blocage de tous les transistors. Suivant le signe du courant, deux mailles de conduction peuvent s'établir, via les diodes et le condensateur de découplage C₁, comme le montre la Figure 20. De plus, la commande par reconfiguration en fonction du signe de la tension d'entrée est peu sensible aux perturbations du réseau.

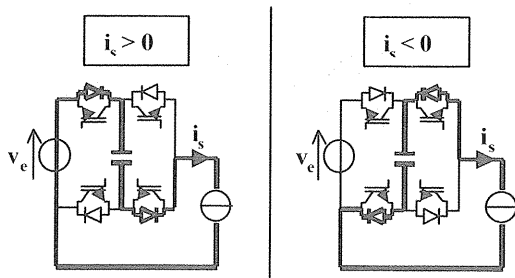


Figure 20 : Mailles de conduction en cas de blocage de tous les transistors.

II.2.2 Hacheur triphasé « non-différentiel »

La structure du hacheur triphasé « non-différentiel » est réalisée par association de trois hacheurs monophasés, suivant le schéma de la Figure 21. Dans ce montage, les neutres d'entrée et de sortie peuvent être reliés. Le nombre de semi-conducteurs est deux fois plus important que dans la structure triphasée en «double différentiel», mais la connexion au neutre permet de réduire la tension qu'ils supportent dans un rapport $1/\sqrt{3}$. Ainsi, le surdimensionnement de cette structure est seulement de $2/\sqrt{3} \approx 1,15$ par rapport à la précédente.

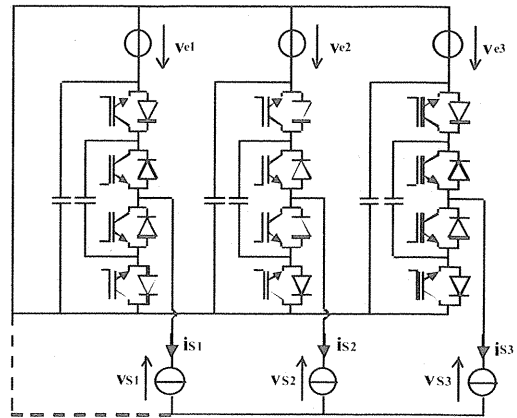


Figure 21 : Hacheur triphasé « non-différentiel ».

On dispose en permanence de trois rapports cycliques indépendants, $\{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3\}$, qui relient les trois tensions composées de sortie $\{u_{s12}, u_{s23}, u_{s31}\}$ aux tensions d'entrée $\{v_{e1}, v_{e2}, v_{e3}\}$:

$$\langle u_{sij} \rangle = \langle v_{si} - v_{sj} \rangle = \alpha_i v_{e1} - \alpha_j v_{e2} \quad (\text{Eq. 8})$$

Avec un système de tensions d'entrée triphasé équilibré sinusoïdal, d'amplitude $v_e \sqrt{2}$, l'amplitude et la variation de phase des tensions de sortie sont définies par :

$$|u_{sij}|_r = v_e \sqrt{2} \cdot \sqrt{\alpha_i^2 + \alpha_j^2 + \alpha_i \alpha_j} \quad (\text{Eq. 9})$$

$$\Delta\phi_{ij} = \frac{\pi}{6} - \arctan\left(\frac{\sqrt{3} \cdot \alpha_j}{\alpha_i + 2 \cdot \alpha_j}\right) \quad (\text{Eq. 10})$$

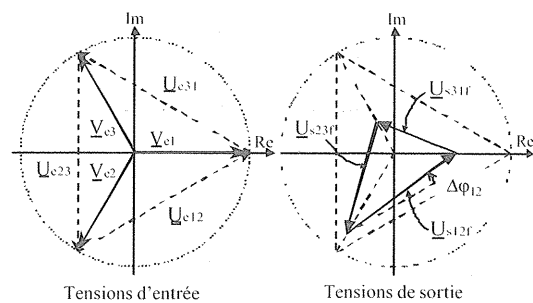


Figure 22 : Représentation des vecteurs tension d'entrée et du fondamental des vecteurs tensions de sortie.

Les possibilités de réglage sont illustrées à la Figure 22 par une représentation des vecteurs tension dans le plan complexe. La Figure 23, qui définit les variations du domaine de réglage des tensions de sortie en fonction du temps, montre en particulier que les passages par zéro en sortie ne sont pas directement imposés par les passages par zéro des tensions d'entrée.

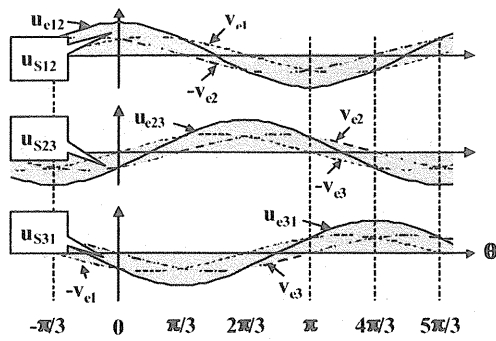


Figure 23 : Représentation temporelle du domaine de réglage des tensions composées de sortie.

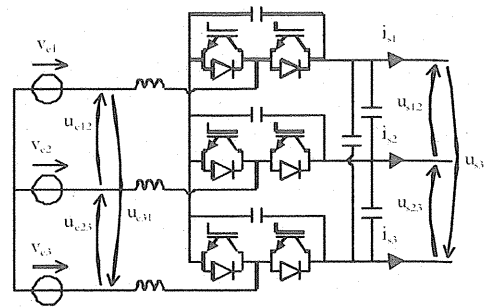


Figure 26 : Gradateur élévateur de tension triphasé en « double différentiel ».

II.3 Variantes structurelles

Les gradateurs à découpages présentés dans les paragraphes précédents sont du type abaisseur de tension. Par analogie avec les convertisseurs continu-continu classiques, il est possible de les décliner en montages élévateurs et en montages élévateur-abaisseur de tension. Quelques exemples, monophasés et triphasés, sont donnés en Figure 24, Figure 25, Figure 26 et Figure 27.

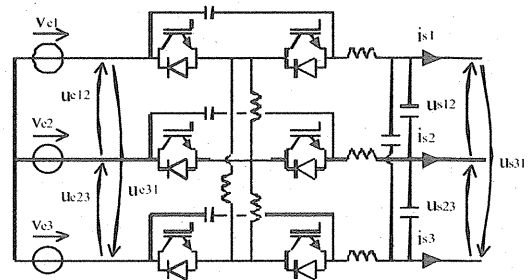


Figure 27 : Gradateur élévateur-abaisseur de tension triphasé en « double différentiel ».

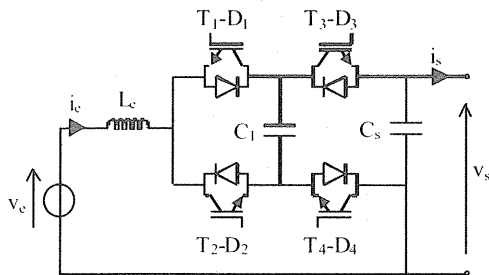


Figure 24 : Gradateur « non-différentiel » élévateur de tension.

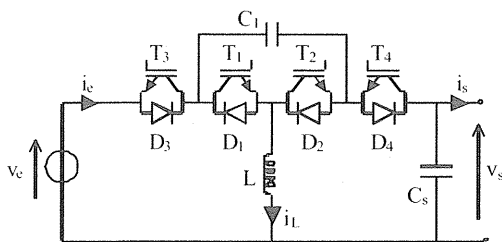


Figure 25 : Gradateur « non-différentiel » élévateur-abaisseur de tension.

III Gradateurs à découpage multiniveaux

Dans les années 90, les travaux menés au LEEI ont conduit au principe d'imbrication de cellules de commutation et à des structures particulières de conversion d'énergie à découpage. Ces structures dites « multicellulaires » sont constituées d'interrupteurs et de condensateurs qui jouent le rôle de sources de tensions flottantes. La tension découpée est multiniveaux, c'est à dire constituée d'une subdivision en niveaux intermédiaires, ce qui a pour effet de réduire l'amplitude des harmoniques liés au découpage. Parmi les nombreux avantages de ce principe, citons aussi l'augmentation de la fréquence apparente de la tension découpée par rapport à la fréquence de découpage de chaque cellule et la réduction de la tension supportée par les semi-conducteurs de puissance. Les structures multicellulaires, actuellement développées dans des hacheurs et des onduleurs, peuvent également être envisagées dans les gradateurs à découpage.

La Figure 28 montre par exemple un hacheur quatre niveaux «non-différentiel». Il est constitué de quatre hacheurs «non-différentiels» imbriqués et de deux condensateurs, dits condensateurs flottants, C_1 et C_2 . Les tensions flottantes $u_{\eta 1}$ et $u_{\eta 2}$ sont dites équilibrées lorsque $u_{\eta 1} = 2.u_c/3$ et $u_{\eta 2} = u_c/3$. En appliquant des commandes déphasées de $2\pi/3$ aux hacheurs élémentaires, ces tensions tendent naturellement vers l'équilibre. Pour améliorer la dynamique d'équilibrage, un filtre $\{R, L, C\}$ accordé à la fréquence de découpage est placé en sortie du convertisseur.

La Figure 30 montre des tensions flottantes correctement équilibrées et le courant du filtre d'équilibrage i_{eq} , relevés sur un prototype expérimental de 10kVA. La tension maximale supportée par les semi-conducteurs est de $230\sqrt{2}/3=108\text{ V}$. Les pertes du filtre d'équilibrage ont principalement lieu au niveau de la résistance d'amortissement R. Elles se limitent ici à approximativement 3,2W ($R=0,5\Omega$, i_{eq} 2,5A eff.). La Figure 31 fait apparaître les quatre « niveaux » pris par la tension découpée u_s pour trois valeurs du rapport cyclique :

- $\alpha=1/4$: $u_s \in [0, u_c/3]$
- $\alpha=1/2$: $u_s \in [u_c/3, 2\cdot u_c/3]$
- $\alpha=3/4$: $u_s \in [2\cdot u_c/3, u_c]$

Avec une fréquence de découpage de 10kHz, la fréquence apparente est de 30kHz au niveau de la tension découpée u_s .

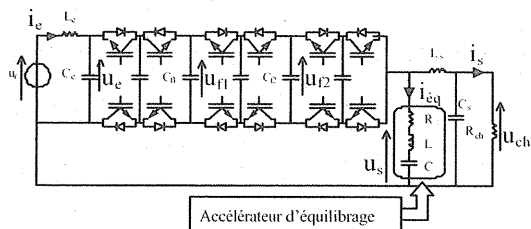


Figure 28 : Hacheur « non-différentiel » quatre niveaux.

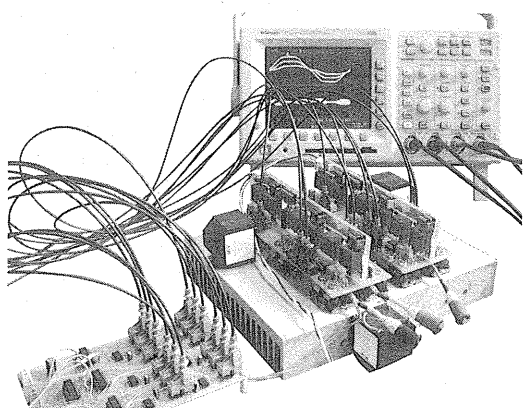


Figure 29 : Prototype expérimental de 10 kVA.

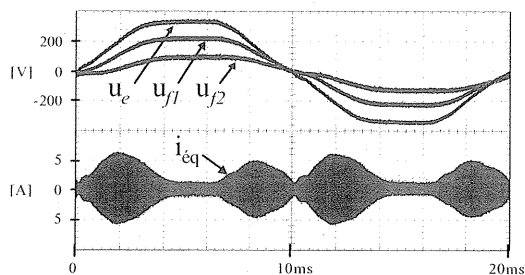


Figure 30 : Tensions flottantes et courant du filtre d'équilibrage (résultats expérimentaux).

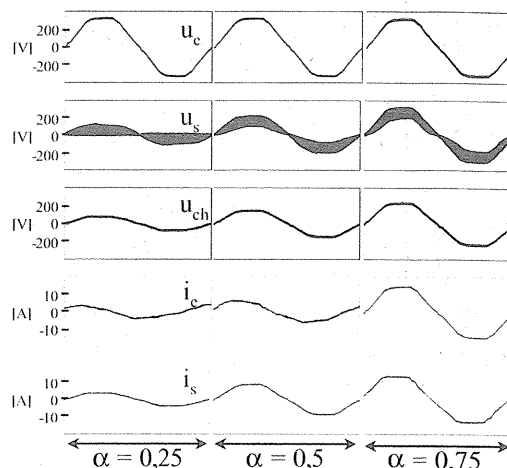


Figure 31 : Formes d'onde du hacheur « non-différentiel » quatre niveaux pour différentes valeurs du rapport cyclique α (résultats expérimentaux).

Il est également possible de réaliser des gradateurs multiniveaux monophasés en « double différentiel ». Les deux cellules du hacheur sont dans ce cas remplacées par deux bras multiniveaux, comme le montre la Figure 32. Le principe de commande et les formes d'onde d'entrée et de sortie sont similaires au montage de type « non-différentiel ». On peut déduire directement les différentes déclinaisons en gradateurs triphasés multiniveaux, à partir de ces deux montages et des structures précédentes.

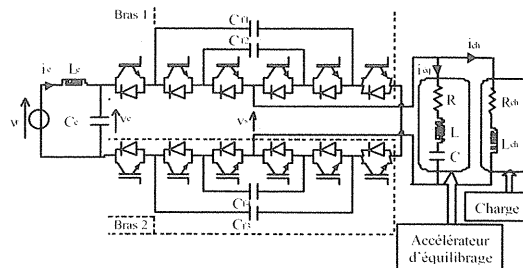


Figure 32 : Hacheur en « double différentiel » quatre niveaux.

IV Applications

Le domaine d'application potentiel des gradateurs à découpage est très large. Il couvre notamment toutes les applications qui utilisaient jusqu'ici des gradateurs à thyristors, gradateurs qui seront progressivement amenés à disparaître avec le durcissement des normes CEM. Mais leur domaine s'étend à bien d'autres applications, notamment grâce à leur capacité de réglage de la forme d'onde.

On peut citer en particulier :

Les conditionneurs de réseau alternatifs mono- ou triphasés, qui permettent de recréer localement un réseau propre et régulé. Le besoin peut exister pour des systèmes électriques particulièrement sensibles

(appareillage, physique, etc..), mais aussi pour des particuliers situés à une distance importante du transformateur de distribution.

Les variateurs de vitesse économiques pour le pompage et la ventilation en petite puissance. C'est actuellement le domaine de prédilection des gradateurs classiques, mais les perturbations injectées sur le réseau sont de plus en plus mal acceptées. Les gradateurs à découpage constituent des solutions moins polluantes et économiquement bien placées.

Les régulateurs d'éclairage public ou industriel qui permettent de réduire la consommation pour l'adapter au besoin, d'augmenter la durée de vie des lampes en gommant les surtensions réseau, et de réduire la maintenance.

Le chauffage résistif. Là aussi, les normes compromettent l'avenir des traditionnelles solutions à base de gradateurs classiques. Les perturbations du réseau deviennent problématiques, et les gradateurs à découpage constituent une solution très performante.

La simulation de défaut de réseau pour le test d'équipements. Il peut être important de déterminer expérimentalement quelle tension ou quel taux de déséquilibre un système peut accepter sans défaillance.

Les "boosters" des alimentations de secours. En l'absence de réseau, l'énergie est prélevée sur une batterie par un onduleur, mais en présence de creux de tension, il est préférable de renforcer la tension avec un booster AC/AC; ainsi, le rendement est meilleur, la batterie est sollicitée moins souvent et son état de charge est préservée.

Etc...

N. B.: Les schémas décrits dans cet article sont brevetés. Prière de contacter les auteurs pour tout renseignement concernant leur utilisation.

V Bibliographie :

- [1] H. Foch, F. Forest, T. Meynard, « Onduleurs de tension », Techniques de l'ingénieur, Vol. D5, Réf. D3176.
- [2] H. Foch, F. Forest, T. Meynard, « Onduleurs de tension : mise en oeuvre », Techniques de l'ingénieur, Vol. D5, Réf. D3177.
- [3] H. Foch et les Enseignants Chercheurs du LEEI, « Principes fondamentaux. Commutation dans les convertisseurs statiques », Techniques de l'ingénieur, Vol. D5, Réf. D3153.
- [4] R. Cittadini, « Gestion de la commutation et synthèse de filtres CEM dans les convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels », Thèse de Doctorat soutenue à l'université de Montpellier II, octobre 1995.
- [5] E. Lefeuvre, « Convertisseurs alternatif-alternatif directs à base de cellules de commutation deux quadrants », Thèse de Doctorat soutenue à l'INP de Toulouse, Juillet 2001.
- [6] E. Lefeuvre, T. Meynard, « Dispositif de conversion », Demande de brevet français N° 01 09944 (Déposants : Cirtem et CNRS), 25 Juillet 2001.
- [7] E. Lefeuvre, T. Meynard, « Dispositif de conversion d'énergie électrique à découpage », Demande de brevet français N° 00 11611 (Déposants : Cirtem et CNRS) 12 Septembre 2000 ; Demande de brevet PCT tous pays N° 01/02805, 10 Septembre 2001.
- [8] E. Lefeuvre, T. Meynard, P. Viarouge, « Robust two-level and multilevel PWM AC choppers », EPE Conference, Gratz, 2001.
- [9] T. Meynard, H. Foch, « Multilevel choppers for high voltage applications », EPE Journal, March 1991.

FILTRAGE NUMERIQUE ET FPGA

Juan BRAVO

IUT d'EVRY Dpt GEII 22, allée Jean Rostand

91025 EVRY

j.bravo@iut.univ-evry.fr

Résumé : Les DSP sont largement utilisés dans le cadre d'applications faisant appel à la construction d'estimateurs, à du filtrage numérique, ou plus généralement à toutes les transformations liées au traitement du signal. Cependant, dans certains cas, il est plus intéressant en termes de coûts, de vitesse de fonctionnement, d'embarquer ses fonctions dans des composants programmables du type FPGA. Une application type concerne le filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) dont la structure s'adapte parfaitement aux ressources disponibles sur les FPGA. Pour finir, cet exemple peut être repris pour élaborer différents projets proposés dans la conclusion de cet article.

I. INTRODUCTION

L'opération *multiplication* constitue l'une des fonctions de base de l'électronique analogique et numérique. Elle intervient dans de nombreuses applications telles que :

- la transposition de fréquences
- le traitement de données: filtres FIR (Finite Impulse Response) et IIR (Infinite Impulse Response)
- la construction d'estimateurs

La généralisation de cet opérateur est telle que certains microprocesseurs incluent des unités spécifiques à cette fonctionnalité. En particulier, les DSP intègrent des fonctions multiplications et additions en un seul cycle. Ils sont donc particulièrement bien adaptés aux applications nécessitant des performances élevées en termes de calculs. C'est la raison pour laquelle, les commandes de machines électriques, qui élaborent des stratégies complexes basées sur des transformations de park et sur la construction d'estimateurs, en font un large usage.

Cependant il est à noter que la solution DSP n'est pas optimale dans tous les cas en termes de coût, de flexibilité et de vitesse de fonctionnement. Ainsi, pour certaines applications, il est plus judicieux d'opter pour une solution FPGA (Field Programmable Gate Array), voire une solution mixte construite autour d'un DSP et d'un FPGA. La société Xilinx cite le cas d'un décodeur de Viterbi implanté sur deux DSP cadencés à 66Mhz dans le cadre d'une application de télécommunications. Au départ, cet algorithme nécessitait 360ns pour son exécution et consommait environ 80% des ressources

des DSP. Avec le remplacement d'un des DSP par un FPGA, ce même temps est tombé à 135ns.

Cet exemple ne s'arrête pas là puisqu'il est tout à fait possible, par exemple, de réaliser à l'aide des FPGA :

- des FFT (transformées de Fourier rapides)
- des corrélations
- des convolutions
- des filtres FIR ou IIR

Concernant ce dernier exemple, cet article se propose de présenter les différentes techniques couramment utilisées pour réaliser une fonction multiplication câblée afin d'implanter un filtre FIR sur un FPGA

II. ARITHMETIQUE BINAIRE

Voici quelques rappels présentant les notions nécessaires à la réalisation d'une multiplication câblée.

II.1. Complément à 2

C'est la méthode qui est en pratique (ce n'est pas la seule) utilisée par les systèmes numériques pour coder des entiers relatifs. Le code complément à deux d'un nombre est obtenu en effectuant tout d'abord le code complément à un (complémentation de tous les bits ,un par un, du nombre) puis en ajoutant la valeur un.

$$\begin{array}{r} +5 \qquad \qquad \qquad -5 \\ 0101 \quad \rightarrow \quad 1010 \quad \rightarrow \quad 1010+0001=1011 \end{array}$$

II.2. Interprétation du bit de signe

Dans une interprétation en code complément à deux d'un nombre, le bit de poids le plus fort s'identifie comme étant le bit de signe. La valeur prise par le

nombre A, dont la représentation binaire ($a_{n-1}a_{n-2} \dots a_0$), est donnée par:

$$(A)_{10} = -a_{n-1}2^{n-1} + \sum_{i=0}^{n-2} a_i 2^i$$

$(\bar{1}011)_2 \rightarrow$ correspond à la valeur $-5 (-8+2+1)$

II.3. Addition et extension du signe

L'extension du signe consiste à propager le bit de signe, bit de poids le plus fort ou MSB, vers la gauche. Cette extension de signe permet de changer de format, sans pour autant changer la valeur du nombre, et de réaliser correctement des additions. L'exemple en dessous montre le mécanisme d'extension sur une addition signée d'un nombre sur 8 bits et l'autre sur 5.

+91 01011011	+91 01011011
-15 + 10001	-15 + 11110001
= 01101100	= 01001100
+108 résultat faux	+76 résultat juste

II.4. Multiplication

La multiplication signée est plus délicate à effectuer que pour une multiplication non signée. Plusieurs solutions existent pour obtenir des résultats cohérents. L'une des plus couramment utilisée pour l'implantation dans des composants programmables, comme la montre l'équation qui suit, consiste à traiter de manière séparée le bit de poids fort du multiplicateur:

$$S = A \times B = \sum_{i=0}^{i=n-2} b_i 2^i A - b_{n-1} 2^{n-1} \times A$$

$$S = \sum_{i=0}^{i=n-2} b_i 2^i A + b_{n-1} 2^{n-1} \times A^*$$

A^* est le complément à 2

Le calcul qui suit montre les différents produits partiels. On remarquera en particulier, si l'on souhaite obtenir un résultat correct, que le dernier est obtenu en appliquant le complément 2 du multiplicande

001 +1	001 +1
× 111 ×-1	× 111 ×-1
001	001
001•	001•
001••	111••
00111 ≠ -1	11111 = -1
erreur	résultat correct

Terme $-2^2 \times A$
 001 111

Il est à noter qu'il est nécessaire de respecter le format du résultat de la multiplication pour obtenir des résultats corrects. Ce résultat se lit sur $n \times m$ bits, si A est sur n bits et B sur m bits.

Voici une illustration du problème où l'extension du bit de signe influe sur les résultats.

1001 -7	1001 -7
× 101 ×-3	× 101 ×-3
111001	1111001
0111••	00111••
1010101 <0!	0010101
erreur	résultat correct lu sur 7 bits

Extension de signe sur 7 bits

Pour conclure sur ce chapitre, une autre solution simple qui existe, consiste à prendre les valeurs absolues des nombres (complément à deux), à calculer la multiplication, et à corriger le signe final du résultat en fonction des signes respectifs des deux nombres.

III. MULTIPLICATION PAR UNE CONSTANTE

La réalisation de cette opération, à l'aide d'un FPGA, est basée sur une ou des tables contenant par avance les résultats de la multiplication. Pour ce faire, on remarquera, comme indiqué sur la figure 1, que ces composants intègrent des zones de mémoire, appelée LUT (Look-Up Table).

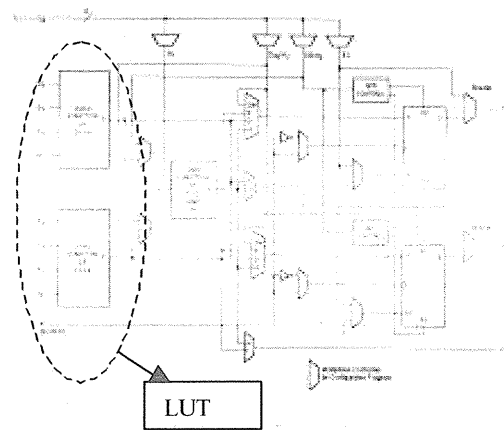
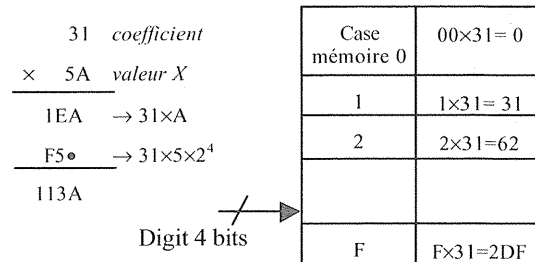


Figure 1 : extrait document constructeur Xilinx

Le multiplicateur est scindé en paquets de 4 bits, ce qui correspond en fait à un digit hexadécimal. Chaque digit correspond aux adresses d'une LUT qui contient dans chaque case le résultat du digit fois le multiplicande. Le diagramme suivant illustre ce principe :



Le résultat final, comme indiqué sur la figure 2, est obtenu par addition des deux produits partiels, et en appliquant les décalages à droite adéquats.

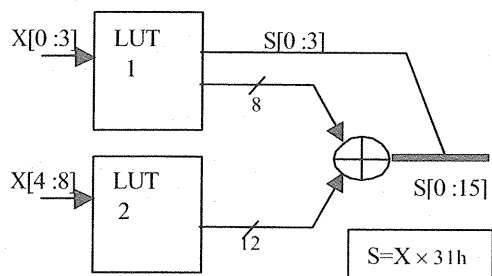


Figure 2 : addition des produits partiels

Cependant, l'exemple précédent ne fonctionne qu'avec des nombres non signés. Pour l'obtention d'un résultat cohérent, il est nécessaire de modifier le contenu de la LUT associée au digit hexadécimal de poids le plus fort. Pour ce faire, il est utile de remarquer que la contribution négative d'un nombre n'est apportée en fait que par le bit de poids fort. Un octet, par exemple, peut être réécrit de la manière suivante :

$$A = A_1 * 2^{16} + A_2 \text{ avec } -8 \leq A_1 < 7 \text{ et } 0 \leq A_2 \leq 15$$

Le contenu de la LUT 2 de l'exemple précédent devient :

Case mémoire 0	00x31= 0
1	1x31= 31
2	2x31=62
C	-3x31=F6D
E	-2x31=F9E
F	-1x31=FCF

Le reste de la structure demeure identique, à condition toutefois de veiller, au niveau de l'additionneur, à l'extension du bit de signe lors d'additions de nombres aux formats différents

IV. SOMME DE PRODUITS

IV.1. Principe

Le calcul de y à l'instant n, calculé à partir de la somme pondérée de différents échantillons x, constitue un exemple de somme de produits. Il se présente sous la forme suivante :

$$y[n] = \sum_{i=0}^k h[i]x[n-i]$$

Pour fixer les idées, un exemple peut être pris. Toutes les grandeurs ici sont non signées, y compris les coefficients multiplicatifs h.

$$h(0)=101 \quad h(1)=001 \quad h(2)=011 \quad h(3)=100$$

$$x(n)=001 \quad x(n-1)=100 \quad x(n-2)=101 \quad x(n-3)=010$$

Pour plus de commodité x(n-1) sera noté x(1) et ainsi de suite. x_i(1) fera référence au ième bit.

	100	011	001	101	
	x010	x101	x100	x001	
Σ	000	011	000	101	P ₁ =1000
Σ	100•	000•	000•	000•	P ₂ =0100•
Σ	000••	011••	001••	000••	P ₃ =0100••
→				↓	ΣP _i =100000

On constate que l'exemple propose une autre approche par rapport au calcul classique qui consiste à calculer chaque multiplication séparément et à faire une addition finale (sommation verticale puis horizontale). Ici, à chaque étape, un produit partiel P_i est calculé, et le résultat final est obtenu en sommant tous les P_i. Quelle que soit la méthode retenue, la valeur de l'échantillon y(n) est la même.

IV.2. Construction des P_i

Chaque produit partiel P_i peut être calculé en une seule fois à l'aide d'une LUT. Le cas de P₁ de l'exemple précédent est repris à la suite pour fixer les idées.

	100	011	001	101	
	x•0	x•1	x•0	x•1	x ₀ (0)
Σ	0xh(3)	1xh(2)	0xh(1)	1xh(0)	P ₁ =h(0)+h(2)
→		↓			x ₂ (0) = 1000

Le vecteur formé par [x₃(0) x₂(0) x₁(0) x₀(0)] constitue l'adresse d'une LUT dont les cases mémoire ont été initialisées de la manière suivante :

Adresse	0
0000	0
0001	+h(0)
0011	+h(0)+h(1)
1111	+h(0)+h(1)+h(2)+h(3)

Adresse	0
0000	0
0001	-h(0)
0011	-h(0)-h(1)
1111	-h(0)-h(1)-h(2)-h(3)

LUT1

LUT2

La LUT2 est associée au vecteur formé par les bits de poids les plus fort - ici [x₃(3) x₂(3) x₁(3) x₀(3)] - pour obtenir un résultat signé cohérent.

IV.3. Résultat final

La structure finale (fig. 3) utilise 3 LUT et deux additionneurs :

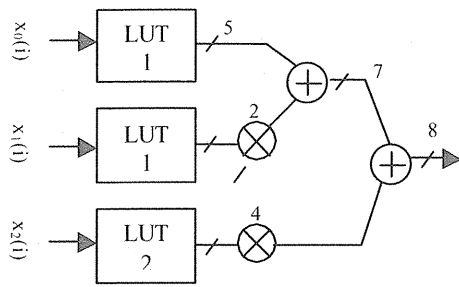


Figure 3 : schéma final de principe

La taille des LUT est de 5 bits pour pouvoir coder sans erreur la somme des coefficients.

V. APPLICATION AU FILTRAGE

V.1. Structure d'un filtre FIR

La structure d'un filtre à réponse impulsionnelle finie, filtre FIR, est représentée à la suite sur la figure 4.

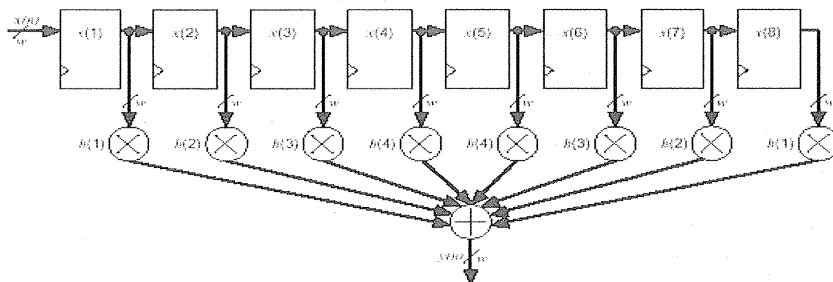


Figure 4 : extrait de la note d'application AN73

La relation entre la sortie y et l'entrée x est définie par :

$$y[n] = \sum_{i=0}^k h[i]x[n-i] \text{ où } k+1 \text{ est l'ordre du filtre}$$

(pour l'exemple le filtre FIR est d'ordre 8).

Si la réponse impulsionnelle du filtre présente une symétrie, par exemple dans notre cas $h[k]=h[7-k]$, il est possible de regrouper deux à deux les échantillons $x[i]$ comme le propose la figure 5.

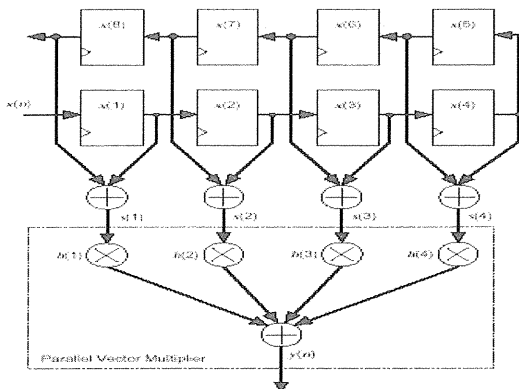


Figure 5 : extrait de la note d'application

$$L'équation devient : y[n] = \sum_{i=0}^{k+1/2} h[i]s[n-i]$$

V.2. Implantation d'un FIR d'ordre 8

Le filtre FIR est un filtre passe-bas présentant une symétrie paire. Les coefficients sont calculés à partir de la fonction firls de Matlab, pour une fréquence de coupure à -3 dB de 6.1 kHz ($F_e=16$ kHz) :

$$[0.0156 \ 0.0547 \ 0.1641 \ 0.2656 \ 0.2656 \ 0.1641 \ 0.0547 \ 0.0156]$$

Ces coefficients sont arrondis compte tenu du format Q1.7 (précision 2^{-7}) adopté ici.

La conversion des échantillons x se fait sur 7 bits et sera codé sur 8 bits.

Huit LUT sont nécessaires pour construire huit produits partiels P_i .

La sortie y s'exprime de la façon suivant en

fonction des différents P_i .

$$y = P_1+2.P_2+2^2P_3+2^3P_4+2^4P_5+2^5P_6+2^6P_7+2^7P_8$$

$$= (P_1+2.P_2) + 2^2(P_3+2.P_4) + 2^4[(P_5+2.P_6) + 2^2(P_7+2^2P_8)]$$

Une structure répétitive en cascade (fig.6) apparaît à la lumière de cette réécriture de y.

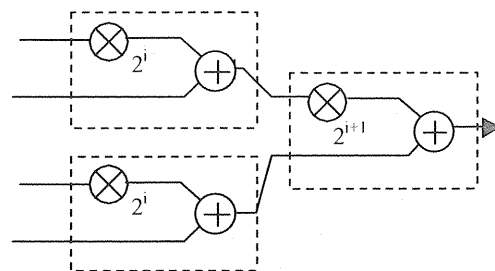


Figure 6 : motif pour la somme des P_i

Le schéma final qui suit (fig. 7) fait intervenir au total :

- ✓ 4 additionneurs pour l'obtention des $s[i]$
- ✓ 8 LUT
- ✓ 7 additionneurs pour l'obtention de y

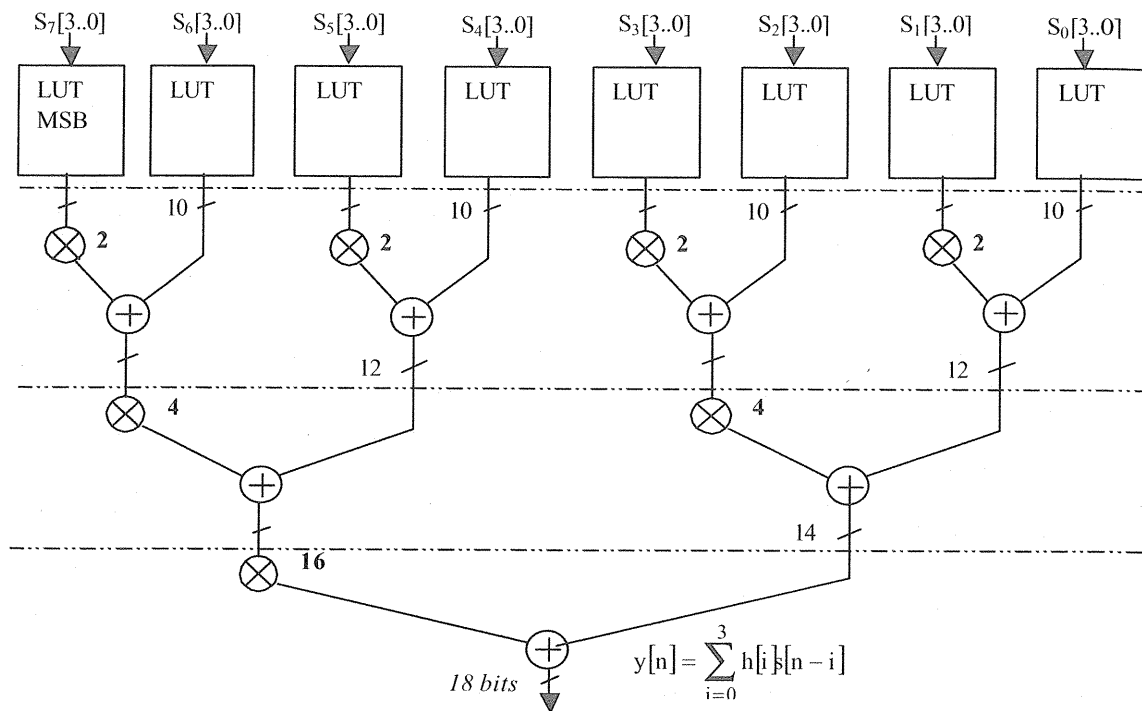


Figure 7 : schéma final d'un FIR d'ordre 8

Cette architecture distribuée permet des fréquences de fonctionnement élevées (quelques dizaines de MHz) grâce à sa structure parallèle. Cependant, si les contraintes fréquentielles sont moins sévères, il est possible de réaliser un calcul séquentiel des sommes de produits (partie aval des LUT). La solution alternative qui suit sur la figure 8 permet une économie des ressources FPGA au détriment de la fréquence.

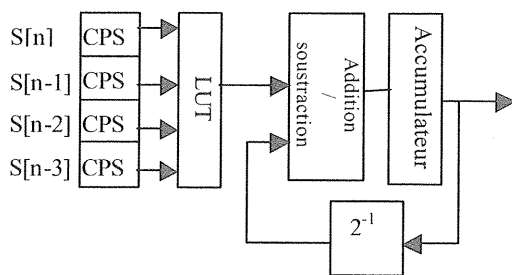


Figure 8 : filtre FIR séquentiel

Le bloc CPS effectue une conversion parallèle/série des échantillons qui arrivent. On constate que :

- il faut n+1 top d'horloge (avec n la taille des données en entrée) pour obtenir le résultat,
- l'accumulateur stocke la somme des différents P_i . L'ensemble accumulateur /décalage à droite est appelé : *scaling accumulator*,
- La taille de l'accumulateur est fixe, et bien souvent inférieure à la pleine précision (gain de ressources). Le résultat est alors tronqué en ne

conservant que les bits de poids puis envoyé au CNA.

VI. CONCLUSION

L'objectif n'est pas ici de balayer toutes les méthodes existantes pour implanter une opération multiplication câblée, mais de proposer une des solutions utilisée en pratique.

L'exemple fourni ici peut être détourné pour construire d'autres applications telles que :

- Oscillateur et PLL numérique
- Transformées de Park
- Asservissements numériques

Du point de vue pédagogique, l'étudiant peut intervenir sur une partie du projet lors de séances de travaux de réalisations ou de travaux pratiques de VHDL par exemple. Ainsi, il peut travailler sur l'interface d'acquisition des échantillons, sur la réalisation du bloc de conversion parallèle/série ou alors sur la construction du bloc addition /accumulation+post-scaling de la version séquentielle.

Ressources

Notes d'applications des constructeurs **Xilinx** et **Altera**

www.xilinx.com et www.altera.com

DU COUPLAGE DE DEUX CIRCUITS MAGNETIQUES AUX INTERACTIONS ELECTROMAGNETIQUES ELEMENTAIRES : la plate-forme de Travaux Pratiques "MULTIMAG".

Valérie MONTURET*, Dominique HARRIBEY*, Bertrand NOGAREDE*

*Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle (LEEI), Groupe Machines et Mécanismes Electroactifs
Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et de Télécommunications
de Toulouse (ENSEEIH)

2 rue Charles Camichel, BP 7122, 31071 TOULOUSE CEDEX 7

Résumé. Cet article présente la maquette de T.P. "MULTIMAG" utilisée en 1^{re} année d'Ecole d'Ingénieurs (ENSEEIH), qui permet d'appréhender, de manière "physique", le couplage électromagnétique existant dans une machine tournante. Du fait de sa conception originale et didactique, cette maquette offre de plus la possibilité de mettre en évidence les interactions magnétiques élémentaires, représentatives du principe de fonctionnement des structures opérationnelles classiquement exploitées (machines à réluctance variable, synchrone et asynchrone).

1. Introduction

Des travaux pratiques d'Electrotechnique sont réalisés en 1^{re} année du département Génie Electrique – Automatique de l'ENSEEIH à l'aide de la maquette "MULTIMAG". Cette maquette permet aux étudiants d'aborder, d'une manière aussi intuitive que concrète le couplage électromagnétique agissant dans les machines tournantes magnétiques. Cette manipulation illustre notamment les enseignements théoriques dispensés dans ce domaine, conformément à une nouvelle approche récemment développée [1,2]. Soulignons en outre que cette étude expérimentale des effets électromagnétiques de base précède, dans le cursus des étudiants, le T.P. effectué à l'aide de la maquette "OPTIMAG", focalisé sur le couple électromagnétique développé par une machine synchrone, à interaction de type champ-aimantation [3].

Dans un premier temps, l'accent est mis sur l'étude du couplage magnétique existant entre deux enroulements, l'un constituant le rotor et l'autre le stator d'un actionneur rotatif. Cette étude débute par une visualisation du trajet du flux magnétique et une interprétation physique des inductances, grâce à la géométrie particulière de la maquette "MULTIMAG". Une approche thermodynamique de l'équilibre du système conduit ensuite à l'expression du couple électromagnétique.

La seconde partie consiste en l'étude expérimentale de différents modes d'interaction électromécaniques, basée sur une description précise des phénomènes magnétiques et mécaniques, ce qui permet aux étudiants d'aborder l'étude des machines électromagnétiques par le biais de leur principe de fonctionnement [1,2].

2 Présentation de la maquette "MULTIMAG"

2-1 Présentation de l'ensemble du dispositif

Le dispositif expérimental, présenté sur la Figure 1, est constitué d'un rotor ferromagnétique bobiné et d'un

stator bobiné à deux branches. Le rotor peut être laissé libre ou bien être couplé à une machine à courant continu à vitesse variable (cas non étudié dans cet article). Un capteur de force, soumis à la réaction du stator par rapport au bâti, permet d'accéder à la mesure du couple électromagnétique. Un bornier, situé sur la face avant de la console de manipulation, permet l'alimentation électrique des différents bobinages et leur interconnexion éventuelle. Le rotor est recouvert d'une plaque en Plexiglas et une poignée permet de le retenir, afin de "ressentir" physiquement l'effet du couple électromagnétique sur le rotor (sans danger pour l'utilisateur!).

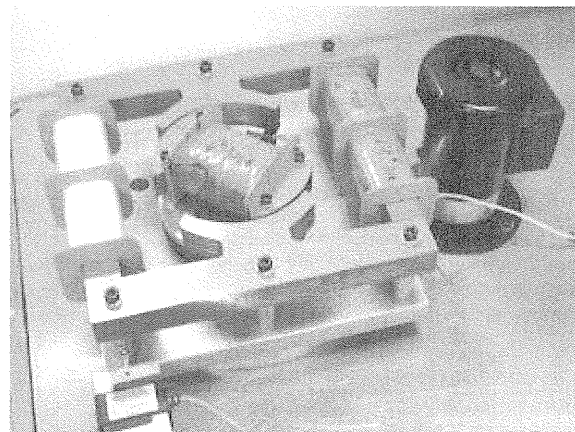


Figure 1: maquette de T.P. MULTIMAG
(Photo D.HARRIBEY).

2.2 Constitution des parties magnétiques

Le stator, constitué d'une paire de pôles saillants, est réalisé à l'aide de tôles ferromagnétiques en forme de E empilées et intercalées. Les bords parallèles extérieurs des tôles en E permettent de réaliser deux branches magnétiques, autour desquelles sont disposées deux bobines. Sur chaque branche, les bobines, constituées de 712 spires chacune, peuvent être connectées en série ou en parallèle.

Quant au rotor, il est constitué d'un noyau magnétique à pôles saillants équipé d'une bobine de 838 spires. L'alimentation du bobinage rotorique est effectuée au moyen de deux contacts glissants. Lorsque le rotor est laissé libre (i.e. non couplé à la machine à courant continu), il peut être bloqué dans 36 positions différentes (angle de 10° entre chaque position) à l'aide d'une goupille de positionnement.

3 Couplage magnétique entre deux enroulements

3-1 Flux magnétiques

Lorsque le bobinage statorique est parcouru par un courant, il crée un flux magnétique. Une interaction magnétique entre stator et rotor se produit si ce flux traverse ce dernier. Ainsi, pour la maquette "MULTIMAG", la production d'une interaction est assujettie au respect de certaines règles relatives au sens du courant dans les bobines statoriques. En effet, pour que le flux créé par le stator, constitué de quatre bobines en série, traverse l'entrefer, et donc le rotor, la connexion entre les bobines statoriques doit se conformer à celle indiquée sur le schéma de la Figure 2.

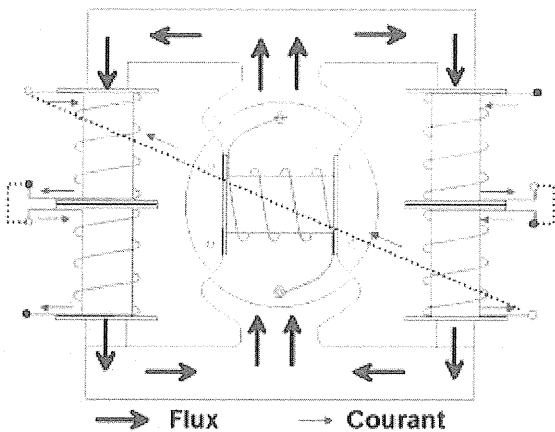


Figure 2: schéma de la structure: connexion en série des bobines et trajet orienté du flux.

La convention adoptée pour orienter le flux est la suivante: le courant entrant par une borne jaune crée un flux positif (i.e. orienté dans le sens trigonométrique) dans la culasse statorique. Ainsi, les bobines étant bobinées "à droite", le courant doit entrer par les bornes jaunes dans les bobines de gauche et par les bornes noires dans les bobines de droite pour créer un flux additif dans l'entrefer (Figure 2).

Rappelons que les flux sont reliés aux différents courants en présence par des coefficients d'inductances. Du fait de la saillance des pôles statoriques et rotoriques, les diverses inductances intervenant dans le couplage magnétique des deux enroulements dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator (repérée par l'angle θ). L'inductance propre du stator (respectivement, du rotor) est notée $L_S(\theta)$ (respectivement, $L_R(\theta)$), et la mutuelle inductance est $M_{SR}(\theta)$. Dans le cas d'un système supposé linéaire

(circuit magnétique non saturé), les expressions des flux statorique et rotorique, en fonction des courants statorique i_S et rotorique i_R et des inductances, sont les suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_S(\theta, i_S, i_R) = L_S(\theta) \cdot i_S + M_{SR}(\theta) \cdot i_R & (1a) \\ \varphi_R(\theta, i_S, i_R) = M_{SR}(\theta) \cdot i_S + L_R(\theta) \cdot i_R & (1b) \end{cases}$$

3-2 Inductances propres et mutuelles

3-2.1 Identification des paramètres

L'identification des différents coefficients d'inductances à partir de mesures électriques est fondée sur un schéma électrique équivalent de la bobine, constitué d'une résistance et d'une inductance pure en série. Ainsi, la tension électrique v_S (respectivement, v_R) aux bornes du bobinage statorique (respectivement, rotorique) s'exprime en fonction du courant i_S (respectivement, i_R), de la résistance des conducteurs R_S (respectivement, R_R) et du flux généré φ_S (respectivement, φ_R) de la façon suivante:

$$\begin{cases} v_S = R_S \cdot i_S + \frac{d\varphi_S}{dt} & (2a) \\ v_R = R_R \cdot i_R + \frac{d\varphi_R}{dt} & (2b) \end{cases}$$

En alternatif, ces expressions se mettent sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \underline{V}_S = R_S \cdot \underline{I}_S + j \cdot \omega \cdot L_S \cdot \underline{I}_S + j \cdot \omega \cdot M_{SR} \cdot \underline{I}_R & (3a) \\ \underline{V}_R = R_R \cdot \underline{I}_R + j \cdot \omega \cdot M_{SR} \cdot \underline{I}_S + j \cdot \omega \cdot L_R \cdot \underline{I}_R & (3b) \end{cases}$$

Lorsque I_R est égal à zéro, l'inductance statorique propre s'exprime, pour un point de fonctionnement donné, en fonction des valeurs efficaces des courant et tension statoriques, à partir de l'équation (3a), de la façon suivante:

$$L_S = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \sqrt{\frac{V_S^2}{I_S^2} - \frac{P_S^2}{I_S^4}} \quad (4)$$

où f est la fréquence d'alimentation et $P_S = R_S \cdot I_S^2$ est la puissance active statorique. L'expression de l'inductance propre rotorique L_R est analogue à celle de l'équation (4).

Si, dans l'équation (3a), I_S est égal à zéro, alors la mutuelle inductance M_{SR} s'écrit:

$$M_{SR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \frac{V_S}{I_R} \quad (5)$$

3-2.2 Tracés expérimentaux.

Les trois inductances, dont les expressions théoriques ont été établies pour un point de fonctionnement donné, dépendent de la géométrie de la machine et donc de la position θ du rotor par rapport au stator.

Le mode opératoire pour effectuer le relevé expérimental de l'inductance statorique propre se

déroule selon plusieurs étapes [4]. Tout d'abord, le rotor est bloqué pour l'angle θ souhaité à l'aide de la goupille de positionnement. Ensuite, le bobinage statorique est alimenté par un courant alternatif tandis que le rotor est en circuit ouvert. Enfin, la valeur efficace de la tension statorique est fixée à $V_S = 100$ V. Les mesures expérimentales de la valeur efficace du courant statorique I_S et de la puissance active P_S permettent de déterminer la valeur de L_S à l'aide de l'équation (4). Le tracé de l'inductance pour θ variant de -90 à 90 degrés (sachant que 0 degré correspond à l'alignement des pôles statoriques et rotoriques) est donné sur la Figure 3.

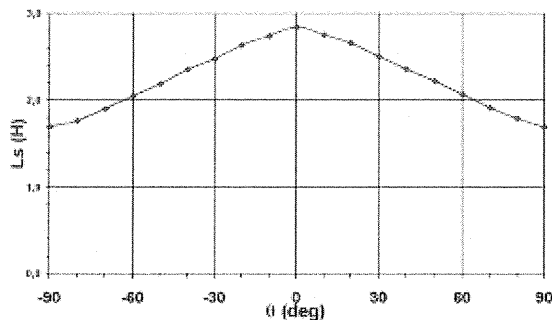


Figure 3: inductance statorique propre.

L'inductance $L_S(\theta)$ est π -périodique et sa variation en fonction de l'angle θ qui peut être perçue comme triangulaire, sera approximée selon une loi sinusoidale s'écrivant :

$$L_S(\theta) = L_0 + L_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta) \quad (6)$$

Le tracé de la Figure 3 montre en outre que l'inductance est maximale (L_{Smax}) en $\theta = 0$, c'est-à-dire quand l'entrefer effectif est minimal (position de "conjonction"), et qu'elle est minimale (L_{Smin}) en $\theta = 90$ degrés, c'est-à-dire lorsque l'entrefer est maximal (position "d'opposition"). Notons enfin que l'étude de l'inductance L_S revient à s'intéresser au passage du flux créé par le bobinage statorique à l'intérieur de lui-même.

Le tracé expérimental de l'inductance rotorique propre s'effectue selon le même mode opératoire, en alimentant le bobinage rotorique avec un courant alternatif et en laissant le stator en circuit ouvert. Sur la Figure 4 sont superposés les tracés des inductances statorique et rotorique.

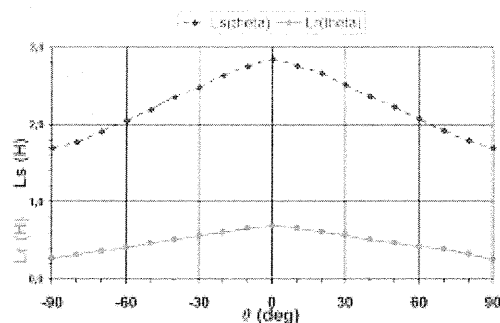


Figure 4: inductances statorique et rotorique propres.

Les remarques effectuées précédemment lors de l'étude de l'inductance statorique sont encore valables pour l'inductance rotorique. Ainsi, la variation de l'inductance $L_R(\theta)$ en fonction de l'angle θ peut être représentée par le même modèle (équation (6)) et l'inductance L_R est caractéristique du flux créé par la bobine rotorique et observé à travers celle-ci.

Par ailleurs, une étude comparative entre les deux courbes montre que L_{Smax} est quatre fois supérieure à L_{Rmax} (inductance rotorique maximale). L'inductance étant proportionnelle au carré du nombre de spires, on justifie en première approximation, le rapport quatre observé.

Quant au tracé de la mutuelle inductance M_{SR} (Figure 5), il est réalisé en gardant les mêmes branchements que pour le tracé de L_R , mais en mesurant les valeurs efficaces du courant rotorique I_R et de la tension statorique V_S .

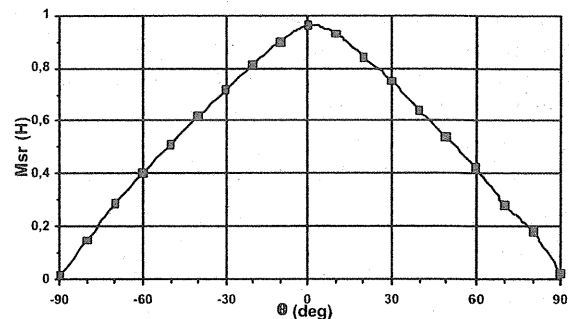


Figure 5: mutuelle inductance.

L'inductance mutuelle $M_{SR}(\theta)$ est 2π -périodique et sa variation est considérée comme sinusoidale de sorte que le modèle est le suivant :

$$M_{SR}(\theta) = M_0 \cdot \cos(\theta) \quad (7)$$

L'obtention de la partie négative de la courbe (non représentée sur la Figure 5) est déduite d'observations expérimentales. Pour cela, les tensions v_R et v_S sont visualisées à l'oscilloscope. Entre -90 et 90 degrés, ces deux tensions sont en phase et elles sont en opposition de phase sur le demi-tour restant. Or, d'après les équations (3b) et (5), il vient (en négligeant la résistance R_R) :

$$V_S = \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot V_R \quad (8)$$

Ainsi, L_R étant toujours positive, le signe de M_{SR} est donné par la différence de phase entre les deux tensions. Notons enfin que la mutuelle M_{SR} caractérise le passage du flux créé par la bobine rotorique à travers les bobines statoriques (ou inversement).

3-3 Enthalpie libre

La détermination de l'expression du couple électromagnétique, grandeur caractéristique du couplage entre deux enroulements, est effectuée grâce à l'étude de l'équilibre électromécanique de la machine, celui-ci étant appréhendé de manière théorique à l'aide

du premier principe de la thermodynamique. Dès lors, la machine électromagnétique est comprise comme un système fonctionnant à température constante, caractérisé par une fonction d'état qui, à courant et position donnés, correspond à une enthalpie libre magnétique, notée G [1,5]. Les sources externes agissant sur ce système sont associées aux courants statorique i_S et rotorique i_R , les paramètres conjugués étant les flux statorique φ_S et rotorique φ_R . Ainsi, à température constante, la différentielle totale exacte de l'enthalpie libre est :

$$dG = -\varphi_R di_R - \varphi_S di_S \quad (9)$$

L'enthalpie libre G est calculée en intégrant la forme différentielle précédente :

$$G = -\int_{0,0}^{i_R, i_S} [\varphi_R(\theta, i'_S, i'_R) \cdot di'_R + \varphi_S(\theta, i'_S, i'_R) \cdot di'_S] \quad (10)$$

L'intégration se décompose en deux étapes: i'_R est fixé à sa valeur initiale 0 et on intègre par rapport à i'_S ; puis, i'_S est fixé à sa valeur finale i_S et la variable d'intégration est i'_R , ce qui donne :

$$G = -\int_{0,0}^{0, i_S} [\varphi_S(\theta, i'_S, 0) \cdot di'_S] - \int_{0, i_S}^{i_R, i_S} [\varphi_R(\theta, i_S, i'_R) \cdot di'_R] \quad (11)$$

Ainsi, d'après les expressions des flux ((1a) et (1b)), l'enthalpie libre G s'exprime en fonction des inductances et des courants de la façon suivante:

$$G = -\frac{1}{2} \cdot L_R(\theta) \cdot i_R^2 - M_{SR}(\theta) \cdot i_R \cdot i_S - \frac{1}{2} \cdot L_S(\theta) \cdot i_S^2 \quad (12)$$

3-4 Couple électromagnétique

3-4.1 Expression théorique

L'étude de l'évolution thermodynamique du système envisagé, et notamment des conditions d'équilibre, montre que le couple électromagnétique s'exprime comme la dérivée partielle (à courant fixé) de l'enthalpie libre magnétique G par rapport à la position θ [1]. Le couple γ_a appliqué par l'extérieur sur le système, est égal, au signe près, en régime quasi-statique, au couple d'origine magnétique γ qu'exerce le stator sur le rotor, et s'écrit :

$$\gamma_a = -\gamma = \left(\frac{\partial G}{\partial \theta} \right)_{i_R, i_S} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{dL_R}{d\theta} \cdot i_R^2 - \frac{dM_{SR}}{d\theta} \cdot i_R \cdot i_S - \frac{1}{2} \cdot \frac{dL_S}{d\theta} \cdot i_S^2 \quad (13)$$

Le premier et le troisième terme de cette expression correspondent à des couples dits de réluctance, tandis que le deuxième terme est souvent appelé couple hybride.

3-4.2 Tracés expérimentaux

Seuls les couples de réluctance statorique et rotorique sont tracés afin d'étudier leur variation en fonction du courant.

Le mode opératoire pour tracer le couple de réluctance statorique γ_S est le suivant: le rotor est bloqué dans une position à l'aide de la goupille, de sorte que l'angle θ ainsi formé corresponde à la zone où l'inductance L_S est quasiment linéaire (i.e. θ vaut entre -30 et -60 degrés, par exemple (c.f. Figure 3)). Le stator est ensuite alimenté en courant continu. Pour plusieurs valeurs de courant i_S comprises entre 0 et 3A, le couple γ_S est mesuré à l'aide du capteur de force et de l'afficheur électronique. La Figure 6 représente le couple obtenu expérimentalement et celui calculé à l'aide de l'expression (13) et de la valeur de la pente de $L_S(\theta)$ au point de fonctionnement considéré.

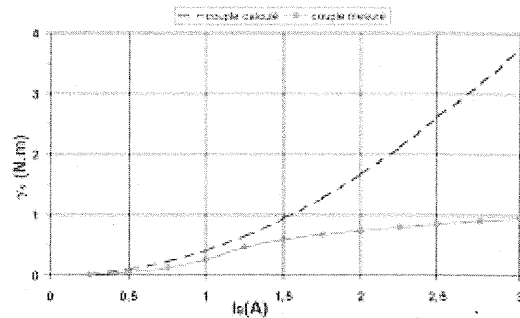


Figure 6: couple de réluctance statorique.

Le couple théorique varie de façon quadratique avec le courant (courbe en trait mixte). Quant au couple mesuré expérimentalement, il suit la courbe théorique jusqu'à ce que le courant i_S atteigne 1,5A. Ensuite, le circuit magnétique est saturé au niveau de sa plus petite section, i.e. celle des branches statoriques: le champ magnétique atteint est B_{sat} et lorsque le courant augmente, le flux demeure constant et égal au flux maximal pouvant circuler dans le circuit magnétique, c'est-à-dire φ_{sat} . En posant $i_{R-} = 0$ et $\varphi_S(\theta, i'_S, 0) = \varphi_{sat}(\theta)$ dans l'équation (10), on en déduit que l'enthalpie libre G , et donc le couple électromagnétique γ_S , varie proportionnellement au courant i_S , ce qui est vérifié expérimentalement (Figure 6).

Le mode opératoire pour tracer le couple de réluctance rotorique γ_R est identique à celui exposé précédemment. Les deux tracés, théorique et expérimental, sont présentés sur la Figure 7.

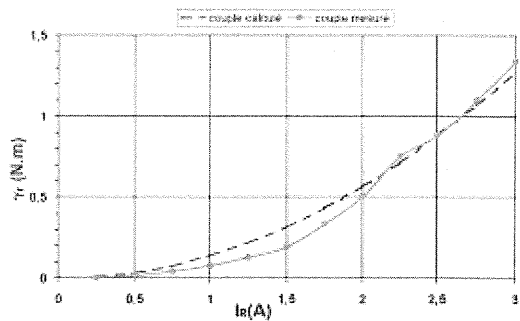


Figure 7: couple de réluctance rotorique.

La Figure 7 montre que le tracé expérimental suit la courbe théorique: le circuit magnétique n'est donc pas saturé pour des valeurs de I_R inférieures à 3A. En effet, pour atteindre un niveau de flux égal à φ_{sat} , le courant circulant dans le rotor doit être de l'ordre de 5A, puisque, d'une part, le nombre de spires rotoriques est 1,7 fois plus petit que le nombre de spires statoriques, et que, d'autre part, le flux créé par la bobine rotorique se divise en deux parts égales dans les branches statoriques.

4 Effets élémentaires de couplage magnétique

4-1 Caractérisation des interactions

L'étude des effets magnétiques élémentaires de couplage est réalisée en caractérisant et en décrivant avec des termes appropriés les phénomènes mis en évidence lors des trois manipulations décrites au cours des paragraphes suivants [1,2].

De manière générale, on s'intéresse aux diverses interactions électromécaniques existant entre un champ extérieur H engendré par une bobine fixe (ici, le stator) et un moment magnétique m généré au niveau du rotor. Selon la nature de la source du moment rotorique, l'interaction peut être de type "**champ - courant**" (lorsque que le rotor est une bobine alimentée ou un conducteur en court-circuit) ou de type "**champ - aimantation**" (rotor constitué d'un aimant permanent ou d'un corps polarisable). En ce qui concerne le caractère du moment magnétique rotorique, il est soit **produit** par l'extérieur (bobine alimentée ou aimants permanents), soit **induit** (conducteur en court-circuit ou corps polarisable), conformément à la terminologie adoptée [1,2].

La minimisation de l'enthalpie libre pour atteindre la position d'équilibre se traduit par un effet mécanique **attractif** ou **répulsif**. Dans le cas simplifié d'une source magnétique ponctuelle, l'expression de l'enthalpie libre d'interaction est la suivante :

$$G_{mag-int} = -\mu_0 \cdot m \cdot H(O') \quad (14)$$

où O' est le point où est ramené le moment magnétique rotorique m , et $H(O')$ est le champ créé par la bobine statorique en ce point. Ainsi, d'après l'équation (14), l'équilibre (à courant donné) est défini par la maximisation du produit scalaire $m H(O')$, si bien que, dans le cas, par exemple, d'un corps polarisable tel que m et H sont de même sens (substance para- ou ferromagnétique), l'équilibre est atteint lorsque m est aligné dans le sens de H . Les pôles statorique et rotorique en regard étant de nature opposée, ils subissent par conséquent un effet attractif.

Enfin, lorsque plusieurs interactions électromécaniques coexistent, elles sont **constructives** ou bien **destructrices**.

4-2 Principe de la machine à réluctance variable

Le rotor est placé dans une position quelconque (mais non bloqué par la goupille) et il est en **circuit**

ouvert. Le bobinage statorique, correspondant à l'association série des quatre bobines présentée sur la Figure 2, est alimenté en **courant continu**. Dès la mise sous tension, le rotor tourne pour se placer dans une position d'équilibre stable. L'utilisation de la poignée solidaire du rotor permet non seulement de ressentir l'effet du couple électromagnétique de manière physique (i.e. "musculaire") mais aussi de tester la nature de l'équilibre mis en évidence (stable ou instable) en choisissant des positions initiales différentes.

Caractérisons à présent l'interaction magnétique à l'aide du vocabulaire adéquat (§4.1.). Elle est de type **champ - aimantation** et le moment rotorique est **induit** puisque le rotor est constitué d'un corps ferromagnétique polarisable. Le noyau magnétique rotorique se polarise selon une direction de facile aimantation, liée à son anisotropie géométrique. Le système possède donc deux positions d'équilibre stable, obtenues lorsque le rotor est dans une position de "conjonction" (**attraction** des pôles). Lorsque le rotor est en "opposition" la minimisation de l'enthalpie libre consiste à se diriger vers l'une ou l'autre des positions d'équilibre stable: ces deux directions étant équivalentes, le rotor "ne sait laquelle choisir" et le système est en équilibre instable. Cette configuration correspond à un maximum d'enthalpie libre et donc à un couple électromagnétique nul, ce qui se vérifie aisément expérimentalement.

En augmentant le nombre de paires de pôles au stator et en attirant successivement le rotor vers chacune des positions d'équilibre stable, définies par l'alignement des pôles statoriques et rotoriques, grâce à une alimentation adaptée des pôles statoriques, on réalise le principe de fonctionnement de la machine à réluctance variable fonctionnant en mode pas à pas.

4-3 Principe de la machine synchrone à rotor bobiné

Le rotor et le stator sont tous deux alimentés en **courant continu**. Les manipulations montrent qu'il existe une position d'équilibre stable (position de "conjonction") et une position d'équilibre instable (seconde position de "conjonction").

Dans cette expérience, plusieurs interactions coexistent. En effet, la première interaction évidente est de type **champ - courant**, pour laquelle le moment magnétique rotorique est **produit**, puisque le rotor est alimenté. Mais il existe aussi deux interactions de type **champ - aimantation**, la première correspondant à l'aimantation **induite** des tôles rotoriques par le champ statorique, et la seconde représentant l'aimantation **induite** des tôles ferromagnétiques statoriques par le champ rotorique (créé par le bobinage alimenté en courant continu).

En supposant que seule l'interaction champ - courant agit, alors, lorsque le produit scalaire $m H(O')$ est positif, les pôles statoriques et rotoriques s'attirent pour placer le rotor en "conjonction" et obtenir un équilibre stable. En revanche, lorsque le produit

scalaire est négatif, la répulsion du rotor vers la position d'équilibre stable conduit à penser que la seconde position de "conjonction" est un équilibre instable.

En ce qui concerne les interactions de type champ-aimantation, leurs effets sont attractifs vers les deux positions de "conjonction" (c.f. §4.2.).

Ainsi, lorsque les trois interactions décrites précédemment coexistent, il existe une position de "conjonction" d'équilibre stable pour laquelle les effets résultants des trois interactions sont **attractifs** (les interactions sont dites **constructives**) et une position de "conjonction" d'équilibre instable pour laquelle les effets résultants des trois interactions sont **répulsif** pour l'une et **attractifs** pour les deux autres (les interactions sont dites **destructrices**). Notons que la largeur de la plage angulaire sur laquelle la répulsion relative à l'interaction champ - courant est parfaitement compensée par l'attraction générée par les deux autres interactions (i.e. plage sur laquelle le couple est nul) dépend des amplitudes des courants circulant dans les bobinages. Remarquons enfin que lorsque le courant dans un des deux circuits est inversé, la position d'équilibre stable est déphasée de δ par rapport à l'étude précédente.

Ainsi, en augmentant le nombre de paires de pôles et en alimentant le stator avec un courant alternatif, de sorte à attirer le rotor vers les positions d'équilibre stable successives, on illustre le principe de fonctionnement de la machine synchrone à rotor bobiné.

4-4 Principe de la machine asynchrone (ou à induction)

Le rotor est en **court-circuit** et le stator est alimenté par un **courant alternatif**.

Du fait du passage du flux statorique alternatif dans la bobine rotorique en court-circuit, celle-ci est le siège de courants induits (courants de Foucault). Ainsi, le moment magnétique rotorique, créé par ces courants, est **induit** et essentiellement opposé au champ statorique (loi de Lenz). L'interaction mise en évidence est donc de type **champ - courant**. Le phénomène mécanique observé est une **répulsion** des pôles rotoriques vers la position d'équilibre stable, obtenue lorsque le rotor est en "opposition". En effet, dans cette configuration, la bobine rotorique n'est plus traversée par le flux statorique: le moment magnétique rotorique est nul puisqu'aucun courant induit ne peut prendre naissance, ce qui correspond à la minimisation énergétique souhaitée. Quant aux positions de "conjonction", elles correspondent à des positions d'équilibre instable (couple nul) pour lesquelles le rotor "ne sait quelle direction choisir".

Finalement, en augmentant le nombre de paires de pôles et en repoussant successivement le rotor vers les positions "d'opposition" caractérisant les équilibres stables, on montre que le principe de fonctionnement

de la machine asynchrone repose sur l'induction de courants au niveau du rotor.

5 Conclusion

La maquette de T.P. *MULTIMAG* présentée ici met en œuvre deux enroulements, statorique et rotorique, et une structure statorique bipolaire à deux branches. Une poignée solidaire du rotor permet en outre d'effectuer une évaluation "musculaire" du couple électromagnétique.

Les travaux pratiques réalisés sur la maquette *MULTIMAG* ont un double objectif. Tout d'abord, les étudiants caractérisent le couplage électromécanique existant entre deux enroulements. Cette caractérisation s'effectue en déterminant dans un premier temps le trajet du flux magnétique à travers les différentes parties constitutives de la maquette (à la géométrie non conventionnelle, mais didactique); ensuite, la notion d'inductance est abordée comme étant le lien entre le résultat de l'interaction magnétique, i.e. le couple électromagnétique, et les causes extérieures, i.e. les courants. Enfin, l'expression théorique du couple électromagnétique est déduite de considérations thermodynamiques sur les conditions d'équilibre, conformément à l'approche préconisée en cours à l'ENSEEIH [5]. Le tracé expérimental du couple de réductance statorique met en évidence la saturation du circuit magnétique, et des considérations physiques supplémentaires permettent de déterminer le modèle du couple en régime saturé.

Le second objectif visé concerne la mise en évidence de diverses interactions magnétiques (d'où *MULTI-MAGnétique*). La maquette permet, de manière très simple, en alimentant -- ou non-- les bobinages avec du courant continu ou alternatif, d'illustrer le principe de fonctionnement de plusieurs machines magnétiques tournantes classiques. La description précise, avec un vocabulaire adapté, des interactions et des effets mécaniques observés, ainsi que la perception sensitive du couple électromagnétique sur le rotor, offrent aux étudiants l'opportunité de toucher du doigt les principaux phénomènes agissant dans les machines magnétiques.

Références:

- [1] B. Nogarede, *Machines tournantes: conversion électromécanique de l'énergie*, Techniques de l'Ingénieur, **D3410** (2000).
- [2] B. Nogarede, *Machines tournantes: principes et constitution*, Techniques de l'Ingénieur, **D3411** (2001).
- [3] V. Monturet, B. Nogarede, D. Harribey, *Maquette de T.P. OPTIMAG. Des concepts élémentaires d'interactions électromagnétiques à la réduction des ondulations de couple dans une machine synchrone*, La Revue 3EI **25**, Juin 2001, pp 75-84.
- [4] V. Monturet, *Effets magnétiques élémentaires*, Recueil de T.P. 2^{ème} semestre, 1^{ère} année (2000-2001).
- [5] B. Nogarede, *Cours d'Electrodynamique de 1^{ère} année: MACH.0*.

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

Christian LECLERC

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

3ème partie : L'ère des thyristors

C - Le thyristor, ses applications en courant monophasé puis continu

C.1 - L'apparition des thyristors à la fin des années 1960 en traction monophasée

L'évolution des techniques d'obtention des jonctions semi-conductrices au silicium qui, par ordre d'ancienneté sont :

- la diffusion par alliage
- la diffusion en phase vapeur (ou diffusion gazeuse)
- l'irradiation

on permis la réalisation industrielle de composants de puissance plus complexes que nos simples diodes à une seule jonction (fig. 53 a) ; les thyristors, puisqu'il s'agit d'eux, sont des dispositifs semi-conducteurs à 3 jonctions (fig. 53 b) qui, comme nous allons le voir, ont fait faire un très grand pas à la traction électrique.

Ce fut, bien sûr la traction sous monophasé qui en bénéficia la première puisque les semi-conducteurs des redresseurs fonctionnent en commutation naturelle, ce qui a permis l'utilisation des premiers thyristors aux performances dynamiques relativement modestes. Par la suite, l'augmentation de la rapidité de blocage (obtenue par irradiation en particulier) a permis de les utiliser sous courant continu, donc en commutation forcée.

C.1.1 - Le composant

Aspect électrique :

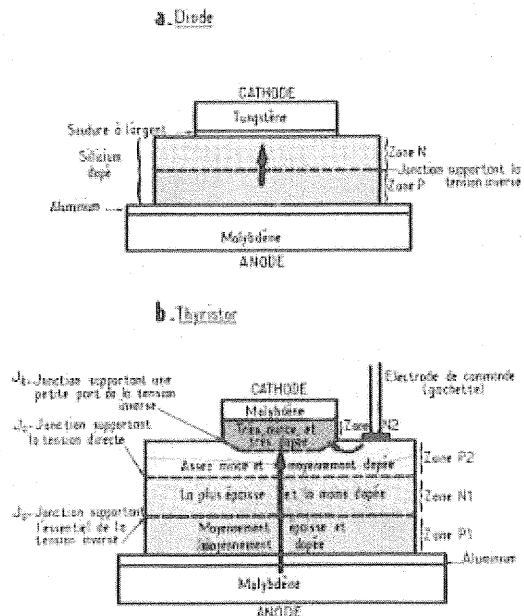
Il ne s'agit pas, ici, d'entrer dans des explications détaillées relatives au fonctionnement interne des thyristors, ni de détailler toutes leurs caractéristiques dont les principales sont assez proches de celles des diodes (voir B.1.1, *La Revue 3EI* n°26 p 69).

On notera toutefois que, du fait de sa structure plus complexe (présence de 3 jonctions), le thyristor a toutefois une tenue en tension inverse (VRRM) plus faible que celle d'une diode de même taille de pastille. De même, lorsque le thyristor est amorcé, sa tension directe VT est de l'ordre du volt, donc un peu supérieure à celle d'une diode ; quant à sa résistance dynamique rT, elle est d'environ 0,6 mΩ contre 0,55 mΩ pour une diode.

Pour ce qui va suivre, seules les spécificités fonctionnelles particulières aux thyristors seront évoquées.

La différence fonctionnelle fondamentale d'avec les diodes réside dans le pouvoir du thyristor de "tenir" une tension directe dans le sens [anode-cathode] tant qu'il n'a pas reçu une impulsion de courant au travers d'une électrode spécifique dite "de commande" (que l'on nomme aussi couramment "gâchette") et qui seule permet de le distinguer extérieurement d'une diode.

Cette impulsion provoquera le basculement de la jonction qui supporte la tension directe et le thyristor sera alors dit "amorcé" ; dès cet amorçage la gâchette n'a plus aucun pouvoir de blocage et il se comportera exactement comme une diode (bien que, comme évoqué plus haut, il ait une chute de tension directe un peu supérieure).



Représentation schématique des structures semi-conductrices d'une diode et d'un thyristor (cellules en boîtiers vissés à tresse)

(extrait de "les paramètres caractéristiques des diodes et des thyristors" - G.Thauvin - DETE Avril 77)

Figure 53

L'impulsion d'amorçage est, en fait, une impulsion de tension appliquée entre cette gâchette et la cathode ; dans la pratique, la gâchette sort du boîtier étanche par un court "picot" auquel sera soudé un fil d'une

vingtaine de cm de longueur destiné à faciliter le branchement aux circuits générateurs des impulsions de commande (un 2^{me} fil dit "renvoi de cathode", parce que relié à cette électrode principale, côtoiera le fil de gâchette).

L'ordre de grandeur des tension et courant de gâchette nécessaires pour obtenir l'amorçage certain d'un thyristor est de 3 à 4 V et 30 à 40 mA. La température de la jonction a une grande importance ; l'amorçage est favorisé si la jonction est chaude. Il faudra alors faire attention à ce que des impulsions de niveau faible (parasites par exemple) ne provoquent des amorçages intempestifs ; à l'inverse, les basses températures nécessitent des niveaux plus élevés. On devra, bien entendu, tenir compte de ces besoins contradictoires lors de la conception des circuits de commande.

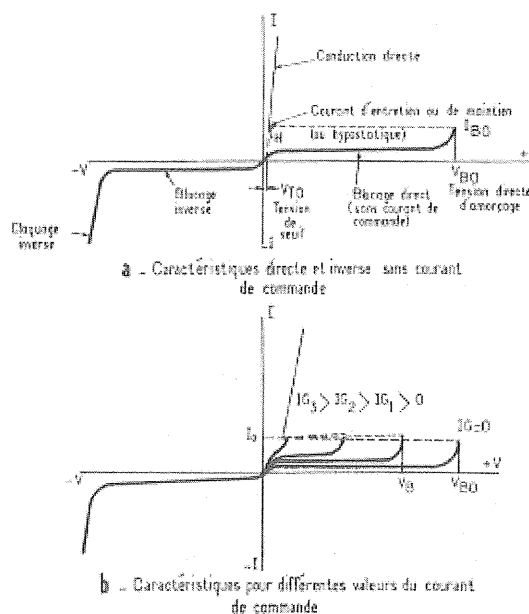
Toujours en ce qui concerne les spécificités des thyristors, il faut ajouter qu'en dehors de l'amorçage contrôlé par la gâchette, vu ci-dessus, il existe, en l'absence de courant dans sa gâchette, 2 modes d'amorçage anormaux d'un thyristor qu'il faut absolument éviter car, en dehors des éventuels défauts de fonctionnement des équipements qui utilisent les thyristors, ils font travailler les jonctions de façons anormales ce qui les fragilisent (pertes supplémentaires, échauffements localisés).

L'un est dit "amorçage par VBo", il se produit si la tension directe anode-cathode dépasse la tension directe qu'il est capable de tenir s'il n'est pas commandé. En absence de tout courant de gâchette, la valeur de cette tension (appelée "tension de retournement" VBo) est, bien entendu, celle de VDRM, qui a en général la même valeur que la tension inverse max. (VRRM) ; en présence d'un courant de gâchette au moins égal au courant minimum d'amorçage spécifié, la tension VBo tombe à une valeur très faible, voisine de la tension directe de seuil VTo, ce qui correspond au mode normal d'amorçage. Il est donc impératif d'éviter tout courant de gâchette parasite, aussi faible soit-il, tant que l'on désire maintenir un thyristor dans son état bloqué.

L'autre mode d'amorçage anormal est dit "amorçage en dv/dt", il se produit si, à l'état bloqué, l'application de la tension directe anode-cathode se fait trop brutalement ; il y a alors circulation de courants capacitifs dans les jonctions qui ont des effets assimilables à un courant de gâchette parasite. Pour cette raison, un thyristor aura une valeur max. de dv/dt caractéristique.

Les caractéristiques [courant-tension] d'un thyristor sont représentées à la *figure 54 a*, la *figure 54 b* met bien en évidence l'amorçage anormal par dépassement de VBo ainsi que l'influence du courant de gâchette. On notera l'indication du courant IH, dit "d'entretien" ou "hypostatique", qui est la valeur minimum que doit conserver le courant direct ID pour que le thyristor ne retrouve pas spontanément son état bloqué et ce, indépendamment du courant de gâchette.

Il faut aussi évoquer la sensibilité du thyristor à la rapidité d'établissement de son courant direct (di/dt) lorsqu'il s'amorce. A l'arrivée de l'impulsion d'amorçage, on peut dire qu'un certain temps est nécessaire pour que l'état de conduction, partant de la zone de gâchette (centrale en général), s'étende à toute la surface de la pastille ; si le courant monte trop rapidement, il y aura un instant où les capacités thermiques de la partie de la pastille qui a eu le temps de se débloquer seront dépassées, entraînant la destruction localisée de celle-ci. On caractérisera donc pour le thyristor un di/dt à ne pas dépasser.



Caractéristiques [courant-tension] d'un thyristor montrant l'action du courant de commande IG

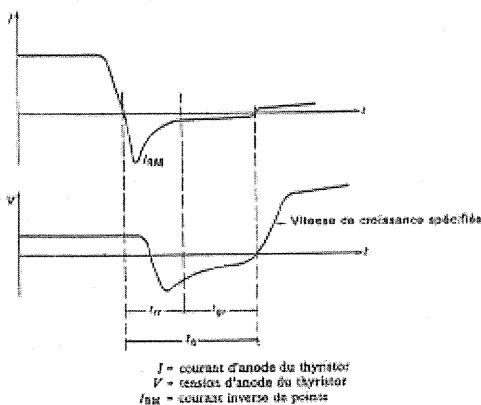
(extrait de "les paramètres caractéristiques des diodes et des thyristors" - G.Thauvin - SNCF DETE Avril 77)

Figure 54

Autres caractéristiques d'un thyristor, les caractéristiques dynamiques à l'amorçage et à l'extinction :

- temps d'amorçage par la gâchette "tgt" : qui est défini comme étant le temps mis par le thyristor pour passer de l'état bloqué à l'état passant (tension [anode-cathode] < 10% de sa valeur à l'état bloqué) résultant de l'application d'une impulsion de commande sur la gâchette.
- temps de désamorçage par commutation du circuit "tq" : il est mesuré entre l'instant où le courant principal s'annule, (soit naturellement en redressement monophasé, soit, en courant continu, par dérivation dans un circuit annexe, la commutation sera dite "forcée") et celui où le thyristor est capable de supporter la tension directe, à l'état bloqué, sans risquer de se réamorcer spontanément (voir la

figure 55). Ce temps est supérieur au temps de recouvrement inverse t_{rr} (que l'on a déjà rencontré pour les diodes), il est, en fait, la somme de ce t_{rr} et d'un temps de recouvrement propre à la jonction de gâchette t_{gr} . Les valeurs de t_q s'échelonnent de qq. centaines de μs , pour les thyristors dits "lents" utilisés en redressement, à qq. dizaines de μs pour les thyristors "rapides" dont on a besoin dans les schémas à commutation forcée que nous rencontrerons par la suite.



Chronogrammes définissant le temps "tq" de désamorçage par commutation du circuit d'un thyristor (extrait de la norme UTE C 96-822 octobre 1981)

Figure 55

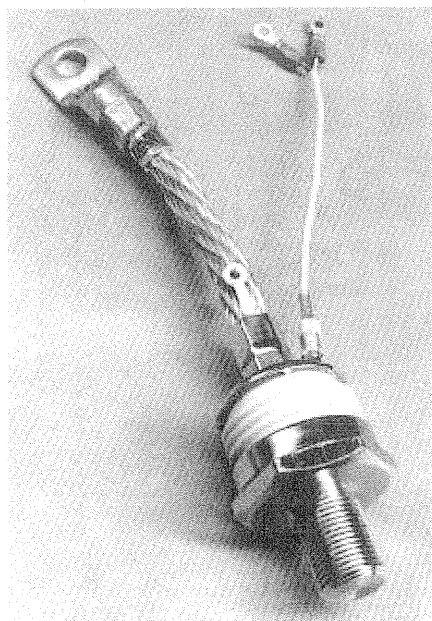
Aspect mécanique, le boîtier, la connexion de gâchette

Mécaniquement, les cellules des thyristors sont issues de celles des diodes auxquelles elles empruntent les mêmes boîtiers, vissés à tresse puis pressés, que l'on a déjà rencontrés. Seule la connexion de sortie [gâchette-cathode], qui a été ajoutée, permet de distinguer extérieurement un thyristor d'une diode. Comme déjà évoqué un peu plus haut, cette connexion se présente généralement sous la forme de 2 fils torsadés dont l'un est fixé directement sur la cathode ; on notera tout de même que les thyristors ALSTHOM de 1ère génération, en boîtier vissé, avaient une connexion de gâchette coaxiale à connecteur mais la fragilité de ce petit connecteur l'a fait abandonner assez rapidement.

Ci-dessous, des vues de thyristors ALSTHOM de première génération, à connexions de gâchettes coaxiales (figures 56 et 57) et d'une gamme de thyristors ANSALDO récents en boîtiers pressés (figure 58).

C.1.2 - Utilisation des thyristors dans les redresseurs de traction, le réglage statique de tension

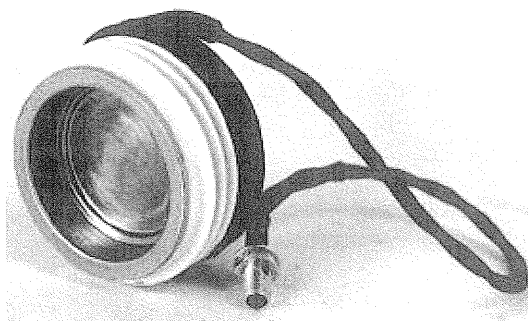
On a vu, précédemment (1ère partie, A.3.2.1 p66- La Revue 3EI n°25) que les premières séries de locomotives monophasées à redresseurs étaient équipées d'ignitrons et d'excitrons.



Thyristor ALSTHOM ATS.CN de 1800 V 150 A en boîtier vissé à tresse (1967)

(photo ALSTHOM)

Figure 56



Thyristor ALSTHOM ATS.H de 1800 V - 400 A en boîtier pressé de 1ère génération (1968)

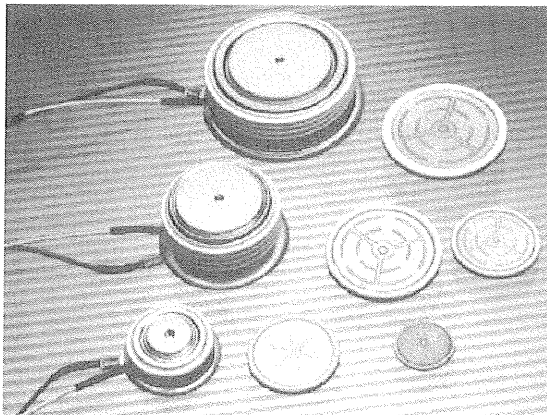
(photo ALSTHOM)

Figure 57

Bien qu'ils soient munis d'une électrode d'amorçage, l'igniter, les ignitrons étaient utilisés comme des diodes, on n'utilisait donc pas la possibilité de retarder leur amorçage par crainte de leur imposer des contraintes supplémentaires mais aussi parce que l'on ne voulait pas trop réduire le facteur de puissance et le taux des harmoniques qui sont les gros inconvénients du redressement avec amorçage retardé, du moins dans ses variantes les plus simples.

Seuls les excitrons, qui équipaient certaines BB 16500, ont été utilisés en amorçage retardé pour permettre le freinage électrique par récupération, mais cela se pratiquait sous la demi-tension d'alimentation. On a aussi évoqué, bien que de façon anecdotique,

l'utilisation d'excitrons en réglage de tension pour la traction, sur les 9 petites locomotives bi-fréquence de manœuvre franco-suisse C20150 de conception et fabrication helvétiques.



Gamme de thyristors ANSALDO en boîtiers pressés et, à leur droite, les pastilles qu'ils renferment. Les connexions de gâchettes sont en fils torsadés classiques

(photo extraite du catalogue ANSALDO)

Figure 58

C'était donc le réglage de tension, par des moyens électromécaniques montés sur le transformateur, le système dit "à gradateur", qui a seul été utilisé sur les engins à redresseurs équipés de tubes à vapeur de mercure et leurs fins de séries munis de diodes.

Comme déjà évoqué, en 2ème partie traitant des locomotives à diodes, le gradateur haute tension (qui a été le plus utilisé) était un autotransformateur 25 kV dont les multiples sorties aboutissaient à une série de plots, communément appelés "crans", qu'un sélecteur mécanique assez complexe (le gradateur proprement dit) connectait au primaire d'un transformateur classique. Tout cet ensemble était placé dans une cuve commune remplie de "pyralène" qui en assurait l'isolement haute tension et le refroidissement. Pour éviter les coupures en charge lors des changements de crans, le gradateur comprenait un jeu de 2 contacts mobiles à rouleaux et un contacteur haute tension (extérieur à la cuve) qui insérait une résistance de transition entre 2 prises successives. On obtenait donc une tension variant de façon discontinue cran par cran.

Lors des quelques explications relatives au fonctionnement des excitrons en freinage par récupération qui ont été données plus haut, on a entrevu la façon de faire varier la valeur moyenne de la tension de sortie en retardant l'amorçage des redresseurs. Ce mode de fonctionnement peut se pratiquer très avantageusement en traction dès lors que l'on adopte des semi-conducteurs à commande d'amorçage capables d'admettre des contraintes en tension supérieures à celles permises par les tubes à vapeur de mercure.

Le thyristor est le composant idoine puisque la mise en série d'un nombre suffisant de cellules procure les possibilités souhaitées.

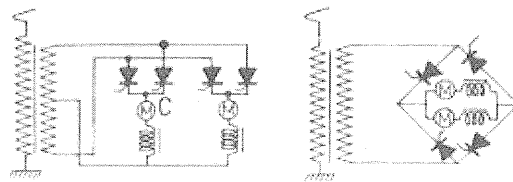
De plus, la variation continue de la tension appliquée au moteur permet seule les asservissements des efforts de traction (pour contrôler les patinages en particulier) et de la vitesse, qui deviennent de plus en plus indispensables.

Il faut aussi savoir que l'utilisation d'un simple transformateur procure un allègement de l'ordre de 28% par rapport au même équipement avec autotransformateur et gradateur.

Les schémas et chronogrammes simplifiés de la figure 60 résument ces deux configurations.

C.1.2.1 - Schémas de redresseurs permettant le réglage de tension par retard d'amorçage

On peut, bien sûr, utiliser un redresseur à schéma "push-pull" identique à celui des BB 16500 à récupération (fig. 59 à gauche), mais, comme pour les redresseurs à diodes, on préférera les schémas en ponts de Graetz qui utilisent mieux le transformateur (fig. 59 à droite).



Schémas de redresseurs monophasés entièrement commandés (dits aussi "tout thyristors")

Figure 59

Dans la configuration "pont de Graetz", comme nous allons le voir, on peut trouver 2 types de schémas qui ne fonctionnent pas tout à fait de la même façon et dont les courants et tensions n'ont pas la même forme.

En effet, nous avons vu précédemment (B.2.1.2 La Revue 3EI n°26) que, dans un pont à 4 diodes, le fait que le courant de l'ensemble [self de lissage - moteur] ne puisse pas s'annuler aux passages à zéro de la tension d'alimentation a pour effet de prolonger la commutation naturelle des diodes. Dans un pont à thyristors à amorçage retardé, cette commutation naturelle d'un bras sur l'autre sera différée du temps de retard à l'amorçage et le chemin emprunté par le courant moteur durant ce retard ne sera pas le même selon que l'on remplace tout ou partie des diodes par des thyristors.

Commençons par décrire le fonctionnement du redresseur en pont complet, celui dont les quatre bras sont des thyristors.

C.1.2.1.1 - Le montage en pont totalement commandé (ou pont complet)

Dans ce montage les 4 bras du pont sont constitués de thyristors. Il faut aussi lui rapprocher le schéma "push-pull" à 2 bras de thyristors qui, bien que n'étant pas un pont de Graetz, fonctionne de façon comparable ; mais on voit assez facilement que les tensions inverses, appliquées à chaque bras de thyristors, sont le double (à tension redressée égale, bien entendu) de celles appliquées aux bras du pont complet.

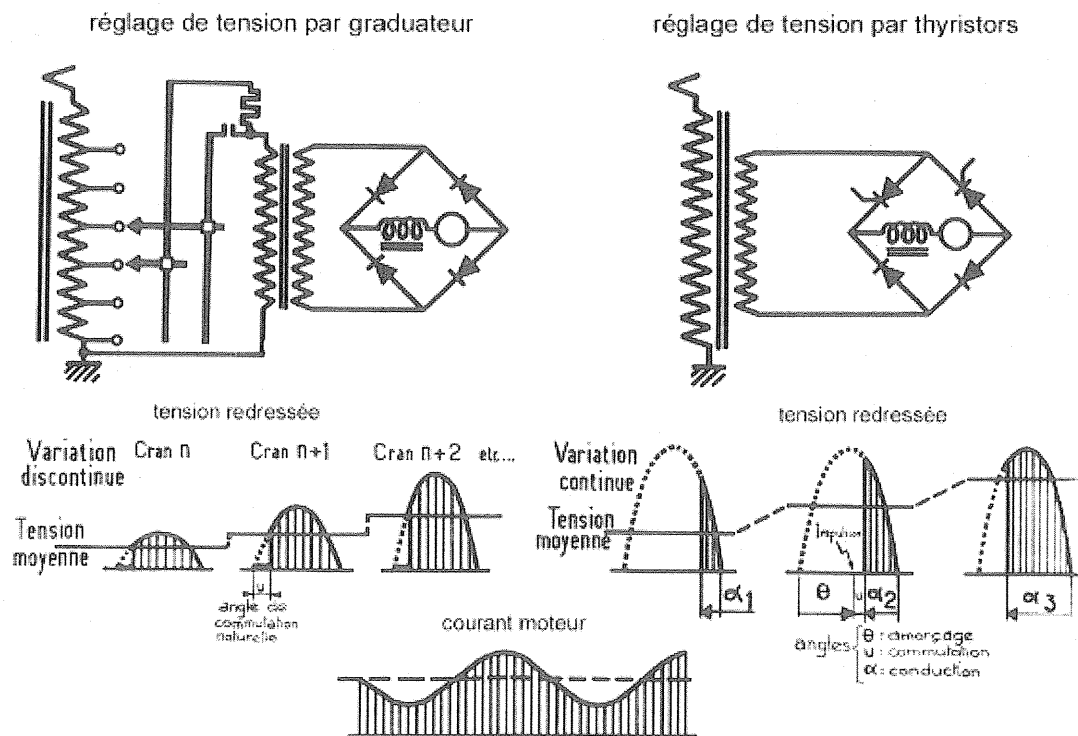
Les formes des tensions et courants, figurant sur les chronogrammes de la figure 61, montrent que la tension redressée présente des valeurs négatives dues au fait que les thyristors qui conduisent le feront jusqu'à l'amorçage des autres (à l'angle de commutation près) puisque, après l'inversion de la tension, le courant moteur se prolongera à travers eux et le secondaire du transformateur les empêchant de se bloquer. De ce fait, la valeur moyenne de la tension redressée ne sera positive et croissante que si l'angle de retard à l'amorçage θ varie entre 90° et 0° (valeur fictive mais non réalisable du fait de la commutation). Comme pour le pont à diodes, dont le fonctionnement a été vu en B.2.1.2 p 75 *La Revue 3EI* n°26, les tensions redressée et secondaire sont nulles durant la commutation (angle u).

On remarque aussi que le courant secondaire ressemble assez à celui du montage à diodes seules mais, différence importante, sa composante fondamentale est déphasée de θ par rapport à la tension, d'où un facteur de puissance assez défavorable, comme déjà évoqué. En ce qui concerne le taux d'ondulation du courant redressé (courant moteur), il est plus important que celui d'un redresseur à diodes pour les forts retards à l'amorçage (de l'ordre de 3 x pour le 1/4 de la tension nominale des moteurs) ; il seront presque identiques, bien sûr, pour un angle θ proche de 0.

Les divers chronogrammes et lois de variation des courants lors des commutations de la figure 61 sont assez semblables à ceux du redresseur à diodes qui a été explicité précédemment (B.2.1.2 p 76 et 77 *La Revue 3EI* n°26) ; on observe un simple déplacement d'un angle θ du phénomène de commutation.

L'expression de la tension redressée moyenne, en fonction de l'angle de retard à l'amorçage, est alors :

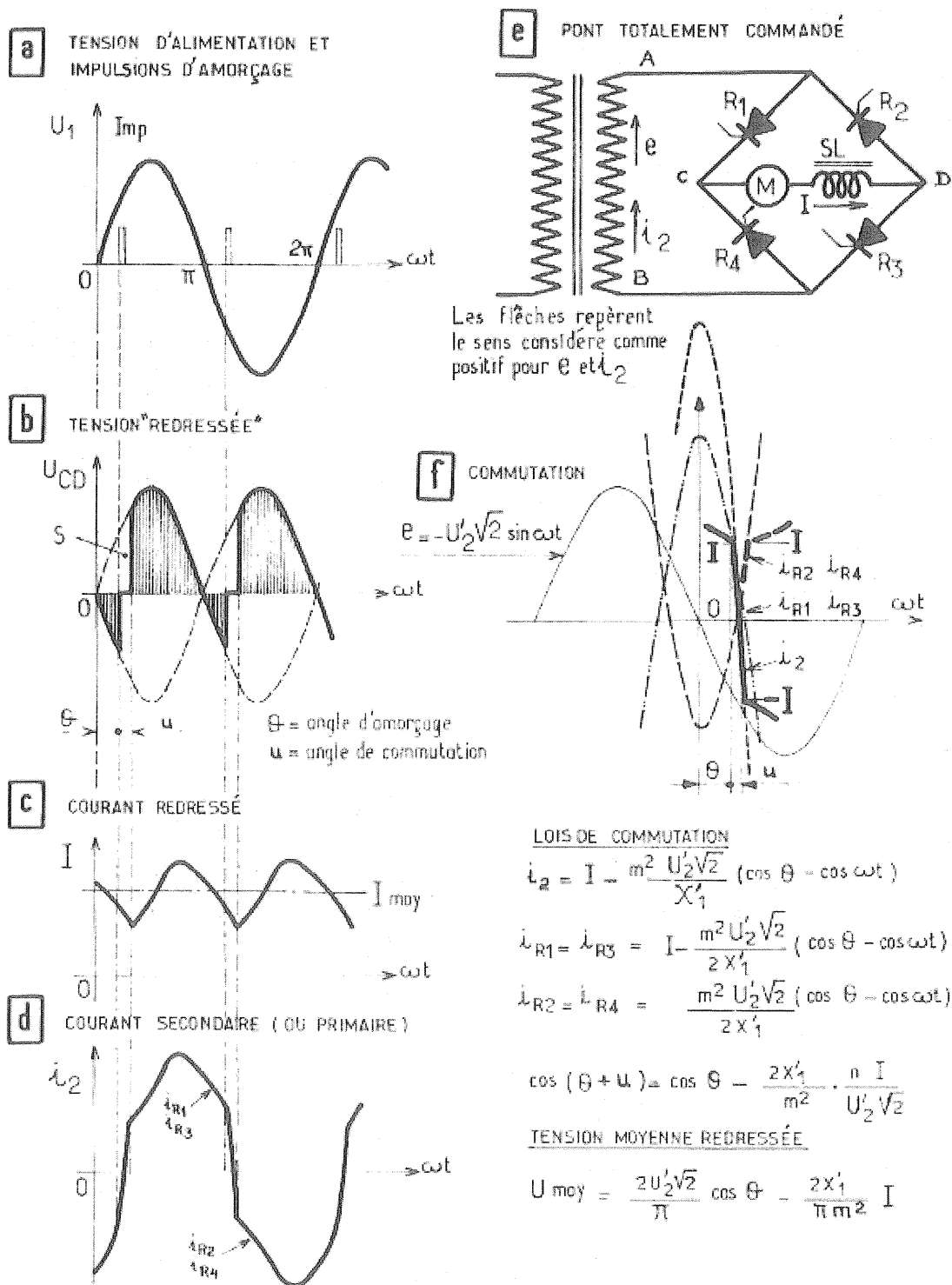
$$U_{\text{moy}} = 0,9 U_2 \cos \theta - \frac{2X'_1}{\pi m^2} I_{\text{moy}}$$



Représentation comparative simplifiée des dispositifs de réglage de la tension aux bornes des moteurs de locomotives monophasées à redresseurs de générations successives. Le redresseur à thyristors du dispositif de droite est un pont semi-commandé à réglage par variation du retard à l'amorçage des thyristors.

(extrait du "cours de traction électrique" F. Nouvion - SNCF DETE)

Figure 60



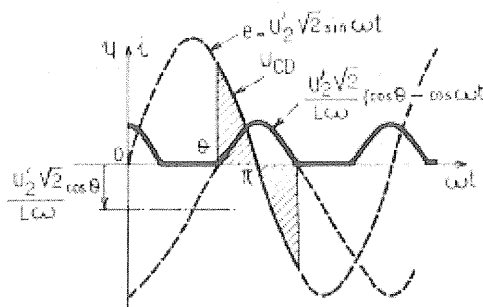
Formes des tensions et courants dans un redresseur à thyristors en pont totalement commandé.

(extrait du "cours de traction électrique" F. Nouvion - SNCF DETE)

Figure 61

Fonctionnement particulier pour $\theta > 90^\circ$:

Le fonctionnement réel du pont complet pour θ supérieur à 90° n'obéit plus tout à fait aux lois indiquées à la *figure 61* car celles-ci supposaient que le courant [self-moteur] i était ininterrompu ; or, à $\theta = 90^\circ$ la tension redressée a une valeur moyenne nulle ce qui correspond pratiquement à l'arrêt de la locomotive. Le circuit dans lequel débite le redresseur est donc essentiellement selfique et l'on peut démontrer (en partant de la relation : $e = L di/dt$) que le courant redressé se présente comme une suite de sommets de sinusoides centrés sur les passages à zéro de la tension d'alimentation (voir *figure 62*) ; la valeur moyenne du courant redressé n'est pas nulle (les passages à zéro du courant redressé font dire que le redresseur fonctionne en conduction discontinue) tandis que celle de la tension l'est toujours (aires positives et négatives égales), seule de l'énergie active correspondant aux pertes ohmiques est consommée et c'est surtout de l'énergie réactive qui est échangée entre le réseau et la machine. Tant que θ est très supérieur à 90° , le couple moteur généré par le petit courant moyen redressé n'est pas suffisant pour faire démarrer le train, mais si la locomotive est seule elle peut démarrer pour θ voisin de 90° puisque pour cette valeur, les arcs de sinusoides se rejoignent et la conduction devient continue, de plus, l'apparition d'une "fcém" aux bornes du moteur viendra modifier le comportement du redresseur.



Fonctionnement particulier du redresseur totalement commandé pour un angle de retard θ compris entre 0 et 180° . Ce régime est dit en "conduction discontinue" car le courant redressé i est interrompu.

(extrait du "cours de traction électrique" F. Nouvion SNCF)

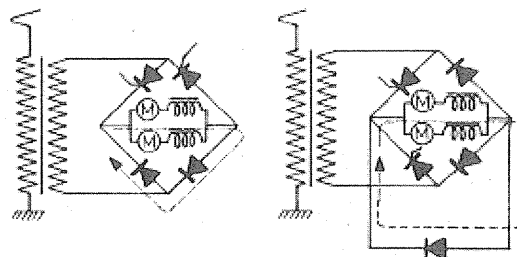
Figure 62

Fonctionnement du pont complet en freinage par récupération :

Si, en traction, le redresseur totalement commandé ne peut être utilisé efficacement qu'avec un angle de retard θ compris entre 90° et 0° , il n'en est pas de même si l'on configure le circuit moteur pour le freinage par récupération comme on l'a vu pour les BB 16500 à excitrans. On se référera donc à la *La Revue 3EI* n° 25, p 69 pour les explications de ce mode de fonctionnement particulier d'un redresseur totalement commandé qu'il soit en pont de Graetz, comme ici, ou en "push-pull" pour les BB 16500.

C.1.2.1.1 - Le montage en pont semi-commandé (ou pont mixte)

Dans les schémas de ponts de la *figure 63*, 2 bras seulement sont des thyristors, les 2 autres sont des diodes. Ils sont, à cet égard, identiques ; seule diffère la constitution des circuits de diodes qui permettront la prolongation du courant [self-moteur] (tracés pointillés) dès l'instant d'inversion de la tension alternative d'alimentation et jusqu'au réamorçage du bras de thyristors correspondant à l'alternance considérée. Pour cette raison, les diodes concernées seront souvent appelées "diodes de décharge" ou "diodes de roue libre (DRL)".



Ces 2 schémas de ponts mixtes donnent les mêmes formes pour les tensions et courants redressés mais se distinguent par les chemins suivis par le courant [self-moteur] pendant les instants où les thyristors sont bloqués (courant de décharge ou de "roue libre"). Les charges en courant des diodes ne sont pas les mêmes.

Figure 63

Le choix entre les 2 types de schéma sera dicté par des considérations de calibres en courant et en tension des cellules. Dans le schéma de gauche, qui a apparemment moins de diodes, on devra tenir compte de la plus forte charge en courant de celles-ci comparées à celles situées à la même position du schéma de droite ; tandis que le bras de diodes "DRL" spécifiques de ce dernier schéma comporte en série 2 fois moins de cellules que l'ensemble des 2 bras du pont de gauche.

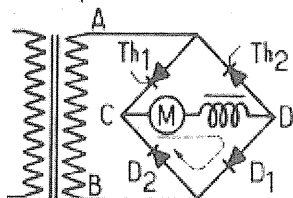
La différence fonctionnelle entre les 2 types de ponts mixtes sera mise en évidence par le détail sur les chronogrammes des tensions et courants des *figures 64* et *65*.

La tension redressée, en sortie de ces redresseurs, ressemble assez à celle obtenue avec des diodes seules mais le palier à tension nulle durera tout l'angle de retard θ et sera prolongé de l'angle de commutation thyristors u_2 . On ne trouve donc pas de valeur négative dans la tension redressée ; le réglage d'angle est donc possible pour θ variant entre 0° (valeur fictive du fait de l'angle de commutation thyristor-diode u_1) et 180° .

Comme dans un redresseur à diodes seules, au moment de l'inversion de la tension secondaire d'alimentation, la commutation (angle u_1) entre les thyristors qui conduisaient et les diodes "DRL" (quelles qu'elles soient) provoque le court-circuit temporaire du

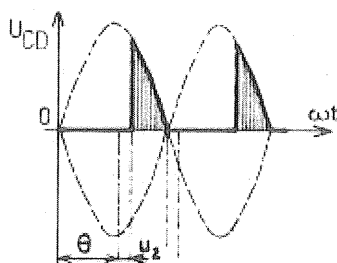
secondaire du transformateur. Une 2ème commutation (angle u_2) a lieu au moment de l'amorçage de l'autre bras de thyristors, elle correspond au transfert du courant [self-moteur] des diodes "DRL" aux thyristors qui viennent de s'amorcer ; là encore, le secondaire va se trouver temporairement en court-circuit.

a) Schéma en pont mixte

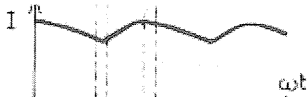


..... Prolongation du courant moteur quand les thyristors sont bloqués.

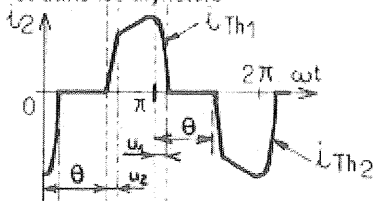
b) tension redressée



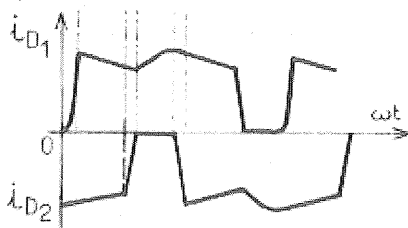
c) courant redressé



d) courants secondaire et dans les thyristors



e) courants dans les diodes



Formes des tensions et courants dans un redresseur semi-commandé sans diodes de décharge spécifiques.

Ce sont les deux bras de diodes du redresseur qui conduisent le courant de "roue libre" pendant les instants où les thyristors sont bloqués.

(extrait du "cours de traction électrique" F.Nouvion - SNCF)

Figure 64

On retiendra qu'avec un montage redresseur semi-commandé :

- 2 commutations ont lieu au cours de chaque alternance (angles u_1 et u_2).
- entre ces commutations, c'est à dire de u_1 à θ , le courant est nul dans le secondaire du transformateur.
- pendant tout le temps de la conduction des diodes de décharge, c'est à dire de 0 à $\theta + u_2$, la tension redressée est nulle (aux chutes directes VD près).

L'expression de la tension redressée moyenne, en fonction de l'angle de retard à l'amorçage, est alors :

$$U_{\text{moy}} = 0,45 U_2 (1 + \cos \theta) - \frac{2X'_l}{\pi m^2} I_{\text{moy}}$$

En ce qui concerne le courant redressé, il est moins ondulé que dans le montage en pont complet examiné plus haut, il est assez voisin de celui obtenu dans un montage à redresseur à diodes et à variation de tension par gradateur.

Quant au courant secondaire (dont les passages à zéro correspondent au retard à l'amorçage amputé de la durée de la commutation u_1 , comme vu ci-dessus), sa composante fondamentale à 50 Hz est déphasée de $\theta/2$ par rapport à la tension ; ce qui, nous allons le voir, procure un facteur de puissance meilleur que celui du pont complet.

C.1.2.2 - Le facteur de puissance et les différents schémas de redresseurs

Le facteur de puissance λ d'un engin moteur monophasé s'exprime, en toute rigueur, comme étant le rapport :

$$\frac{P_{\text{active dépensée dans le circuit de traction}}}{P_{\text{apparente au primaire du transformateur}}}$$

Si l'on néglige les puissances réactives consommées par les commutations dans les réactances du transformateur, le facteur de puissance approché peut aussi s'exprimer par la relation :

$$\lambda \approx \cos \varphi(50) \times \delta (\text{facteur de forme})$$

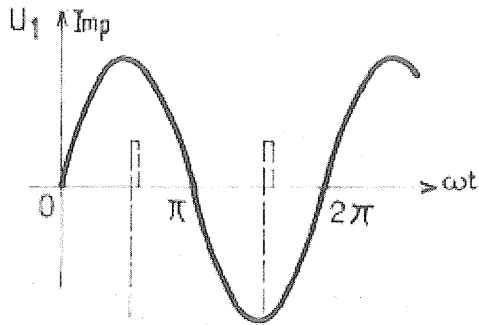
où $\varphi(50)$ est l'angle de déphasage de la composante fondamentale à 50 Hz du courant secondaire ramené au primaire, par rapport à la tension primaire de 25 kV (supposée parfaitement sinusoïdale, donc non déformée) et δ le rapport entre la valeur efficace de la composante fondamentale et la valeur efficace vraie du courant englobant toutes les composantes harmoniques.

Un tableau comparatif, représenté plus loin, donne les valeurs mesurées du facteur de puissance λ pour les 3 systèmes de réglage de la tension en fonction du rapport V (tension moyenne redressée) / V_{max} (tension

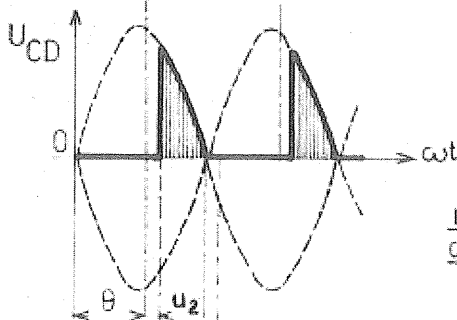
maximale pouvant être obtenue) et pour le courant

nominal du moteur de traction.

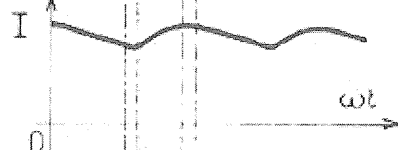
a TENSION D'ALIMENTATION ET IMPULSIONS D'AMORÇAGE



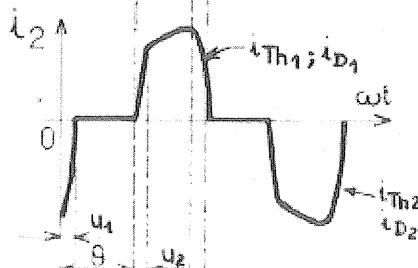
b TENSION REDRESSÉE



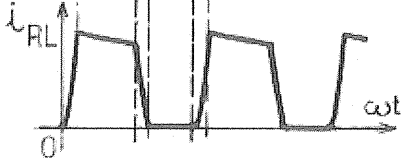
c COURANT REDRESSÉ



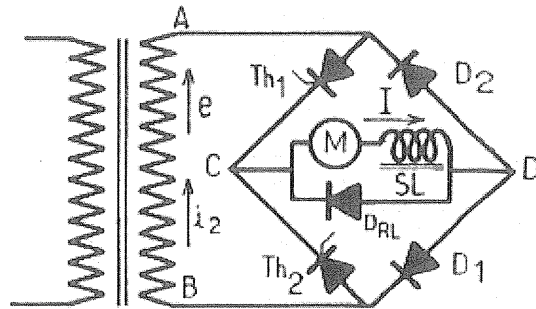
d COURANT SECONDAIRE :



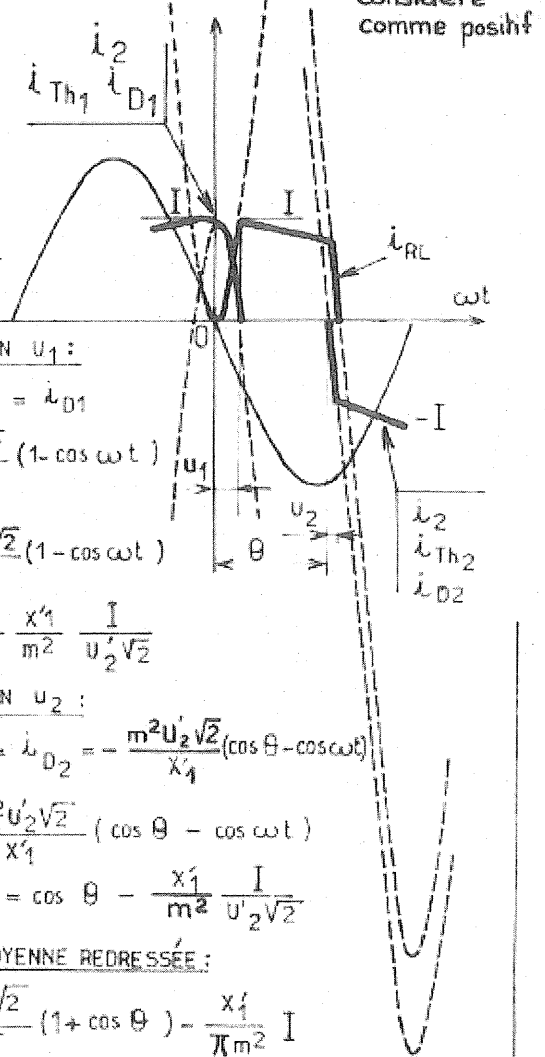
e COURANT DE "ROUE LIBRE"



f PONT SEMI-COMMANDÉ AVEC DIODE DE DÉCHARGE (OU "DE ROUE LIBRE")



g COMMUTATIONS



LOIS DE COMMUTATION

COMMUTATION u_1 :

$$i_2 = i_{Th1} = i_{D1} = I - \frac{m^2 U_2' \sqrt{2}}{X_1'} (1 - \cos \omega t)$$

$$i_{RL} = \frac{m^2 U_2' \sqrt{2}}{X_1'} (1 - \cos \omega t)$$

$$\cos u_1 = 1 - \frac{X_1'}{m^2} \frac{I}{U_2' \sqrt{2}}$$

COMMUTATION u_2 :

$$i_2 = i_{Th2} = i_{D2} = -\frac{m^2 U_2' \sqrt{2}}{X_1'} (\cos \theta - \cos \omega t)$$

$$i_{RL} = I - \frac{m^2 U_2' \sqrt{2}}{X_1'} (\cos \theta - \cos \omega t)$$

$$\cos(\theta + u_2) = \cos \theta - \frac{X_1'}{m^2} \frac{I}{U_2' \sqrt{2}}$$

TENSION MOYENNE REDRESSÉE :

$$U_{moy} = \frac{U_2' \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \theta) - \frac{X_1'}{\pi m^2} I$$

Formes des tensions et courants dans un redresseur à thyristors en pont semi-commandé avec diodes "DRL" de décharge spécifiques

(extrait du "cours de traction électrique" F. Nouvion - SNCF DETE)

Figure 65

V / Vmax	0,2	0,4	0,6	0,8	1
système de réglage	ë				
graduateur HT et pont à diodes	0,65	0,75	0,78	0,79	0,8
pont mixte	0,4	0,58	0,7	0,8	0,8
pont complet	0,26	0,32	0,48	0,65	0,8

tableau comparatif du ë pour différents systèmes de réglage de la tension redressée en fonction du "cran" de marche (tension moteur / tension max)

On constate que la valeur de $\lambda = 0,8$ ne peut être dépassée, il s'agit de la valeur imposée par les réactances totales du transformateur et qui est donc indépendante du système de réglage.

Par ailleurs, si l'on prend le cas des systèmes à thyristors, si le λ est mauvais lorsque, au démarrage, les ponts travaillent à faible ouverture (θ proche de 90° pour le pont complet ou de 180° pour le pont mixte), il remonte au maximum de 0,8 pour la pleine ouverture (ce qui est tout à fait normal puisque les thyristors travaillent alors comme des diodes).

De là découle une disposition qui améliore considérablement le λ , surtout aux basses vitesses. On connecte en série plusieurs ponts mixtes, chaque pont est alimenté par un enroulement secondaire séparé qui délivre une tension n fois moindre que celle correspondant à un secondaire et pont uniques (n étant le nombre de ponts mis en série). Au démarrage, on débloque seulement le premier pont (le courant moteur circulera par les diodes des autres pont encore bloqués), il sera rapidement à pleine ouverture, donc avec un assez bon λ , puisque sa tension d'alimentation est faible ; la montée en vitesse se fera par débloqués successifs des autres ponts dont les tensions redressées s'additionneront.

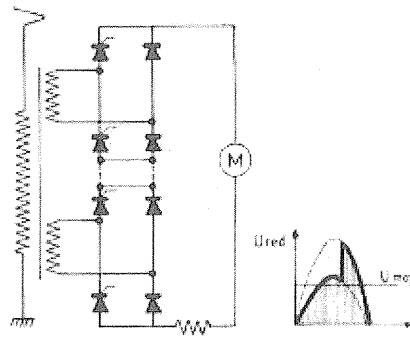
Si ce schéma est assez "gourmand" en nombre de semi-conducteurs et pénalisant pour le transformateur, qui a des secondaires multiples, il procure un assez bon λ qui se situe aux alentours de 0,5 au démarrage (alors que l'on avait 0,25 pour le système à un seul pont mixte).

Le schéma de principe de 2 ponts associés en série est représenté à la figure 66, de même que la forme de la tension redressée obtenue en déblocage total du 1er pont et partiel du 2ème.

Les courbes de la figure 67 représentent l'évolution du λ pour les divers dispositifs de réglage de la tension d'un engin monophasé, c'est à dire :

- C1 montage redresseur à diodes et variation par graduateur HT (réactance du transformateur variant selon les crans de réglage de la tension, maxi aux 1ers crans et mini aux derniers)
- C2 montage redresseur à diodes et variation par graduateur BT (réactance du transformateur indépendante des crans et de valeur minimum)

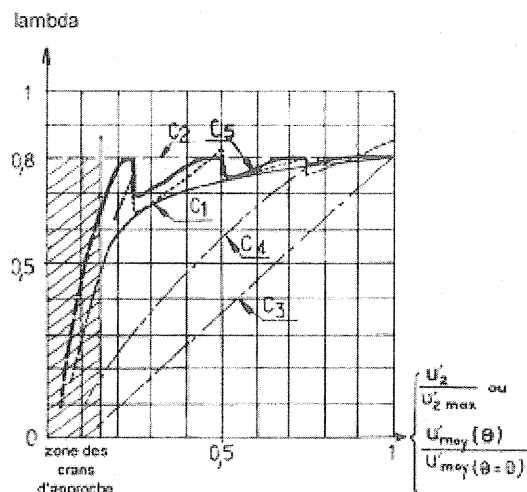
- C3 montage à redresseur totalement commandé (pont complet)
- C4 montage à redresseur semi-commandé (pont mixte)
- C5 montage redresseur à 4 ponts mixtes en série (la courbe en pointillé a été relevée sur l'automotrice expérimentale Z 6008)



montage à 2 ponts mixtes en série à débloqués successifs destiné à améliorer le λ (surtout au démarrage)

(extrait du "cours de traction électrique" F. Nouvion - SNCF)

Figure 66



courbes comparatives des différents dispositifs de réglage de la tension d'un engin monophasé

(extrait du "cours de traction électrique" F. Nouvion - SNCF)

Figure 67

Bibliographie

- "les paramètres caractéristiques des diodes et thyristors" de G. Thauvin - SNCF DETE (avril 1977)
- "cours de traction électrique" de F. Nouvion - SNCF DETE*

* DETE : Division des Etudes de Traction Electrique de la Direction du Matériel de la SNCF (dénomination antérieure à 1975)

THALES ET LES ORIGINES DE LA SCIENCE GRECQUE

Jean-Claude BOUDENOT

Responsable du département composants et technologies semiconducteurs

THALES RESEARCH & TECHNOLOGIE FRANCE

Domaine de Corbeville 91 404 ORSAY CEDEX

1. Thalès de Milet

On connaît peu de choses sur Thalès (625 – 548 B.C) et aucun de ses écrits ne nous est parvenu, c'est d'ailleurs le cas pour tous les présocratiques¹. Il est certain que Thalès a constitué une figure de prestige pour le monde antique, mais on sait également que les hommes célèbres, comme Thalès, ont été crédités de découvertes qu'ils n'avaient pas faites.

Fils d'Examyès et de Cléobuline, Thalès naît aux environs de 625 av. J.-C. à Milet, en Ionie sur les bords de la mer Egée. Milet est alors la plus active des métropoles commerciales et la plus audacieuse des douze grandes cités ioniennes.



Thalès de Milet

Les prêtres de Delphes ont canonisé, en ~ 585/84 "sept sages" et Thalès en est le premier. Ces sept sages de la Grèce antique sont des philosophes, des législateurs ou des hommes d'Etat. Il est difficile d'en donner une liste précise car les noms ont changé au cours des générations, on trouve par exemple : Bias de Priène, Solon d'Athènes, Chilon de Sparte, Périandre (tyran de Corinthe), Épiménide de Crète, Phérécyde de Syros, Pittacos de Mitylène, Cléobule de Lindos (à Rhodes), Myson (originaire d'une obscure bourgade continentale) et Anacharsis (fils d'un roi barbare et d'une Grecque). Toutefois malgré l'existence de

plusieurs listes on retient d'ordinaire le nom des Sept Sages suivants : Thalès de Milet (qui figure sur toutes les listes), Solon, Périandre, Cléobule, Chilon, Bias, Pittacos.

De Milet, Thalès part pour Egypte, le berceau de la civilisation, et c'est là qu'il découvrira le théorème qui immortalisera son nom. N'ayant pas d'enfant, il adopte le fils de sa sœur Kybisthos. On le dit mathématicien, philosophe, commerçant et ingénieur, ce qui est vrai, mais il faut toutefois remarquer qu'à cette époque philosophie et mathématiques sont totalement imbriquées et que ces mots n'existaient pas encore. Il n'en reste pas moins que Thalès peut, sans conteste, être considéré comme le premier savant philosophe. Selon Aristote, Thalès est même le fondateur de la philosophie des "physiciens", dont l'objet est de chercher les causes naturelles (le mot *physique* vient de *Physis* : philosophie de la nature) sans recours aux mythes et aux explications surnaturelles. Thalès serait mort de vieillesse alors qu'il assistait aux jeux olympiques (les jeux olympiques datant de 776 av. J.-C. il s'agissait sans doute de la 58^{ème} olympiade).

En mathématique, Thalès est le premier à considérer l'angle comme un être mathématique à part entière et il en fait une grandeur fondamentale au même titre que la longueur, la surface et le volume. Il semble être à l'origine de cinq affirmations qui sont maintenant des théorèmes, mais qu'il n'a sans doute pas, à l'époque, démontrés (c'est ainsi que Bertrand Russel indique à propos de la contribution de Thalès aux mathématiques : *On dit que Thalès a voyagé en Egypte et qu'il en a rapporté en Grèce la géométrie. Ce que les Egyptiens connaissaient de la géométrie étaient essentiellement des règles de l'art, et il n'y a pas de raison de croire que Thalès sera parvenu à des preuves déductives, qui ne sont apparues que plus tard en Grèce.*

Les cinq affirmations de Thalès peuvent s'énoncer ainsi :

- 1) Les angles opposés par le sommet formés par deux droites qui se coupent sont égaux.
- 2) A chaque triangle on peut faire correspondre un cercle passant par ses trois sommets (le cercle circonscrit. Il en propose une construction générale (le centre du cercle est à l'intersection des médiatrices des trois segments délimitant le triangle). Par ailleurs il découvre que l'angle inscrit dans un demi-cercle est un angle droit (cette

¹ Les principales sources d'informations concernant Thalès sont Hérodote et Diogène Laërce (doxographe du 2^{ème} ou 3^{ème} siècle après J.-C.)

- découverte, dit-on, a littéralement enthousiasmé Thalès).
- 3) Les angles à la base d'un triangle isocèle sont égaux.
 - 4) Pour qu'une droite coupe un cercle en deux parties égales elle doit obligatoirement passer par son centre.
 - 5) Le "théorème de Thalès" qui s'énonce ainsi : toute parallèle à un côté d'un triangle détermine deux triangles semblables.

C'est en cherchant à mesurer la hauteur de la pyramide de Kheops qu'il découvre son théorème ; *le rapport que j'entretiens avec mon ombre est le même que celui que la pyramide entretient avec la sienne*, il en déduit ainsi qu'à l'instant où son ombre sera égale à sa taille, l'ombre de la pyramide sera égale à sa hauteur ! (La pyramide de Kheops étant 85 fois plus haute que Thalès ; et puisqu'elle mesure 147 mètres de hauteur, on en déduit que Thalès mesurait 1m73 !)

Le souci de Thalès de trouver des propriétés générales sur des objets géométriques en fait, sans conteste, le premier mathématicien, ou plus exactement le premier géomètre de l'histoire.

En philosophie Thalès est étroitement associé à ce que l'on appellera le "miracle grec". Il cherche en effet à répondre à la question "qu'est-ce que le monde ?" sans faire intervenir les Dieux. Ainsi Thalès et les autres milésiens créent un pont entre les deux mondes que sont le monde des mythes et le monde des idées. La connaissance que l'on a de la philosophie de Thalès est celle qu'Aristote rapporte dans sa *Métaphysique*. Il y indique en particulier que Thalès de Milet pensait que l'eau est à l'origine de toute chose. Thalès n'est pas le premier à souligner le rôle essentiel de l'eau comme principe ; avant lui les Babyloniens, les Egyptiens, Homère même, avaient accordé une importance à l'eau dans leur mythologie (Poséidon), mais Thalès est le premier à avoir une vision de l'unité du Cosmos. Thalès pense par ailleurs que la Terre est un disque plat qui flotte sur les eaux. Sénèque (*Naturales quaestiones*, III, 14) ajoute que Thalès interprétait les tremblements de terre à partir de cette idée. La genèse de Thalès peut ainsi se résumer de la façon suivante : au commencement régnaient les eaux, et la Terre flotte sur les eaux. Ce qui est important chez Thalès est sa démarche ; non seulement il cherche à expliquer les phénomènes sans faire appel à la mythologie, mais de plus il cherche à le faire en faisant intervenir un nombre minimum d'hypothèses pour interpréter le plus grand nombre de manifestations possibles.

En astronomie, Thalès se rend célèbre par la prédiction d'une éclipse de Soleil le 28 mai 585 Av. J.-C.. Hérodote raconte ainsi l'histoire : "...le jour se transforme soudainement en nuit. Cet événement avait été prédit par Thalès, le milésien, qui en avait averti les Ioniens, indiquant à quel moment elle aurait lieu. Les médéens et

les Lydiens lorsqu'ils observèrent la tombée soudaine du jour cessèrent le combat et firent la paix". On attribue à Thalès une astronomie nautique, et la tradition veut qu'il ait divisé l'année en 365 jours et donné 30 jours aux mois. De même Hérodote raconte qu'il aurait permis à Crésus de faire traverser le fleuve Halys à ses troupes en déviant le cours de celui-ci. Enfin quelques-uns créditent Thalès de l'idée que la Terre est ronde (mais Aristote conteste le fait et d'autres attribuent à Anaxagore ou Pythagore cette découverte.

On fait habituellement remonter l'histoire de l'électricité à Thalès, qui — avec ses contemporains — remarque que l'ambre jaune frotté à sec acquiert la propriété d'attirer les corps légers. L'ambre jaune se disant en grec *êlektron* (i. e la pierre qui attire), le phénomène associé sera baptisé au XVII^{ème} siècle, par *William Gilbert*, du même nom.

Quelques anecdotes concernant Thalès sont restées célèbres.

La première anecdote se trouve dans le *Théétète* de Platon, qui en fait peut-être le premier savant distrait de l'humanité. *Une nuit, alors qu'il marche en contemplant un magnifique ciel étoilé, il ne voit pas devant lui un puits et tombe au fond. Une servante thrace est témoin de la scène et s'exclame : "Comment pouvez vous prétendre savoir ce qui se passe dans le ciel alors que vous êtes incapable de voir ce qui est à vos pieds ?"*

Mais Aristote nous présente Thalès comme un homme avisé : « *Comme on lui faisait des reproches de sa pauvreté, qu'on regardait comme une preuve de l'inutilité de la philosophie, l'histoire raconte qu'à l'aide d'observations astronomiques et, l'hiver durant encore, il avait prévu une abondante récolte d'olives. Disposant d'une petite somme d'argent, il avait alors versé des arrhes pour utiliser tous les pressoirs à huile de Milet et de Chios, dont la location lui fut consentie à bas prix, personne ne se portant enchérisseur. Quand le moment favorable fut arrivé, il se produisit une demande soudaine et massive de nombreux pressoirs, et il les sous-loua aux conditions qu'il voulut. Ayant ainsi amassé une somme considérable, il prouva par-là qu'il est facile aux philosophes de s'enrichir quand ils le veulent, bien que ce ne soit pas l'objet de leur ambition* » (*Politique* I,11,1259a10, trad. J. Tricot).

Un jour, Thalès charge ses mulets pour transporter du sel dont il fait commerce. L'un des animaux s'allonge dans un ruisseau pour se reposer et s'émerveille de sentir son fardeau plus léger : le sel avait fondu. A chaque ruisseau, il recommence. Pour l'en décourager, Thalès le charge au voyage suivant d'éponges et de chiffons. Dès que l'animal s'allonge, elles se gonflent d'eau, alourdissant le fardeau, ce qui fait perdre au mulet sa dérangeante habitude.

2. Les présocratiques

Tandis que pour Thalès l'élément premier est l'eau, pour Anaximandre (611-545 Av. J.-C.) c'est l'illimité (apeiron) : "La cause première est éternelle et environne tous les

mondes". Anaximène (580-520 av. J.-C.) considère quant à lui l'air comme principe originel, tandis que pour Xénophane (560-470 av. J.-C.) il s'agit de la terre. Chez Héraclite (540-460 av. J.-C.) l'élément primordial est le feu car pour lui "la foudre gouverne l'Univers". Ainsi dans la philosophie grecque des "éléments" dépersonnalisés prennent la place des divinités ancestrales : le feu remplace Zeus, l'air Hadès, l'eau Poséidon et la terre Gaia.

Pythagore (570-480 av. J. C.) est très mal connu. Il serait né à Samos, en Ionie, où il a été en contact avec la pensée milésienne. Il étudie à Milet sous la férule d'Anaximandre et certains disent même, qu'il aurait suivi les cours de Thalès lequel aurait vu en Pythagore un génie supérieur au sien. Selon la tradition c'est à Pythagore que l'on doit le terme de *philosophie*, qui accorde d'ailleurs une place importante à ce qui deviendra les mathématiques. Pour Pythagore (ou plutôt pour les pythagoriciens) on trouve dans les nombres le principe de toutes les choses ("tout est nombre"). Les pythagoriciens s'avisent que les nombres existent indépendamment du monde tangible, ce qui fait la force de leur approche. Outre son fameux théorème (dont les premières traces remontent aux babyloniens, mille ans auparavant), on lui doit celui sur la somme des angles d'un triangle et le début du calcul des proportions. Les polyèdres pythagoriciens sont également bien connus, ils sont inscriptibles dans une sphère et au nombre de cinq ; le tétraèdre, l'octaèdre, le cube, l'icosaèdre et le dodécaèdre. En cosmologie, les pythagoriciens imaginent que les corps célestes visibles sont situés sur des sphères concentriques, elles-mêmes invisibles, dont le mouvement les entraîne. C'est la fameuse théorie de l'*harmonie des sphères célestes*. Il est remarquable de constater que les pythagoriciens affirment que le centre du monde est occupé par du feu, et que la Terre est un astre parmi les autres, produisant la nuit et le jour par son trajet circulaire autour de ce centre.

Pythagore découvre aussi que les longueurs des cordes identiques qui émettent des sons consonants sont dans des rapports simples, par exemple trois à deux pour ce que nous appelons une quinte. Chez les pythagoriciens musique et astronomie sont d'ailleurs liées. C'est ainsi que pour eux : *Les sept sphères donnent les sept sons de la lyre et produisent une harmonie (c'est-à-dire une octave), à cause des intervalles qui les séparent deux à deux.*

Alors que Thalès avait reconnu l'eau comme principe premier, Anaximène l'air, Xénophane la terre et Héraclite le feu, Empédocle (490-435 av. J. C.) ne privilégie aucun de ces éléments et énonce ainsi sa théorie des quatre éléments : l'eau, l'air, la terre et le feu. Pour lui l'Univers est limité et privé de vide. Des quatre éléments qui le remplissent surgit la diversité.

Les atomistes grecs Leucippe (500 à 420 av. J. C.) et Démocrite (460 à 370 av. J. C.) élaborent la première

théorie atomique, mais il s'agit alors de pures spéculations sans grande valeur scientifique. Nous savons peu de choses sur Leucippe. Il passe pour avoir été un des élèves de Zénon d'Elée et le maître de Démocrite. C'est à lui, semble-t-il que l'on doit la notion d'"atome", du grec "a-tomos" qui signifie insécable. Démocrite est contemporain de Socrate (468-399 av. J.-C.). Aristote parlant presque toujours de "Leucippe et Démocrite" il est difficile de connaître leurs contributions respectives. Alors que pour Parménide d'Elée il y a unité et immobilité de l'être (par opposition au non-être qui est le néant), pour Leucippe et Démocrite l'être se partage en corps insécables, les atomes, qui sont en mouvement dans un non-être ("qui est tout autant que l'être") nommé vide. Les atomes sont donc :

- invisibles à cause de leur extrême petitesse,
- insécables ou indivisibles comme leur nom l'indique
- pleins (pas de vide à l'intérieur)
- éternels car parfaits
- entourés d'un espace vide (pour expliquer le mouvement et les changements de densité)
- ayant une infinité de formes (pour expliquer la diversité observée dans la nature).

3. L'Académie de Platon et le Lycée d'Aristote

Platon (427-348 av. J. C.) est un disciple de Socrate² (470-399 av. J. C.). De Socrate il hérite la dialectique ; tous ses écrits sont sous forme de dialogues, mais, contrairement à ce dernier, il ne se limite pas aux problèmes de la morale et donnera une contribution importante à la science grecque. Comme Empédocle, Platon considère que toute substance naturelle est un composé des quatre corps simples, le feu, l'air, l'eau et la terre. Mais à la différence d'Empédocle il identifie chacun des quatre corps simples à l'un des solides réguliers : le feu avec le tétraèdre, l'air avec l'octaèdre, l'eau avec l'icosaèdre et la terre avec le cube (le cinquième solide régulier, le dodécaèdre, est associé à un cinquième élément qui embrasse tous les autres). Platon croit en une structure mathématique de l'Univers et en une physique idéale, mathématique. Son œuvre exercera une influence durable, et la physique du XV^e siècle renouera avec le mathématisme platonicien. De même son Académie, sur le fronton de laquelle est inscrit «*que nul n'entre ici, s'il n'est géomètre*», fondée en 387 av. J. C., inspirera les académies de la Renaissance.

Aristote (384-322 av. J. C.), disciple de Platon (il séjourne vingt ans dans sa célèbre Académie), fonde à Athènes sa propre école, le lycée, en 335 av. J. C. Le Lycée est une école rivale de l'Académie de Platon. On l'appelle également *Peripatos* car Aristote enseignait en marchant (du grec *peripatein*, se promener), c'est pourquoi on

²Dont on connaît la célèbre devise : "Connais-toi toi-même"

appelle encore péripatéticiens les tenants de la doctrine d'Aristote.

L'Académie comme le Lycée sont des institutions qui ont permis les premières recherches en collaboration. Tandis que les mathématiques représentent le point fort de l'Académie, et les sciences biologiques le point faible, c'est l'inverse pour le Lycée au moins à l'époque de sa direction par Aristote puis par Théophraste.

Pour Aristote le monde est divisé en deux grandes régions. La première est la région céleste, celle de l'éther, dans laquelle ont lieu les mouvements circulaires éternellement uniformes. La seconde est la région sublunaire, c'est-à-dire située au-dessous de la sphère de la lune ; cette région est celle des quatre éléments d'Empédocle, celle du changement permanent et celle des mouvements linéaires. La physique et la cosmologie d'Aristote deviendront la physique et la cosmologie de l'Eglise Catholique, au point que, jusqu'au XVII^{ème} siècle, attaquer ce que la scolastique aura fait d'Aristote sera considéré comme attaquer l'Eglise.



Aristote

La pensée d'Aristote tranche sur le rationalisme mathématisant de Platon et repose sur une approche plus expérimentale. Il fait triompher le point de vue d'Empédocle et sa théorie des quatre éléments (l'eau, l'air, la terre et le feu) pour plusieurs siècles. Son principal titre de gloire a été de fonder la logique, c'est-à-dire cet ensemble de règles contraignantes qui permettent de faire du discours (*logos*) l'usage le plus cohérent et le plus efficace. Par ailleurs, on fait généralement remonter l'histoire de la mécanique à Aristote en lui attribuant un traité intitulé « Questions mécaniques ».

4. Euclide

Euclide (330-270 av. J. C.) effectue dans ses «*Éléments*» - traité en 13 volumes - une merveilleuse synthèse des mathématiques de son temps, qui inspirera nombre de savants à travers les siècles. Les *Éléments* ont connu 800 éditions (seule la Bible dépasse ce nombre) et représentent un monument mathématique qui a été utilisé pendant plus de deux millénaires. Les *Éléments*

sont probablement un ensemble d'ouvrages d'une Ecole plutôt que celui d'un homme seul (on ignore d'ailleurs tout de la vie d'Euclide) et la démarche utilisée est, pour la première fois dans l'histoire, axiomatique. Ainsi Euclide peut être considéré comme l'ancêtre de Bourbaki, premièrement à cause du caractère collectif de l'œuvre, deuxièmement à cause de l'aspect axiomatique de la construction et enfin par la volonté de construire l'ensemble des mathématiques. Euclide prouve de plus (par l'absurde) l'existence des nombres irrationnels (comme $\sqrt{2}$ ou π).

On raconte qu'Hippase, un élève de Pythagore, avait également découvert l'existence des nombres irrationnels. Mais son maître Pythagore, avait soutenu l'impossibilité de tels nombres et ne voulant pas admettre qu'il avait tort (et ne pouvant pas non plus dominer l'argument de son élève) le fit noyer.

Diophante, qui est à la théorie des nombres ce qu'Euclide est à la géométrie, a probablement vécu au II ou III^{ème} siècle de notre ère. Son traité "Arithmetica" en treize livres (dont six seulement nous sont parvenus) rassemble toutes les connaissances de son temps (ainsi que ses propres recherches) sur ce sujet. Son ouvrage inspira Pierre Fermat (1601 – 1665) lorsqu'il énonça en 1637 son fameux "grand théorème" (il n'existe pas d'entiers x, y, z tels que $x^n + y^n = z^n$ dès que l'entier n est supérieur à 2). Ce théorème résista plus de 350 ans et n'a été finalement démontré par Andrew Wiles qu'en 1993...

On doit également à Euclide une «*Optique*». Euclide, comme beaucoup de pythagoriciens, croit à une «*théorie du feu visuel*» selon laquelle l'œil est le siège d'une émission spécifique permettant la vision. Son *Optique* est un traité d'«*optique géométrique et de catadioptrique*» qui restera justement célèbre. Il y introduit la notion de rayon lumineux, les principes de propagation rectiligne et de retour inverse de la lumière, et donne la loi de la réflexion. Cela lui permet ensuite de s'appuyer sur les constructions tirées de ses *Éléments*. Euclide doit ainsi être considéré comme l'un des grands noms de l'histoire de l'optique. Son influence a d'ailleurs été considérable : sept siècles après sa disparition ses livres étaient encore édités, et servaient de livres d'études.

*Il faut attendre le XI^e siècle pour qu'une nouvelle étape soit franchie, elle l'est par le physicien arabe Ibn al Haytham, plus connu sous le nom d'Alhazen (965-1039). Contrairement à Euclide, il attribue à la lumière une origine extérieure à l'œil, tout en reprenant le concept de rayons lumineux. Grâce à un travail expérimental rigoureux, il établit la correspondance biunivoque entre chaque point de l'image et chaque point de l'objet et s'approche de la loi de la réfraction. Il montre en particulier que les rayons réfléchis et réfractés sont dans le plan d'incidence. Son ouvrage «*Opticæ thesaurus Alhazeni Arabis*» sera consulté jusqu'au XVII^e siècle. Alhazen y étudie en particulier la réflexion sur les miroirs plans, concaves, convexes, sphériques, cylindriques, coniques...Le Persan*

Kamâl al-Din (mort en 1320) continue son œuvre et explique (de façon fort juste) le phénomène d'arc-en-ciel.

5. Archimède et Eratosthène

On peut avancer qu'Archimède (287-212 av. J. C.) a été à la physique ce qu'Euclide a été aux mathématiques. On lui doit le fondement de la statique des solides, et il expose en particulier le principe du levier. Il comprend qu'avec un levier on peut soulever de lourds fardeaux, ce qui lui suggère la phrase bien connue : « Qu'on me donne un point d'appui et je soulèverai le monde ». Il est également à l'origine de l'hydrostatique avec le fameux principe d'Archimède et le non moins célèbre «*Eurêka* » (j'ai trouvé !) prononcé à la sortie de son bain.



Archimède

D'après le récit de Vitruve, le roi Hiéron de Syracuse (auquel Archimède était peut être apparenté), aurait fait fabriquer une couronne d'or qu'il destinait aux Dieux, mais il lui sembla être d'une valeur inférieure à ce qu'il avait payé et il voulait vérifier qu'elle était bien en or et non en or et en argent. Le roi Hiéron aurait alors chargé Archimède de vérifier si ses soupçons étaient fondés. C'est ainsi en cherchant à déterminer la quantité d'argent contenu dans la couronne, sans l'endommager, qu'Archimède trouva son fameux principe. (L'or étant plus dense que l'argent une couronne d'or déplace un volume d'eau plus petit que celui d'une couronne d'or et d'argent de même poids. Grâce à son principe, il a pu ainsi déterminer la composition exacte de la couronne).

Archimède est également un grand mathématicien ; il écrit plusieurs traités et c'est dans ce trésor que puiseront à pleines mains les mathématiciens occidentaux. Dans son traité intitulé *De la sphère et du cylindre* il discute de l'équation générale du troisième degré (dont la solution générale sera donnée par Cardan en 1545), dans celui sur les *Conoïdes et sphéroïdes* il développe une méthode proche de ce que l'on connaît sous le nom de *Sommes de Riemann*, c'est-à-dire nos intégrales définies. On doit également à Archimède, dans son traité *De la mesure du cercle* la première valeur

précise du nombre π dont il donne l'encadrement suivant : $3+10/71 < \pi < 3+10/70$

Le quatrain bien connu permettant de mémoriser sans difficulté les 30 premières décimales de π prend d'ailleurs un juste hommage à Archimède :

Que j'aime à faire apprendre un nombre utile aux sages
Immortel Archimède, artiste, ingénieur
Qui de ton jugement peut priser la valeur ?
Pour moi, ton problème eut de pareils avantages

Soit $\pi = 3,141592653589793238462643383279$

La décimale suivante étant 0 le texte s'arrête ainsi !

Le record actuel est détenu par Yasumasa Kanada, de l'université de Tokyo, qui est parvenu en 1996 à donner 6 milliards de décimales au nombre π . Les frères Chudnovski, de New York, auraient depuis porté ce nombre à 8 milliards et veulent atteindre 1000 milliards de décimales...

La popularité d'Archimède vient également de la légende suivant laquelle il aurait, à l'aide de miroirs, incendié la flotte romaine assiégeant Syracuse. C'est à cette époque là qu'on attribue à Archimède l'utilisation de miroirs ardents pour mettre le feu aux navires ennemis lors du siège de Syracuse (- 212 av. J. C.). A l'issue de ce siège, qui dura trois ans, les troupes du Consul Marcellus entrèrent par surprise dans Syracuse et Archimède fut tué par un soldat, contre la volonté de Marcellus qui tenait à l'avoir vivant car il espérait son concours dans la lutte contre Hannibal.

Eratosthène (273-192 av. J. C.) est contemporain d'Archimède et ce dernier lui a adressé une lettre sur *La méthode* qui constitue un véritable testament scientifique. Eratosthène réalise une première évaluation de la circonférence de la terre (250.000 stades soit environ 46.000 km) et passe à la postérité grâce à sa méthode permettant de trouver les nombres premiers (crible d'Eratosthène). Il est également célèbre pour avoir été conservateur de la fameuse bibliothèque d'Alexandrie et c'est à ce titre qu'il a édité certains écrits d'Archimède.

On désigne sous le nom de crible d'Eratosthène une méthode de recherche des nombres premiers impairs plus petits qu'un entier naturel n donné. Pour ceci, on écrit la liste de tous les nombres impairs jusqu'à n . On souligne 3 et on raye tous ses multiples. On souligne le plus petit nombre non rayé (ici 5) et on raye tous ses multiples. On réitère le procédé jusqu'à la partie entière de \sqrt{n} . Les nombres non rayés sont les nombres premiers impairs inférieurs ou égaux à n .

6. La naissance de l'astronomie

Héraclite nous présente Thalès comme le premier astronome. Mais les premières tentatives grecques pour construire un modèle mécanique semblent plutôt remonter à Anaximandre (611-545 AV. J.-C.).

Comme nous l'avons déjà indiqué, Pythagore (570-480 Av. J.-C.) affirme que le centre du monde est occupé par du feu, et que la Terre est un astre parmi les autres,

produisant la nuit et le jour par son trajet circulaire autour de ce centre. Héraclide (388-315 Av. J.-C.) suppose que la Terre, qui est au centre du monde, tourne autour d'elle-même, tandis que Mercure et Vénus tournent autour du Soleil et que le ciel est au repos.

Démocrite (460 à 370 av. J. C.), voit déjà, très justement, dans la voie lactée : "des étoiles très petites et serrées qui, à cause de la distance du ciel à la Terre, nous paraissent former une masse unie, comme le ferait une surface saupoudrée d'innombrables grains de sel fin".

La première "modélisation" mathématique des mouvements des corps célestes est due à Eudoxe (408-355 Av. J.-C.) qui est un contemporain de Platon. Le système d'Eudoxe fait montre d'un grand talent mathématique. Il réussit à rendre compte d'une grande variété de phénomènes sans transgresser la règle platonicienne qui impose de ne rien postuler d'autre que des mouvements circulaires simples ("seuls dignes de la perfection des corps célestes"). Le modèle d'Eudoxe déjà complexe (il postule l'existence de 27 sphères) subit une nouvelle modification dans les mains d'Aristote (qui fixe à 54 le nombre de sphères du modèle). Toutefois l'augmentation du nombre de sphères ne règle pas le problème des variations que l'on pouvait remarquer dans la brillance des planètes, variations qui suggèrent que leur distance à la Terre n'est pas constante. Le modèle d'Aristote sera supplanté par la théorie des épicycles et des cercles excentriques d'abord introduit par Hipparque (161-127 Av. J.-C.) et repris par Ptolémée (100-170).

Aristarque de Samos affirme (310 – 230 Av. J.-C.) que la Terre, non seulement tourne sur elle-même comme l'a proposé Héraclide, mais aussi décrit une orbite circulaire autour du Soleil, qui devient le centre de tous les mouvements. Cela explique l'alternance des saisons et simplifie considérablement le système des sphères d'Eudoxe. L'héliocentrisme d'Aristarque ne réapparaîtra qu'en 1543 lorsque Copernic, l'année de sa mort, éditera son *De revolutionibus*.

Hipparque (161-127 Av. J.-C.) découvre la précession des équinoxes et établit le premier catalogue d'étoiles. Son catalogue contient la position de 1025 étoiles classées en six catégories suivant leur éclat apparent. Il jette également les bases de la trigonométrie.

Le matériel d'observation restera pratiquement inchangé entre Hipparque et Tycho Brahé, soit près de deux mille ans. Alors que d'Hipparque à Copernic (1473 – 1543) les astronomes n'ont déterminé la position des astres qu'à un demi degré près, Tycho Brahé (1546 – 1601) gagne un peu plus d'un facteur dix et amène la précision des observations à deux minutes d'arc.

Deux millénaires plus tard l'Agence Spatiale Européenne (ESA) donnera à son satellite d'astrométrie le nom d'Hipparcos (High Precision PARallax Collection Satellite)

qui établira pendant quatre ans (1989-1993) un catalogue de plus d'un million d'étoiles, le plus précis à ce jour.

Claude Ptolémée (100-170) est l'un des derniers et des plus puissants phares de la science grecque. Il met en œuvre les résultats de ses prédécesseurs, particulièrement ceux de l'astronome Hipparque (qu'il cite maintes fois). Son œuvre représente une véritable encyclopédie du savoir de l'antiquité. Dans *l'Almageste* (140) il présente sa conception de l'Univers («système de Ptolémée»), composé, selon lui, d'un ensemble de huit sphères - ou *orbes* - formant une structure en «pelures d'oignon» ; au centre la Terre, puis la Lune, Mercure, Vénus, le Soleil, Mars, Jupiter, la dernière sphère est celle du firmament portant les étoiles fixes. L'ouvrage «*Almageste*» était admiré, car il permettait d'établir, à tout moment, les positions des cinq planètes visibles à l'œil nu, ainsi que celles du Soleil et de la Lune (le système de Ptolémée permet de dresser les tables des mouvements planétaires à un quart de degré près !). Ptolémée est également l'auteur d'un traité intitulé *Harmonique* qui inspirera Kepler (1571 – 1630) et d'un manuscrit sur l'*Optique* dans lequel il donne des tables de réfraction utilisées pour la correction des observations astronomiques du phénomène de la réfraction atmosphérique



Claude Ptolémée

Références

- [1] *Les présocratiques*, Jean Brun, "Que sais-je ?" N°1319, P.U.F, 1968
- [2] *Les débuts de la science grecque, de Thalès à Aristote*, Geoffrey Lloyd, Ed. de la découverte, 1990
- [3] *La science dans l'antiquité*, Benjamin Farrington, Payot, 1967
- [4] *Une histoire de la science grecque*, Geoffrey Lloyd, Coll. Points Science, 1990
- [5] *L'image du monde, des babyloniens à Newton*, Arkan Simaan et Joëlle Fontaine, ADAPT Editions, 1999
- [6] *Astronomie & Astrophysique*, Jean-Pierre Verdet, Ed. Larousse, 1993
- [7] *Le dernier théorème de Fermat*, Simon Singh, Ed. JC Lattès, 1997

LA SEE ET VOUS

La SEE est l'une des plus importantes sociétés professionnelles françaises à caractère scientifique et technique. Comme toute « société savante », elle a pour objet de rassembler et animer la communauté professionnelle de son domaine avec pour leitmotiv la diffusion et le partage de la connaissance et de l'expertise. Son approche se situe essentiellement sur le plan scientifique, technique et prospectif, mais en intégrant, dans un cadre de vision global, tous les autres aspects économiques, réglementaires, sociétaux, etc. Association reconnue d'utilité publique, elle rassemble ainsi sous sa bannière des ingénieurs et chercheurs, tant industriels qu'universitaires, ainsi que des professionnels du monde de la production, du marketing, des organismes publics, mais aussi des experts concernés d'autres domaines horizontaux (économistes, ergonomes, sociologues,...) ou verticaux (transports en particulier).

Son domaine d'activité est bien décrit par son intitulé même : Société de l'Electricité, de l'Electronique et des Technologies de l'Information et de la Communication. Ceci recouvre tous les domaines « high tech » associés ou issus de l'électronique tels que informatique, télécommunications, composants, traitement du signal, détection, automatique, métrologie,..., ainsi que ceux associés à l'électricité et l'électrotechnique incluant, au premier chef, les réseaux d'énergie électrique et les équipements de production, transport et distribution associé.

Le coeur de son activité consiste en l'organisation de manifestations d'ampleur et de nature très variées : congrès, colloques, journées d'études, tables rondes, conférences, ateliers,... articulés autour de thèmes scientifiques et techniques novateurs ou de problématiques d'actualité. Pour initier et réaliser ce programme d'activité, l'organisation de la SEE repose sur une structure matricielle associant plus de vingt Clubs Techniques couvrant chacun un domaine thématique, et une douzaine de Groupes Régionaux assurant l'animation locale.

Les vecteurs de communication de la SEE sont multiples :

REE (Revue de l'Electricité et de l'Electronique, 11 numéros par an),

La Revue 3EI (Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle, publication trimestrielle),

Bulletin de Liaison (publication bimestrielle),

Rapport annuel Scientifique et Technique,

annuaire,

site web (www.see.asso.fr).

L'ensemble de ces supports converge pour vous livrer des contenus à haute valeur scientifique et technique ainsi que des informations pertinentes sur des faits marquants d'actualité.

Pour rejoindre la SEE, participer à sa vie associative, bénéficier de l'interactivité et de la culture technique qui règnent et s'échangent en son sein, ou tout simplement vous documenter sur les opportunités de son offre de services, vous pouvez prendre contact par simple mail à l'une des adresses suivantes : see@see.asso.fr ou communication@see.asso.fr ou téléphoner au 01 56 90 37 00.

Synthèse des journées 2002 de la section Electrotechnique du club EEA
des 21-22 mars 2002 à l'ENS de Cachan

**Energie portable :
autonomie et intégration dans l'environnement humain**

Bernard MULTON et Hamid BEN AHMED, antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan

Les systèmes de traitement de l'énergie électrique, quelle qu'en soit l'échelle, représentent aujourd'hui une composante essentielle de l'électrotechnique, d'ailleurs souvent motivante pour nos élèves. La thématique de ce colloque s'inscrit dans cette évolution.

Les **dispositifs électroniques portables** (téléphones, agendas numériques, micro-ordinateurs, montres, prothèses médicales...) nous accompagnent dans la vie quotidienne et nous rendent de très nombreux services mais, à cause de leur autonomie insuffisante, ils nous contraignent également dans nos désirs de mobilité et d'autonomie. C'est ainsi que l'idée de récupérer, dans notre environnement, l'énergie disponible, de nos mouvements, de la chaleur dégagée, des rayonnements reçus..., est apparue. Ces systèmes autonomes permettent également de garantir une plus grande sécurité de fonctionnement ainsi qu'une réduction de la consommation d'énergie primaire.

La disponibilité d'une énergie bon marché et renouvelable ne nous affranchit malheureusement pas des habituelles difficultés technico-économiques. En effet, il reste indispensable de faire des efforts importants sur la consommation d'énergie de ces dispositifs portables, sur les rendements de conversions des éléments des chaînes de traitement et sur la gestion globale de l'énergie. Ainsi la production d'énergie à partir des ressources de notre environnement ne représente qu'une partie de la problématique. Ce colloque tente ainsi de répondre aux différents aspects de la problématique « **Énergie Portable** » :

- les ressources énergétiques dans l'environnement humain (mouvements, chaleur, rayonnement lumineux, carburants...),

- les procédés (physique et technologie) de production et de stockage,

- les moyens de conversion électronique et de transmission à distance d'énergie,

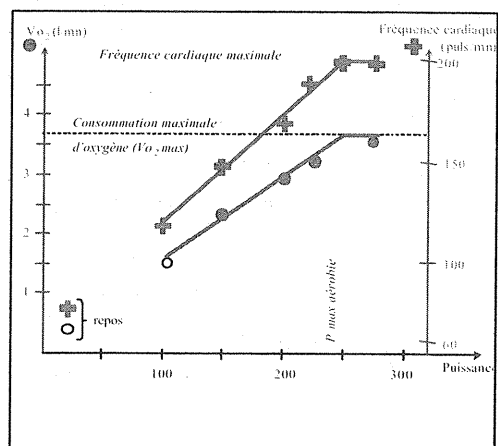
- la gestion intelligente de l'énergie,

- et, bien sûr, les applications existantes ou potentielles.

Les intervenants, qui ont accepté d'apporter leur précieux concours à ce colloque, sont issus de secteurs disciplinaires très variés : biologie, cardiologie, électrochimie, informatique, mécanique, thermodynamique, électronique, électrotechnique (l'électronique de puissance étant partie intégrante de l'électrotechnique). Ils ont ainsi donné la dimension réellement pluridisciplinaire nécessaire à ce colloque tout en restant parfaitement à la portée de leur public.

Les titres des conférences sont donnés ci-dessous, accompagnés de quelques illustrations :

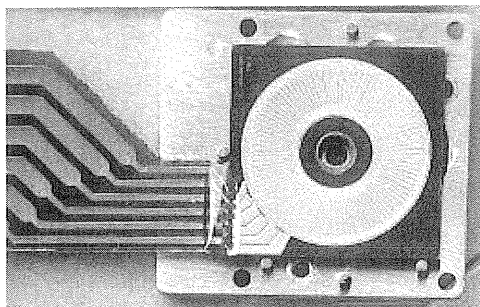
- « **L'énergie chez l'homme** »,
- Franck MULTON et Paul DELAMARCHE (Labo Physiologie et Biomécanique de l'Exercice Musculaire, Rennes)



Consommation d'oxygène et rythme cardiaque en fonction de l'intensité de l'effort

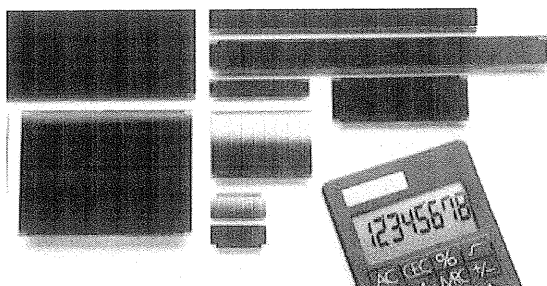
- « **Piles à combustible, possibilités de miniaturisation** »,
- Paul LUCCHESI (CEA)

- « Générateurs thermo-mécaniques »,
- Orphée CUGAT et Jérôme DELAMARE (LEG Grenoble)



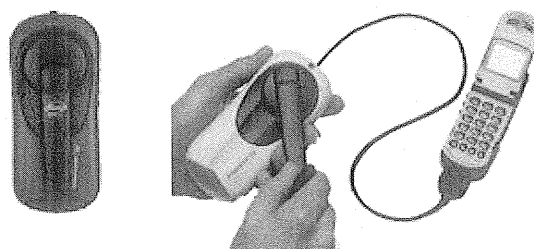
stator triphasé d'un générateur discoïde à aimants
Ø 8 mm sur Si

- « Génération thermoélectrique »,
- John STOCKOLM (Marvel Thermoelectrics)
- « Cellules solaires et autonomie d'énergie »,
- Anne LABOURET (SOLEMS)



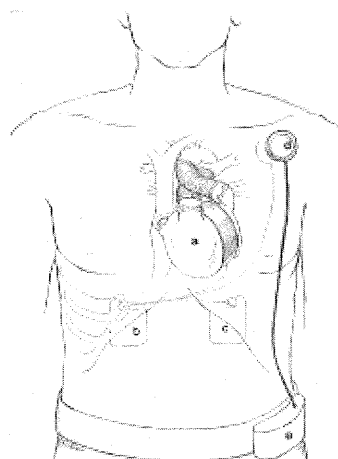
Photopiles à usage intérieur (sur verre) Société SOLEMS

- « Les microaccumulateurs »,
- Alain LEVASSEUR, Brigitte PECQUENARD, Philippe VINATIER (ICMB Bordeaux) et Jean-Paul TERRAT, Michel MARTIN, Frédéric FAVERJON (HEF)
- « Supercondensateurs à couche double électrique : principes de fonctionnement et comportement électrique »,
- Stéphane RAEL, Bernard DAVAT, F. BELHACHEMI (GREEN Nancy)
- « Les énergies renouvelables dans la montre »,
- Michel FROELICHER et René JACQUES (CETEHOR, Besançon)
- « Dispositifs exploitant l'énergie des mouvements humains »,
- Sylvie TURRI et Guylaine POULIN (LESiR, ENS Cachan sites de Cachan et de Rennes)



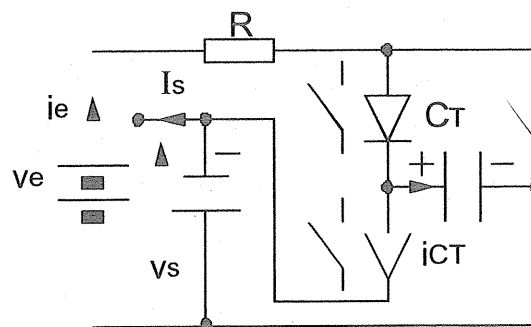
Système FreeCharge

- « Alimentation électrique transdermique »,
- Alain COTY (PRECILEC-LPMI)
- « Les nouveaux systèmes d'assistance mécanique de la circulation sanguine »,
- Daniel LOISANCE, Chirurgien Cardiologue à Henri Mondor (Créteil).



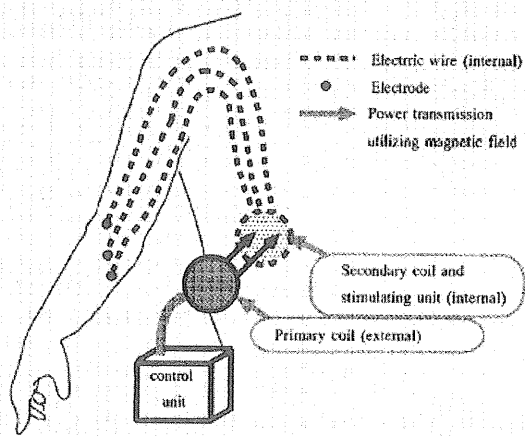
Système Abiocor : cœur artificiel

- « Problématique et solutions en téléphonie mobile »,
- Jean-Marie FLOC'H (INSA de Rennes), Dominique CYNE et Thierry BREGET (Mitsubishi Electric Telecom Europe)
- « Electronique de puissance TBT, haut rendement »,
- François FOREST (LEM Montpellier)



Structure élévatrice de convertisseur à transfert de charges à 1 étage

- « **Transmission d'énergie à distance** »,
- François COSTA (LESIR – SATIE ENS Cachan)



Principe de transmission utilisé dans le domaine biomédical

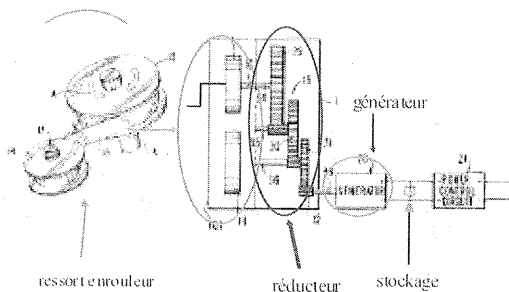
- « **Gestion intelligente de l'énergie, aspects logiciels** »,
- Olivier SENTIEYS (IRISA-INRIA Rennes, Lannion)
- « **Environnements électromagnétiques et santé** »,
- Noël BURASIS, Mustapha NADI (CEGELY Lyon et LIEN Nancy)

Table ronde, animateur : Hamid Ben Ahmed,

Participants : Marie-Michèle Le Bihan, Gérard Delavier, Gilles Beauvils, Damien Grenier, Frédéric Bouillault, Francisco Alves.

Malgré le départ précipité de nombreux participants, une table ronde a été tenue sur le thème « **les retombées de la thématique énergie portable sur nos enseignements** ». Il s'agissait particulièrement de débattre des prolongements pédagogiques potentiels du thème traité durant ces journées.

En préambule, un exemple de système autonome portable a été présenté : il s'agit du récepteur radio *Freeplay* dont le schéma de principe de la conversion d'énergie est illustré ci-dessous.



Chaîne de conversion dans un récepteur radio *Freeplay*

Les actes du colloque ont été publiés dans un livre (ISBN 2-909968-10-3) des exemplaires peuvent encore être acquis au prix de 15 Euros, ils doivent être commandés au Service Formation Continue de l'ENS de Cachan (Sylvie NEVES : sylvie.neves@fcd.ens-cachan.fr ou 01 47 40 27 94)

L'instrumentation d'un tel appareil en vue de réaliser une séquence pédagogique (TP, projet, ...) est très simple. Celle-ci permet notamment de dégager différents modes de conversion et de stockage d'énergie (mécanique, ressort, multiplicateur à engrenages, générateur électromécanique, conversion statique, accumulateur NiCd) ainsi que les rendements associés (puissance et énergie).

Ainsi, il semble que certains systèmes portables représentent un excellent prétexte pour sensibiliser les élèves :

- aux notions de puissance et d'énergie ;
- aux différentes ressources énergétiques primaires, aux phénomènes physiques de conversion et à leur efficacité énergétique ;
- aux effets d'échelle en comparant les caractéristiques de dispositifs de faible puissance avec ceux de moyenne ou forte puissance ;
- à la notion de chaîne de conversion complète favorisant l'étude conjointe énergie/signal ;
- enfin, au fait que l'électrotechnique est loin d'être une discipline archaïque et dont on ose à peine dire qu'on en est spécialiste !

A la suite de cette présentation, certains intervenants ont soulevé le problème des connaissances fondamentales souvent délaissées au profit des connaissances technologiques nécessairement restrictives en particulier dans l'enseignement secondaire.

D'autres ont fait part de leur crainte dans l'étude des systèmes de faible puissance (quelques watts) au détriment des systèmes à moyenne puissance, selon eux, mieux représentatifs, semble-t-il, des phénomènes physiques mis en jeu.

Ce à quoi D. Grenier a objecté en relatant son expérience réalisée dans le cadre d'un projet traitant des notions d'énergie et de puissance sur un exemple simple concernant l'étude de l'alimentation d'un flash pour appareil photographique.

Enfin, concernant les besoins industriels dans le domaine de l'énergie portable, il semble que la demande soit loin d'être identifiée et que ce domaine doit être appelé à se développer.

En guise de conclusion, trois points semblent faire l'unanimité, à savoir :

- il est indispensable de traiter différents niveaux de puissance dans l'enseignement expérimental ;
- il faut insister sur les notions fondamentales sans pour cela ignorer les aspects applicatifs notamment ceux que peuvent offrir les systèmes portables ;
- enfin, que les systèmes portables peuvent représenter un moyen efficace dans la stimulation des élèves.

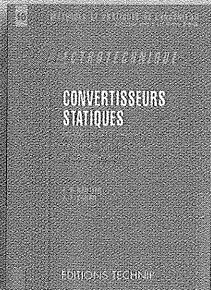


Dispositif "FreeCharge" développé par les sociétés Freeplay Energy et Motorola. Source d'énergie manuelle de recharge des téléphones portables



Système "Kinetics" de SEIKO (mécanisme de montre à énergie cinétique)

Documents présentés par Melles Sylvie TURRI et Guylaine POULAIN au cours de leur conférence "Dispositifs électromécaniques permettant l'exploitation de l'énergie des mouvements humains". Journées EEA 21-22 mars 2002 ENS-Cachan



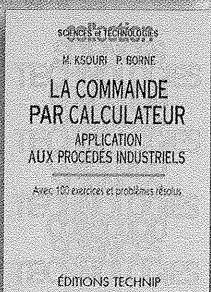
Convertisseurs statiques

Méthodologie causale de modélisation et de commande

Enfin une méthode structurée pour le contrôle électronique du transfert de l'énergie électrique.

J.-P. Hautier, J.-P. Caron.

Relié, 320 p. €44



La commande par ordinateur

Application aux procédés industriels. 100 exercices et problèmes résolus

Une approche essentiellement pratique des problèmes de commande numérique. P. Borne, M. Ksoury.

Broché, 288 p. €35

Automatique des systèmes échantillonnés

Éléments de cours et exercices résolus

Les aspects fondamentaux de la modélisation, de l'analyse et de la commande des processus continus à commande échantillonnée.

Ph. Vanheeghe, Ch. Sueur, P. Borne.

Broché, 176 p. €27

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.

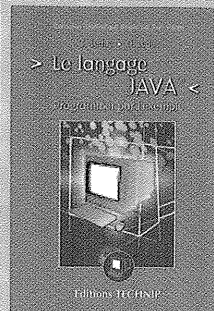
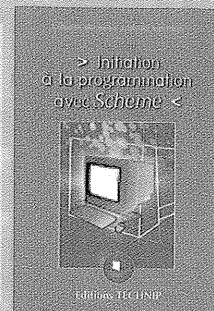
L. Bloch. Broché, 240 p. €32

Le langage Java™ Programmer par l'exemple

Une approche résolument pédagogique, pratique et progressive pour découvrir ou redécouvrir le langage Java. *Recommandé par Sun Microsystems, le développeur du langage.* T. Leduc, D. Leduc. Broché, 288 p. €28

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



t Editions TECHNIP

27, rue Ginoux, 75737 Paris Cedex 15 • Tél. 01 45 70 33 00
Fax 01 45 75 37 11 • E-mail : info@editionstechnip.com
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

- ☛ Convertisseurs propres - n° 28 (mars 2002)
- ☛ Convertisseurs embarqués - n° 29 (juin 2002)
- ☛ Pratiques pédagogiques et réalités industrielles n° 30 (septembre 2002)
- ☛ Mesures dans des systèmes électrotechniques n° 31 (décembre 2002)