

La Revue SEE



Les alimentations et convertisseurs embarqués

Suite de notre feuilleton !
L'histoire des semi-conducteurs de puissance en Traction Electrique



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

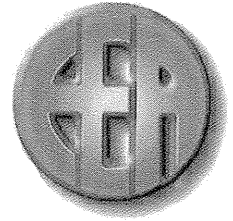
N° 29 - Juin 2002



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 BURAI – 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

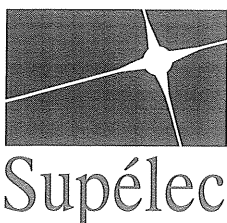
Présentation de maquettes.

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

ENVS
C A C H A N





SOCIÉTÉ de l'ÉLECTRICITÉ, de l'ÉLECTRONIQUE 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'Électrotechnique et de l'Électronique Industrielle.

<p>Edition SEE, 11/17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16</p> <p>Directeur de la publication François ALLERET Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef François BOUCHER</p> <p>Comité de publication Jean BONAL Jean-Claude BOUDENOT Jean-Pierre CARON Gérard DELAVIER Jean FAUCHER Gilles FELD François FOREST Brigitte GRELAUD Jean-Philippe ILARY Michel LAVABRE Marie-Michèle LE BIHAN Pascal LOOS Michel MEUNIER Bernard. MULTON Philippe NEVEU Oviglio SALA Michel THION</p> <p>Site WEB (lesite3EI.com) Responsable : Philippe LE BRUN</p> <p>Fabrice BAUDOIN Jean-Pierre TAREL Jean-Philippe ILARY</p> <p>Abonnement annuel (4 numéros) Année scolaire 2001/2002, tarifs TTC :</p> <p>Individuel : France et CEE.....30 € Pays hors CEE.....40 €</p> <p>Collectivités France et CEE.....39 € Pays hors CEE.....49 €</p> <p>Réalisation et impression (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 : juin 2002 Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n°29 Thème : alimentations et convertisseurs embarqués</p> <p>p. 1 Sommaire. p. 2 Editorial p. 3 Publications</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Thème</p> <p>p.5 Electronique de puissance basse tension, haut rendement, pour les applications portables. François FOREST, LEM, Université de Montpellier 2, 34 095 MONTPELLIER</p> <p>p.15 Module DC/DC à très haute intégration volumique. Philippe THOMAS, Michel COLLET, THALES SYSTEMES AEROPORTES, 78 852 ELANCOURT.</p> <p>p. 19 L. CARTAILLER, B. SOUESMES, Th. FONTENIT EADS Systems & Defence Electronics, 91 943 LES ULIS, Marc CHASSILLAN, Giat Industries, 78 022 VERSAILLES.</p> <p>p.28 Alimentation des appareils électroniques. J. C. GUIGNARD, Michel GUIGNET, Patrice DELANCHY, LINA, IUT, 49 016 ANGERS.</p> <p>p.37 Absorbeur sinusoïdal : étude du rendement et des perturbations conduites. Alain CUNIERE, LT P. de Coubertin, 77 100 MEAUX, François COSTA, ENS-Cachan, Lésir-Satie.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Etude, Recherche et Développement</p> <p>p.48 Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art. Hubert RAZIK, GREEN-UHP, 54 506 Vandoeuvre lès Nancy.</p> <p>p.53 Applications de la MLI optimisée pour la minimisation des ondulations de couple des machines synchrones auto-pilotées alimentées par onduleur de tension. D. REKIOUA, Laboratoire LMC, BEJAIA, ALGERIE, B. LAPORTE, INPL, ENSEM, GREEN, 54 500 Vandoeuvre les Nancy.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Pratiques Pédagogiques</p> <p>p.62 Outils informatiques d'enseignement : un exemple. La stabilité statique des réseaux d'énergie maillés. Michel MEUNIER, Supélec, 91 192 Gif sur Yvette.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire.</p> <p>p.67 L'ère des thyristors, leurs premières utilisations en traction monophasée, Christian LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF.</p>
--	--

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

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

La Revue 3EI, ses lecteurs doivent être également auteurs d'articles

L'une des missions de **La Revue 3EI** est de favoriser les échanges pédagogiques dans le domaine de l'enseignement de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle. Tâche difficile car les auteurs ne sont malheureusement pas assez nombreux à proposer spontanément des textes de leçons, de descriptions de travaux pratiques, des essais de systèmes, de logiciels, de projets, d'étude sous forme de problème etc. Quelques articles nous ont été proposés dernièrement, il faut que cette tendance se confirme et s'amplifie pour que cet objectif d'échange soit effectivement atteint. Le numéro de septembre est traditionnellement consacré aux applications pédagogiques mais il faut que, régulièrement au cours de l'année, des articles axés sur cet aspect donnant toute sa particularité à notre publication, soient proposés pour répondre à l'attente de nos lecteurs.

Usage de l'outil informatique dans l'enseignement

L'Equipe de publication propose qu'un prochain numéro de **La Revue 3EI** aborde l'utilisation de l'outil informatique dans l'enseignement de l'électrotechnique; ce thème sera abordé par des enseignants faisant part de leurs expériences positives mais peut-être aussi de leurs échecs pouvant être riches d'enseignement. Ce numéro pourra voir le jour à condition que les articles proposés soient suffisamment nombreux; nous comptons sur vous pour nous permettre de réaliser ce numéro dont le thème sera, pour le fait, totalement pédagogique. Pour lancer le débat, Michel MEUNIER, à l'origine de cette proposition, a rédigé un texte que vous lirez avec plaisir dans ce numéro de juin. Cet article, doit vous encourager à l'imiter et nous fournir la matière d'oeuvre indispensable à l'accomplissement de ce projet. A vos plumes !

Journées 3EI'2003

Ces journées se concrétisent; le programme prévisionnel, déjà publié dans le numéro de mars, est confirmé, l'équipe responsable de l'organisation travaille désormais sur les présentations des sessions "Posters". De nouveau vous êtes sollicités. Nous attendons que ceux d'entre vous, ayant des thèmes de travaux expérimentaux sur les applications du chauffage par induction ou l'éclairage, profitent de ces sessions "Posters" pour les présenter.

Adresser votre proposition à Francisco ALVES : alves@lesir.ens-cachan.fr.

Ces sessions constituent les temps forts des journées 3EI pour les rencontres, dialogues et échanges de méthodes et sujets d'études ; il est indispensable que vous soyez nombreux à participer à leur animation. Pour ce qui est des inscriptions, quelques rectorats ont finalement publié ces journées dans leur plan de formation (PAF). Pour ceux qui ne pourront bénéficier de ce type d'inscription, ils s'inscriront directement auprès de la SEE, en adressant le bulletin qu'ils trouveront sur

le site WEB des journées 3EI <http://etp.creteil.iufm.fr/evenements/evenements.htm>.

L'Equipe de rédaction de La Revue 3EI

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

Abonnement individuel :

France et Pays de la CEE :	30 €
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>INTRODUCTION A L'ELECTROTECHNIQUE Fondements d'électricité et d'électromagnétisme</p>
<p>BTS - IUT - 1^{er} cycle</p>	<p>Jacques LAROCHE, <i>Professeur agrégé de Sciences Physiques</i> <i>En STS Electrotechnique, Lycée E. BELIN de VESOUL</i> Editions DUNOD, Collection SCIENCES SUP</p>
<p>INTRODUCTION À L'ÉLECTROTECHNIQUE Fondements d'électricité et d'électromagnétisme</p>	<p>Voici un ouvrage indispensable à toute personne, étudiant ou professionnel, concernée par l'électrotechnique et confrontée à terme à la résolution de ses problèmes (machines tournantes, convertisseur, etc.). A la fois complet et accessible, il expose les notions essentielles à une bonne compréhension des phénomènes :</p>
<p>Jacques Larache</p>	<p>-électrocinétique : lois des réseaux en continu, régimes variable et sinusoïdal, effet Joule, valeurs moyenne et efficace, développement en série de Fourier, puissances d'un dipôle, quadripôles linéaires, courants triphasés ;</p>
	<p>-électromagnétisme : lois de l'électromagnétisme, ferromagnétisme, aimants permanents, inductances, bobines à noyau de fer.</p>
	<p>Des exercices corrigés complètent le cours. Ils sont souvent inspirés de sujets d'examens de BTS ou de concours de même niveau. Classés dans un ordre qui respecte le mieux la progression du cours, se sont en règle générale des problèmes de synthèse.</p>
	<p>L'ouvrage s'adresse à tous ceux qui abordent des études supérieures d'électrotechnique, particulièrement les étudiants en BTS ou IUT, mais également les techniciens en formation continue et tous ceux qui souhaitent rafraîchir leurs connaissances dans ce domaine.</p>

<p>L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE VECTEUR D'OPTIMISATION POUR LES ÉNERGIES RENOUVELABLES</p>	<p>L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE, VECTEUR D'OPTIMISATION POUR LES ÉNERGIES RENOUVELABLES.</p>
	<p>Rapport de synthèse, Coédition Ecrin-Novelect, mai 2002, 207 pages, 35 € HT.</p>
	<p>Si l'on constate partout l'intérêt que suscite le recours aux énergies renouvelables, la majorité des publications ont pour thème les systèmes de production d'énergie électrique.</p>
	<p>Il nous a donc semblé utile de publier ce rapport intitulé « L'électronique de puissance, vecteur d'optimisation pour les énergies renouvelables » qui décrit, à la fois, les systèmes de production et les systèmes de distribution. Il réunit les synthèses des travaux de nombreux industriels et scientifiques obtenues au cours des réunions du Club ECRIN Electronique de Puissance</p>
	<p>Que l'on s'adresse à l'éolien, au photovoltaïque ou à l'hydraulique, l'électricité ainsi produite est rarement utilisable directement, que l'on produise un courant continu ou à fréquence variable. De plus, le problème du stockage est souvent incontournable.</p>
	<p>Il en résulte que la gestion des énergies renouvelables implique un effort important vers les circuits de puissance électrique ; circuits nécessaires afin de rendre ces énergies réellement utilisables.</p>
	<p>Ce nouveau rapport présente les enjeux, les potentialités et les gisements disponibles d'énergies renouvelables : photopiles, aérogénérateurs et biomasse. Il décrit également le rôle de l'électronique de puissance lorsque les sources renouvelables diffuses sont connectées au réseau et sa capacité d'interfaçage avec le réseau (tout en assurant un meilleur contrôle des flux d'énergie).</p>
	<p>Ce rapport est issu des travaux du Club ECRIN Electronique de puissance. L'action de ce Club porte essentiellement sur les différentes applications</p>

des composants de puissance. C'est ainsi qu'un groupe de travail s'est intéressé à la gestion des énergies renouvelables grâce à l'électronique de puissance. Son action est aujourd'hui relayée par le Club Energies Alternatives.


Contact ECRIN : Véronique Thierry-Mieg, Chargée de mission du club Electronique de puissance

Tél. : 01 42 79 51 01 - thierry-mieg@ecrin.asso.fr

ECRIN - 32, boulevard de Vaugirard 75015 Paris

Tél : (33) 01 42 79 51 00 - Fax : (33) 01 42 79 50 99 - ecrin@ecrin.asso.fr - <http://www.ecrin.asso.fr>

Association régie par la loi du 1er juillet 1901 –
N°Siren : 379 364 656 - N°Siret : 379 364 656 00023



CLUB ELECTROTECHNOLOGIES ENSEIGNEMENT
Traitements électriques des traitements thermiques et de surface.

Le 17^{ème} Colloque Université Industrie s'est tenu à l'IUT du Creusot le 13 juin dernier. Organisé conjointement par l'Université de Bourgogne, l'IUT et le Club Electrotechnologies Enseignement, ce colloque présentait le thème suivant : Techniques Electriques des Traitements Thermiques et de surface. Les travaux présentés par des élèves de BTS, d'IUT, d'Ecoles d'Ingénieurs, d'Universités et des étudiants thésards ont permis de récompenser les présentations suivantes :

Prix Catégorie A : BTS, DUT, DEUG
A.LHOMME : Etude d'un revêtement Sn-Zn – IUT Département Chimie, Besançon

Prix Catégorie B : Maîtrise, DESS, DEA, Ecoles d'Ingénieurs
N.SALAÜN : Etude thermique d'un autoclave pour la cuisson de pièces en matériaux composites – IUP Génie des Systèmes Industriels, Lorient

Prix Catégorie C : Thèses
L.CHALUMEAU : Electrodéposition d'or à faible résistance de contact pour la connectique – Laboratoire Chimie des Matériaux et des Interfaces, Besançon

Prix Poster
F.MOURES : Elaboration et caractérisation d'un revêtement réfractaire anticorrosion obtenu par rechargement sous laser Nd : YAG continu – Laboratoire Laser et Traitements des matériaux, Le Creusot

Les actes du colloque sont disponibles à la Librairie Espace Elec au prix de 50 € TTC

Librairie Espace Elec
CNIT BP 4
92053 Paris La Défense
01.41.26.56.38 01.41.26.57.58

EPF'2002 Montpellier les 13, 14 et 15 novembre 2002

Thèmes : 1 composants semi-conducteurs de puissance et intégration ;
2 gestion et qualité de l'énergie, systèmes distribués ;
3 durée de vie et fiabilité des composants et systèmes ;
4 composants passifs et intégration ;
5 applications originales et / ou innovantes de la conversion statique.

Informations complètes sur le site web du colloque : <http://www.lem.univ-montp2.fr/epf-2002.html>

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE BASSE TENSION, HAUT RENDEMENT POUR LES APPLICATIONS PORTABLES

F. FOREST

LEMI Université Montpellier 2
CC079 – Place E. Bataillon
34095 – Montpellier cedex 5
Email : forest@univ-montp2.fr

Résumé : L'une des problématiques de la conception des systèmes portables est leur alimentation en énergie. Les batteries d'accumulateurs sont les éléments les plus fréquemment utilisés pour répondre à cette évidente nécessité mais ne peuvent délivrer les tensions requises par les différentes fonctions présentes dans ces systèmes. Une électronique de puissance d'interface est alors indispensable dont la structure et les composants doivent être choisis en adéquation avec les particularités du contexte.

Texte associé à la conférence tenue le 22 mars 2002 lors des journées de la section Electrotechnique du clubEEA :
"Energie portable : autonomie et intégration dans l'environnement humain".

Club EEA : <http://www.clubeea.org>

1 - Introduction.

Les objets portables électriques et électroniques ont envahi depuis longtemps notre univers quotidien, qu'il soit familial ou professionnel. Depuis la montre à quartz jusqu'à l'ordinateur portable, en passant par l'agenda numérique ou l'appareil photo, tous ces objets nécessitent une source d'énergie, le plus souvent une batterie d'accumulateur à basse tension, et une électronique de conversion. Cette dernière permet de conditionner l'énergie "brute" pour la rendre compatible avec des récepteurs divers et souvent exigeants en terme de qualité, comme l'électronique de signal numérique et/ou analogique. L'autonomie est évidemment une donnée essentielle dans ce contexte et concerne tous les maillons du système portable. Chacun d'entre eux doit être conçu ou choisi en prenant fortement ce critère en considération, sachant qu'il sera évidemment pondéré par d'autres critères, dont le principal est quasiment toujours d'ordre économique. Dans cet environnement "portable", l'électronique de conversion doit alors être à la fois simple (coût) et efficace (rendement), caractéristiques apparemment contradictoires mais qui peuvent être obtenues par un mélange judicieux de différents principes de conversion et par l'utilisation systématique de techniques d'intégration.

Dans cette présentation, nous nous attacherons surtout au premier aspect, en nous appuyant néanmoins, le cas échéant, sur certaines réalités technologiques.

2 - Contexte et contraintes

L'électronique de conversion se trouve, par principe, à l'interface entre les batteries (nous considérerons ici uniquement cette forme de source, largement majoritaire) et l'ensemble des blocs constitutifs du système portable considéré, qui

peuvent être de nature assez diverse : des circuits électroniques numériques et analogique, des écrans, des actionneurs, des claviers, etc...

Cette situation intermédiaire impose donc, lors de la conception, de bien identifier les exigences amonts et aval.

2.1 - Les sources d'énergie

Ce sont donc les batteries d'accumulateurs qui constituent les sources préférentielles pour une très grande majorité de systèmes. Nous ne rentrerons ici ni dans le détail des caractéristiques des différentes familles technologiques, ni dans les motivations du choix de telle ou telle famille dans la conception d'un système portable. Nous précisons simplement les points essentiels qui auront un impact sur la conception de l'électronique de conversion.

Rappelons que les deux principales familles utilisées le plus couramment dans des applications très représentatives comme le téléphone et l'ordinateur portables, sont les Nickel-MétalHydruure (Ni-MH) et les Lithium-Ion (Li+). La tension par élément est d'environ 1,2 V pour les premiers, 3,6 V pour les seconds.

Par associations de ces éléments, on constitue des batteries dont les tensions sont logiquement dans les gammes de celles des récepteurs à alimenter (cf. paragraphe suivant), et sont généralement comprises entre 2,4 V et 15 V. Néanmoins, la discrétisation en tension imposée par ces éléments, en particulier dans le cas du Li+, ne permet pas toujours une adéquation optimale sources-récepteurs et c'est donc l'électronique de conversion qui aura en charge de réaliser la nécessaire adaptation.

Un second volet essentiel de l'interaction batteries / électronique de conversion est la grande fluctuation des tensions délivrées. En simplifiant, on peut considérer que les écarts de tension entre les états chargés et déchargés se situent dans une fourchette de $\pm 30\%$ autour de la tension nominale. En aval, les fluctuations admises au niveau des récepteurs sont plutôt de l'ordre de grandeurs de quelques pour cent. L'Electronique devra également assurer ce second niveau d'adaptation.

2.2 – Exigences énergétiques des systèmes portables

A l'autre extrémité de la chaîne, les récepteurs apportent également leur lot d'exigences et de contraintes. La plupart des systèmes portables sont multi-tensions. Par exemple, pas moins de 5 à 6 niveaux différents (avec des niveaux de puissance eux-aussi variables) peuvent cohabiter dans un ordinateur portable :

CPU	3V (vers 2V puis 1V)
DRAM	3,3V
Entrées/sorties	5V
PCMCIA*	12V
BUS GTL (à venir)	1,5V
ECRAN LCD	Polarisation+ < +30V Polarisation- > -30V

* Personal Computer Memory Card International Association

Pour l'autre exemple typique, celui du téléphone portable, le nombre de voies peut atteindre 3 ou 4, avec des niveaux généralement compris entre 1,5 V et 3,3 V. La mise en oeuvre, dans certains étages RF, de composants AsGa peut nécessiter une polarisation négative.

Par ailleurs, le dispositif d'alimentation doit répondre à des critères de qualité statiques et dynamiques. L'aspect statique est relatif à l'amplitude des ondulations résiduelles de tension.

La plupart des récepteurs requièrent des taux d'ondulation de l'ordre de quelques pour cent. Certains autres, comme les étages analogiques de réception et d'émission RF, peuvent être encore plus exigeants. L'aspect dynamique concerne les variations brutales des régimes de charge. Dans les systèmes portables, la gestion fonctionnelle de l'énergie est particulièrement développée (notons que cette tendance est générale dans les circuits numériques complexes). Les fonctions consommatrices d'énergie peuvent être cycliquement mises en veille ou activées selon les "nécessités du service". Il en résulte des régimes de charge pulsés auxquels les lignes d'alimentation doivent être capable de répondre

2.3 – Conversions à opérer en fonctions des paramètres amonts et avals

Les exigences et contraintes précédentes vont directement déterminer les caractéristiques de base du système d'alimentation selon une logique qui peut être résumée par le graphe de la figure 1.

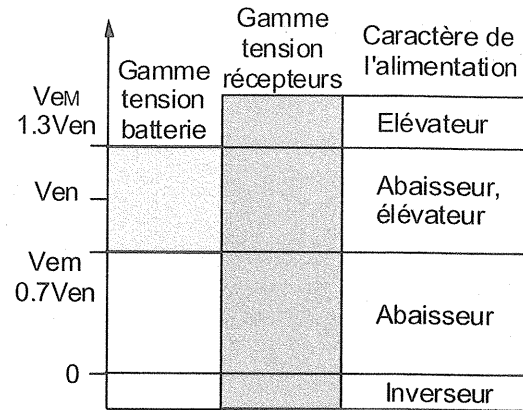


Figure 1 : caractéristiques de l'alimentation en fonction des tensions de source et de récepteurs

Ce graphe fait apparaître que, d'une façon générale, la chaîne de conversion sera susceptible de fonctionner dans les trois régimes de conversion DC-DC, à savoir abaisseur, élevateur, inverseur.

Il apparaît également que le choix de la tension batterie en regard de la gamme de tension à fournir a un impact direct sur la nature du régime, en particulier du fait de la grande variation de tension entre état chargé et état déchargé.

Par exemple, dans le cas simple d'un système mono-alimentation, si la tension du récepteur se trouve au milieu de la fourchette de tension batterie, le convertisseur devra être capable de fonctionner aussi bien en abaisseur qu'en élevateur, si l'on veut exploiter la totalité de la capacité énergétique de la batterie.

2.4 – régimes d'utilisation et efficacité énergétique

Comme nous l'avons déjà évoqué, les régimes de charge de la chaîne d'alimentation d'un système portable sont largement variables. On peut identifier principalement deux formes de régimes transitoires :

- les régimes correspondants aux variations de consommation d'un récepteur sur sa ligne d'alimentation en fonctionnement normal (processeur, par exemple),
- les régimes, fortement caractéristiques des systèmes portables, qui correspondent à la mise en oeuvre ou à l'inhibition d'une fonction généralement associée à une ligne d'alimentation dédiée. Inversement, la consommation de la dite-fonction peut être sensiblement constante lorsqu'elle est active.

C'est donc à la combinaison de ces deux types de sollicitation que devra répondre dynamiquement le système d'alimentation, tout en conservant une bonne efficacité énergétique

D'une manière générale, on peut considérer qu'une énergie disponible W permettra à un système de supporter n régimes de charge, caractérisés par une puissance P_n , une durée Δt_n , un rendement moyen $\langle \eta_n \rangle$ sur cette durée, avec la relation suivante :

$$W = \frac{P_1 \Delta t_1}{\langle \eta_1(\Delta t_1) \rangle} + \frac{P_2 \Delta t_2}{\langle \eta_2(\Delta t_2) \rangle} + \dots + \frac{P_n \Delta t_n}{\langle \eta_n(\Delta t_n) \rangle}$$

[Eq.1]

Note : Le rendement moyen est l'intégrale sur la durée considérée du rendement instantané qui, nous le verrons plus loin, peut varier au cours du temps avec la tension délivrée par les batteries.

Pour un régime unique, l'autonomie s'écrit simplement :

$$\Delta t = \frac{W \langle \eta(\Delta t) \rangle}{P}$$

Il apparaît de façon évidente que l'optimisation de l'autonomie passe par la maximalisation du rendement de conversion. Dans le cas général [Eq.1], ce sont tous des rendements qui doivent être maximalisés, ce qui conduit aux observations brutes suivantes :

- le rendement de toutes les voies d'alimentation doit être optimal,
- le rendement d'une voie doit être optimal sur sa plage d'utilisation, si elle subit des variations importantes de charge.

Ces propositions maximalistes doivent évidemment être nuancées au cas par cas. Si un récepteur fonctionne 90 % du temps au régime nominal et le temps restant à 10 % de ce régime, l'optimisation du rendement dans ce second cas n'aura pas une grande influence sur l'autonomie liée à cette fonction.

Inversement, il faut prendre garde à ne pas négliger les régimes à faible charge qui peuvent être importants sur le plan fonctionnel. Un exemple typique est celui du téléphone portable qui fonctionne selon deux régimes principaux, l'émission-réception (conversation) et la veille. Le rapport des puissances absorbées dans ces deux modes est de l'ordre de 30 à 50 (2 W crête en conversation, quelques 10 mW en veille). On serait donc tenté d'accorder plus d'importance au régime le plus "puissant", mais il est fonctionnellement aussi important d'optimiser l'autonomie en veille que l'autonomie en émission-réception. Il faut donc que le rendement énergétique soit bon dans les deux cas.

Sans rentrer plus dans le détail, on sent bien que les différentes considérations qui précèdent tendent à promouvoir des chaînes d'alimentations distribuées, dans lesquelles chaque fonction principale du système portable possède sa propre voie, optimisée pour son mode de fonctionnement. Si les contraintes économiques limitent fatalement l'ampleur de cette distribution, elle n'en demeure pas moins une tendance de base dans ces systèmes portables.

3- Les principes utilisables

Différents principes de conversion peuvent répondre, pour tout ou partie, aux exigences listées dans la partie précédente. Pour les familles que nous présenterons rapidement ici, nous insisterons essentiellement sur la nature de la conversion possible (caractères abaisseur, éleveur, inverseur) et sur les performances énergétiques potentielles. Nous donnerons également quelques éléments sur les performances dynamiques.

Le premier et sûrement le plus ancien de ces principes correspond à une conversion linéaire utilisant les propriétés d'amplification de composants à semi-conducteurs.

3.1 - Les convertisseurs linéaires

Principe

Le schéma de principe d'un convertisseur linéaire et ses variantes sont indiqués figure 2.

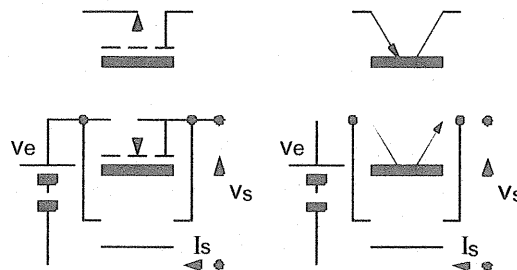


Figure 2 : convertisseurs linéaires

Ces structures sont obligatoirement abaisseur et non inverseuses, donc :

$$v_e > v_s > 0$$

La différence des tensions d'entrée et de sortie est absorbée par le composant de puissance fonctionnant en régime linéaire.

Caractéristiques

Dans ce principe, le rendement s'exprime très simplement :

$$\eta = \frac{v_s}{v_e}$$

Une alimentation linéaire peut donc présenter un bon rendement, pour peu que l'écart entrée-sortie soit faible. Il sera limité, en valeur inférieure, par la tension minimale en conduction du composant de

puissance (cf. ci-après). La difficulté est que la tension batterie minimale doit être ici supérieure à la tension de sortie (supposée constante), si bien que la valeur maximale V_{eM} peut atteindre près de deux fois celle de la tension de sortie, dans le cas d'une variation de $\pm 30\%$ (cf. figure 3).

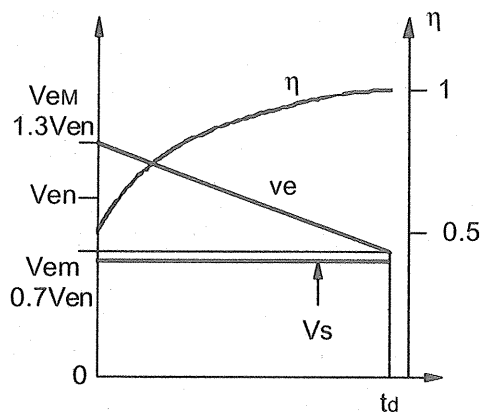


Figure 3 : batterie et convertisseur linéaire

Si l'on suppose que $V_s \cong V_{eM}$, la valeur initiale du rendement est donc mauvaise (50%) mais il croît au fur et à mesure de la décharge de la batterie (figure 3). C'est donc sa valeur moyenne sur la durée de décharge t_d qui importe. En admettant que la décharge est linéaire, le rendement moyen s'écrit :

$$\langle \eta \rangle = \int_0^{t_d} \frac{k}{1 - (1-k) \frac{t}{t_d}} dt = -\frac{k}{1-k} \ln k$$

avec $k = v_s/V_{eM}$

La figure 4 montre l'évolution de ce rendement moyen en fonction du rapport k . On constate que, pour $k=0,5$, il atteint une valeur de 70%, ce qui est tout à fait admissible dans un système portable économique ou dans une voie auxiliaire d'un système distribué. Ces convertisseurs linéaires sont utilisés pour des puissances de quelques 100 mW à quelques W.

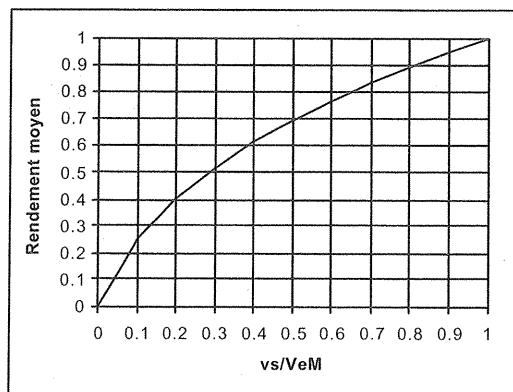


Figure 4 : rendement moyen

Sur le plan des performances dynamiques, les alimentations linéaires ont, par principe, un excellent comportement. Ceci est d'autant plus vrai avec des composants basse tension dont la fréquence de transition est élevée.

Composants

Les composants utilisés ici doivent présenter une faible chute de tension directe. Les transistors bipolaires sont relativement limités de ce point de vue et l'on ne peut espérer obtenir des tensions de saturation inférieures à 300 mV. Les transistors MOSFET permettent d'atteindre des niveaux beaucoup plus faibles, de l'ordre de 100 mV.

Par ailleurs, dans le cas des transistors bipolaires NPN ou MOSFET canal N, il n'est pas possible d'exploiter ces faibles chutes de tension car la tension de commande (v_{be} ou v_{gs}) "s'intercale" entre V_e et V_s .

3.2 - Les convertisseurs à découpage

Principe

Les convertisseurs à découpage sont maintenant bien connus et universellement utilisés à des niveaux de puissance très variables. Dans le contexte qui nous préoccupe, ces convertisseurs sont très rarement utilisés dans des versions isolées (avec transformateur). En effet, aucun isolement de sécurité n'est requis car nous sommes en très basse tension, et le besoin d'une adaptation d'impédance ne se fait pas vraiment sentir, les tensions d'entrée et de sortie étant proches. Nous nous en tiendrons donc à une présentation des structures non-isolées.

Les principales structures représentatives de cette famille sont représentées figure 5. Cette "panoplie" permet de réaliser théoriquement n'importe quel type de conversion. Nous avons fait figurer, en regard du schéma, la relation entrée-sortie en régime continu et la valeur maximale V_{TM} de la tension aux bornes du transistor, valeur qui aura son importance dans l'analyse énergétique. α est le rapport cyclique, c'est-à-dire le rapport entre le temps de conduction de l'interrupteur et la période de découpage supposée constante dans cette partie.

Les systèmes à découpage exploitent les composants de puissance en commutation, ce qui élimine théoriquement l'inconvénient des systèmes linéaires. Ils doivent alors inclure des filtres et des composants de stockage pour éliminer les effets harmoniques indésirables. Les différentes topologies de la figure 5 sont finalement très similaires dans la mesure où elles utilisent le même couple composant actif-diode et différents composants L, C. Globalement, le découpage reste relativement coûteux, du fait de la présence de ces filtres.

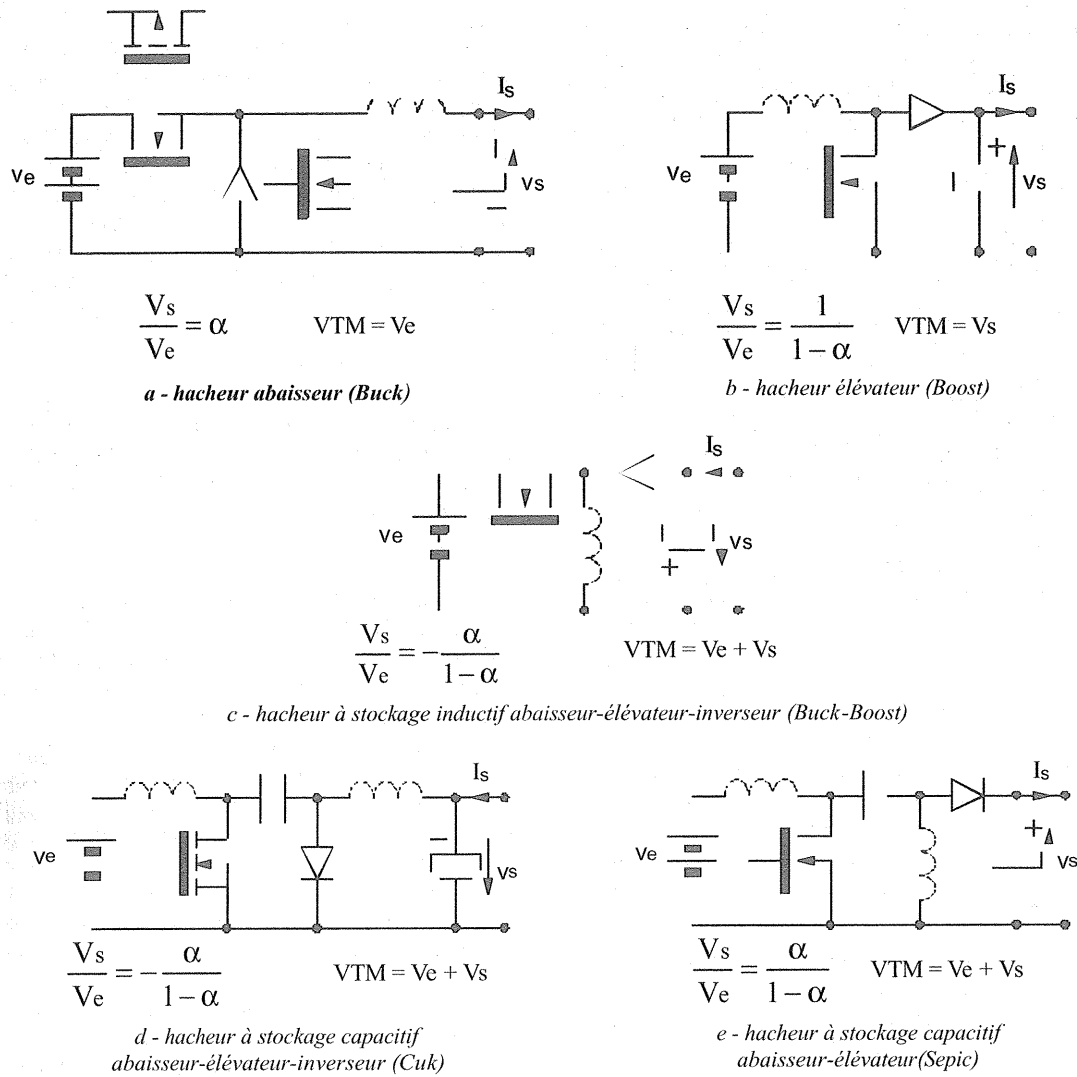


Figure 5 : structures des convertisseurs à découpage non-isolés

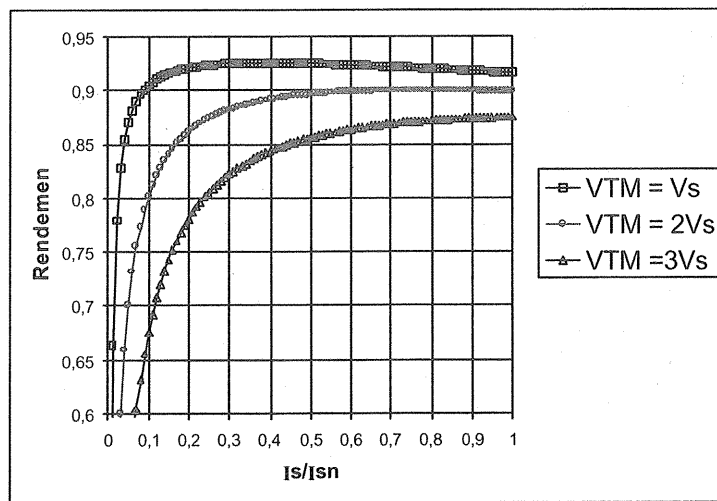


Figure 6 : forme du rendement dans une structure à découpage

Caractéristiques

Si intrinsèquement le rendement énergétique des systèmes à découpage est bon, ils sont néanmoins le siège de pertes qui peuvent être significatives. Ce rendement, selon une approche assez approximative mais générale, peut s'exprimer de la façon suivante :

$$\eta = \frac{VsIs}{VsIs + \frac{+aF}{xVT^2} + \frac{+bF}{xVT.I} + \frac{+c}{xIs} + \frac{+d}{xIs^2}}$$

	VsIs			
VsIs	+ aF x VT ²	+ bF x VT.I s	+ c x Is	+ d x Is ²
Effets capacitifs				
commutation				
Conduction seuil				
Conduction resistive				

Avec :

- F, fréquence de découpage
- a, b, c, d, coefficients dépendants de la structure et des caractéristiques des composants,

Le dénominateur de cette expression fait naturellement apparaître les principales pertes caractéristiques du découpage :

- les pertes liées à l'excitation des capacités parasites, en particulier celles des composants à semi-conducteurs. En considérant que ces capacités peuvent être regroupées dans une capacité équivalente aux bornes du transistor, on obtient un terme en $F.VT^2$.

- les pertes par commutation liées aux performances dynamiques des composants à semi-conducteurs, proportionnelles à F et au produit $VT.Is$.

- les pertes par conduction proportionnelles à Is lorsqu'il y a présence d'un seuil (diodes), à Is^2 pour les effets résistifs (MOSFET, connexions, bobinages).

Les différents coefficients dépendent de la structure utilisée et de la technologie des composants.

Les effets capacitifs demeurent, indépendamment du courant de charge, à partir du moment où il y a découpage. Le rendement tend donc vers 0 à faible charge.

L'existence de ces différentes pertes conduit à des courbes de rendement qui ont l'allure qualitative de la figure 6, à fréquence donnée. Vers les faibles charges, le rendement dépend des capacités parasites mais également de VT. A tension d'entrée donnée, les structures c, d, e seront désavantagées dans ces régimes ($VT = Ve + Vs$). De la même façon, les pertes par commutation y seront plus élevées.

Les pertes en conduction déterminent largement le rendement maximal et dépendent des caractéristiques des composants actifs et passifs.

Compte tenu des exigences dynamiques du contexte, les alimentations à découpages fonctionnent ici à des fréquences élevées, comprises entre 300 kHz et 1 Mhz. Malgré cela, on atteint des rendements maximaux proches de 95 %, dus essentiellement aux performances des composants à semi-conducteurs et ce, pour des puissances pouvant atteindre plusieurs dizaines de watt.

Composants

Pour atteindre les performances précédentes, les composants utilisés doivent présenter de faibles chutes de tension à l'état passant et de faibles capacités parasites, relativement à la puissance à convertir.

Le transistor MOSFET règne en maître dans ce contexte. Des composants sont développés spécifiquement pour ces applications, caractérisés par de faibles tensions en tension (30 V) et de faibles R_{dson} (de 10 à 100 mΩ). Leur grille présente un faible niveau de seuil (dit "logic level", environ 1V), ce qui permet leur commande dans l'environnement à basse tension dont il est question ici. Ce faible niveau de commande permet également de minimiser l'énergie perdue dans la commande qui pourrait devenir significative, compte tenu des fortes valeurs de capacité C_{gs} et des fréquences de travail.

Enfin, lorsqu'ils ne sont pas directement intégrés dans un circuit contenant toutes les fonctions de l'alimentation, un conditionnement en boîtiers "CMS" les rend bien adaptés à une insertion dans les structures "planes" des systèmes portables.

Les diodes utilisées dans ces structures sont généralement des *schottky* dont les chutes de tension peuvent atteindre 0,2 à 0,3 V. Elles tendent de plus en plus à être remplacées par les transistors MOSFET précédents, utilisés en redresseurs synchrones et qui permettent d'obtenir des seuils beaucoup plus bas. Ceci est couramment mis en application dans les hacheurs abaisseurs conformément au schéma de la figure 7.

Nous ne pouvons évoquer ici toutes les finesses de la commutation d'un redresseur synchrone (ici T2), en particulier en haute fréquence.

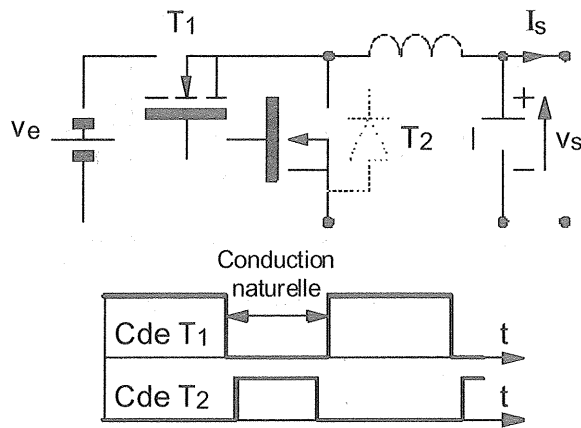


Figure 7 : redresseur synchrone dans un hacheur abaisseur

Disons simplement que la diode intrinsèque du MOSFET T2 permet un fonctionnement normal du hacheur (roue libre) sur la base duquel on commande le canal dans une fenêtre correspondant à la conduction naturelle de cette diode. Il est alors parcouru en inverse par le courant de charge, ce qui ne pose pas de problème compte tenu de sa nature bidirectionnelle. Pour être maximale efficace, le redresseur synchrone doit conduire pendant une durée la plus proche possible de la durée de conduction naturelle, sans tomber dans le défaut de conduction simultanée avec T1.

Les autres composants sensibles sont les inductances présentes dans ces montages. Les fréquences et tensions de travail font que leur valeur est généralement faible, de l'ordre de quelques μH . Les technologies toriques et planar sont les plus couramment utilisées.

3.3 - Les convertisseurs à transfert de charge Principe

Ces dispositifs, généralement beaucoup moins connus, résultent, d'une certaine façon, de l'application d'un mélange des principes précédents, dans la mesure où ils fonctionnent en commutation mais avec un mode de conversion intrinsèquement dissipatif.

Leur mécanisme de conversion est simple et peut être aisément décrit à l'aide du schéma de principe de la figure 8-a. Un jeu d'interrupteurs (fonctionnellement, deux d'entre eux peuvent être des diodes) permet de charger un condensateur de transfert par l'intermédiaire de la source (K1-K4) puis de connecter ce condensateur en série avec la source (K2-K3) pour alimenter la sortie sur laquelle est placé un condensateur de stockage.

Cette séquence est opérée à fréquence fixe avec un rapport cyclique de charge-décharge ajustable, qui constitue le moyen de réglage. Cette structure

permet théoriquement d'atteindre la tension $2V_e$. Les cycles de charge-décharge s'opère à travers la résistance dynamique des interrupteurs, que nous avons représentée de façon localisée sur la figure 8-a, et sont donc dissipatifs.

Le même principe peut être appliqué pour réaliser un montage inverseur (figure 8-b) en connectant alternativement le condensateur de transfert à la source et au récepteur ($V_s = -V_e$). Un montage à deux voies (figure 8-c) peut facilement être obtenu par juxtaposition des deux précédents.

Enfin, l'association de n étages permet d'obtenir une structure élévatrice délivrant nV_e (figure 8-d) ou inverseuse délivrant $(1-n)V_e$.

Caractéristiques

Le schéma de la figure 8-a permet, en supposant les interrupteurs parfaits (mais en introduisant une résistance localisée) et en négligeant les ondulations de tension aux bornes des condensateurs, de déterminer simplement les caractéristiques de fonctionnement en régime permanent. Les formes du courant dans la source et dans le condensateur de transfert sont représentées figure 10. Par ailleurs, La tension de sortie s'exprime :

$$V_s = V_e \left[2 - \frac{X}{2\alpha(1-\alpha)} \right] \quad [\text{Eq.2}]$$

avec $X = 2Rl_s/V_e$

Enfin, l'expression du rendement est :

$$\eta = \frac{1 - \frac{X}{4\alpha(1-\alpha)}}{1 + \frac{X}{4\alpha(1-\alpha)}} \quad [\text{Eq.3}]$$

L'équation 2 fait bien apparaître le caractère dissipatif du principe puisque le réglage via α agit sur un terme résistif.

L'évolution du rendement en fonction du courant de sortie normalisé et de α est donné figure 9. On constate que l'on peut obtenir des rendements tout à fait honorables à condition de placer le régime de charge loin du courant de court-circuit et de rester proche du réglage $\alpha = 0,5$. Malheureusement, ce rendement chute très rapidement lorsque l'on s'éloigne de ce point optimal sur lequel il est difficile de se placer puisqu'il correspond à un rapport entier entre entrée et sortie.

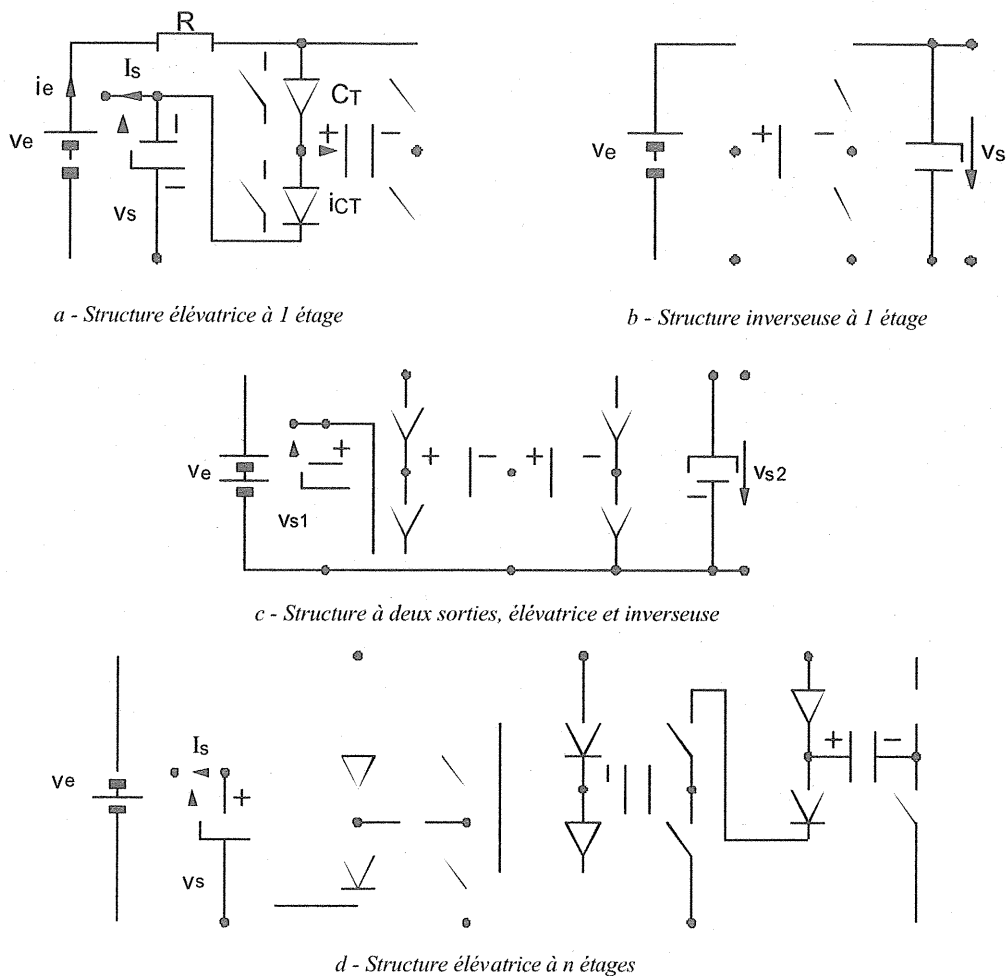


Figure 8 : structures à transfert de charge

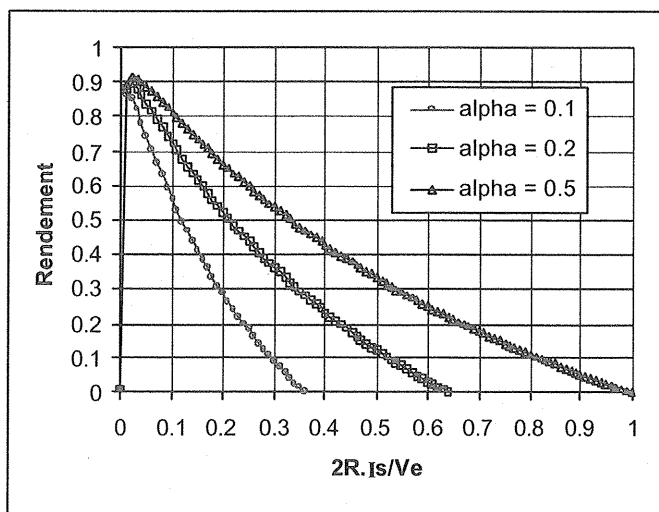


Figure 9 : rendement d'une structure à transfert de charge

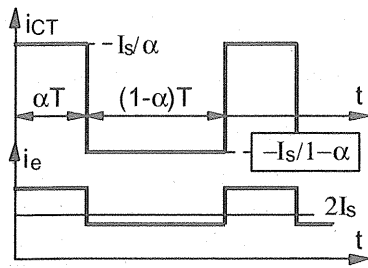


Figure 10 : courants dans une structure à transfert de charge

Ces structures nécessitent, de toute façon, un nombre important d'interrupteurs. Leur utilisation se cantonne donc aux faibles puissances (quelques 100mW) lorsqu'il y a nécessité d'élever ou d'inverser la tension sur une voie auxiliaire. Le nombre d'étage est généralement limité à deux, sachant qu'il est tout à fait possible de moduler le nombre d'étage en fonction (en utilisant uniquement des interrupteurs actifs) pour s'adapter plus efficacement aux variations de tension d'entrée. Le rendement évolue approximativement entre 60 et 80 %.

Il faut souligner que l'absence de composant inductif est un gros atout dans le cas de l'intégration et de la réalisation.

Composants

Comme nous venons de l'indiquer, ce principe de conversion est "gourmand" en composants. Il n'est viable qu'en passant par une intégration quasi-complète de la fonction avec des technologies à effet de champ, fonction intégrée sur laquelle on vient connecter les différents condensateurs de transfert et de stockage.

3.4 - Courants de repos

Il faut préciser que, dans toutes les solutions que nous venons de décrire, la commande nécessite des courants de polarisation qui participent donc à la génération de pertes à vide. Ces courants sont généralement minimisés (quelques 10 à 100 μA) mais il faut éventuellement y prendre garde dans les fonctionnements à faible charge.

4- Associations des différents principes - structures des systèmes

Nous avons donc passé en revue les différents principes susceptibles de répondre aux attentes de la conversion d'énergie portable, en essayant d'indiquer quelques tendances. Il est très difficile de donner ici des exemples précis et génériques de systèmes d'alimentation complet, d'abord parce leurs formes sont très variées, ensuite parce que des données précises ne sont guère accessibles. Nous pouvons néanmoins résumer ici les directions générales de la conception de ces systèmes d'alimentation.

Les exigences multi-voies des systèmes portables requièrent d'associer, la plupart du temps, les différents principes précédents. Les techniques linéaires ou à transfert de charge sont logiquement réservées au faibles puissances (quelques 10 à 100 mW) tandis que le découpage intervient plutôt dans la gamme du W à quelques 10 W. Pour rendre ces systèmes économiquement viables et compatibles avec les technologies portables, l'intégration est systématiquement utilisée. Pour les faibles puissances, les circuits correspondant intègrent toutes les fonctions à semi-conducteurs, tandis qu'en plus forte puissance, ils contiennent les éléments de commande et de contrôle, les composants principaux devant être rajoutés. Tous les composants passifs, condensateurs et inductances restent externes. Pour ces derniers, leur technologie doit s'accorder avec l'implantation "CMS", logiquement généralisée dans ce contexte.

Certains des circuits proposés par les fondeurs spécialisés dans ce domaine sont multi-voies et intègrent tout ou partie des principes présentés. En faible puissance, le mélange linéaire / transfert de charge est assez répandu. On trouve également communément l'association découpage/linéaire. L'exemple de la figure 11 montre un cas poussé à l'extrême de cette juxtaposition.

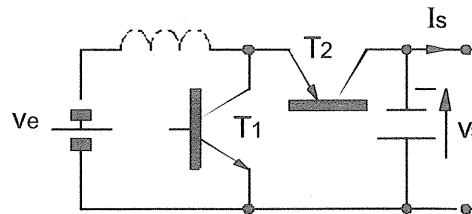


Figure 11 : mélange découpage / linéaire

Cette structure peut fonctionner aussi bien en découpage qu'en linéaire. Dans le premier cas, on a affaire à une structure élévatrice (Boost), dans laquelle la diode de sortie est remplacée par un redresseur synchrone bipolaire (T2). Le passage dans le second mode est obtenu par blocage de T1 et commande en régime linéaire de T2, l'inductance d'entrée étant parcourue par un courant continu. On est alors en régime abaisseur. Cette astucieuse association permet d'obtenir un convertisseur remarquablement simple et bien adapté aux grandes fluctuations de tension batteries (tension de sortie incluse dans la gamme de tension d'entrée). Notons que ce schéma permet de déconnecter complètement le récepteur de la source par inhibition de T2 (veille de la fonction). Ceci est d'ailleurs généralisable aux convertisseurs linéaires et à certains convertisseurs à découpage.

Un second exemple d'association inhabituelle est celui de la figure 12.

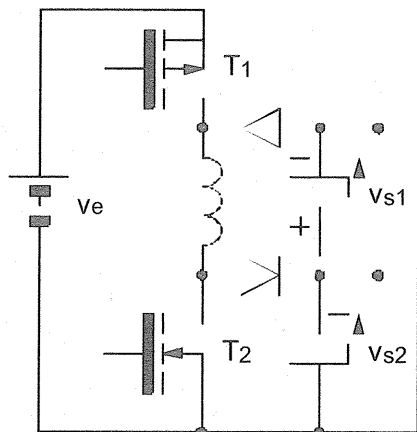


Figure 12 : association de structures à découpage

Ce montage permet d'imbriquer un hacheur élévateur et un hacheur inverseur avec une inductance unique. Nous ne détaillerons pas le fonctionnement de l'ensemble, rendu un peu compliqué par l'interdépendance des deux étages,

mais il faut souligner l'intérêt de ce type de montage dans un contexte où les inductances sont encore plus indésirables qu'à l'accoutumée.

5 - Conclusion

Nous avons donc tenté de faire ici une synthèse rapide de la conversion électrique dans les systèmes portables. Il apparaît que, sur cet aspect, l'explosion du marché n'a pas entraîné de révolution conceptuelle mais plutôt une adaptation de principes connus de longue date.

Il s'avère finalement que la relative adéquation entre les tensions des sources et des récepteurs permet d'obtenir d'excellents résultats avec des structures simples. Le choix réfléchi des architectures d'alimentation à partir des principes existants, l'optimisation de composants de puissance basse tension, l'intégration généralisée, l'introduction de composants passifs planar sont les véritables leviers de l'évolution dans ce domaine.

MODULE DC/DC A TRES HAUTE INTEGRATION VOLUMIQUE

Philippe THOMAS, Michel COLLET

THALES SYSTEMES AEROPORTES

La Clef de Saint Pierre,

1 B^d Jean Moulin – 78852 ELANCOURT CEDEX – France

E-mail : philippe.thomas@fr.thalesgroup.com

michel.collet@fr.thalesgroup.com

Résumé : L'évolution des besoins en matière de conversion d'énergie dans les matériels embarqués sur avions d'armes nous a conduit à développer des modules d'alimentation de plus en plus performants, compacts et à faible coûts. Afin de réduire les délais de développement, les coûts de fabrication et de favoriser la modularité, nous avons développé une famille de convertisseurs DC/DC originaux, à haut niveau d'intégration, fort rendement, haute fiabilité et destinés à travailler dans un environnement très contraint, que nous présentons dans cet article.

1. INTRODUCTION

L'ensemble des alimentations développées jusqu'à ce jour étaient exclusivement centralisées. Chaque matériel intégrait une alimentation unique et spécifique, multitenion, qui distribuait l'énergie à l'ensemble des fonctions électriques du système englobant.

La nécessité de s'adapter à un plus grand nombre de porteurs nous a amené à développer des coffrets autonomes, qui intègrent leur propre conversion d'énergie (cf. Fig. 1).

Le respect des normes, les contraintes d'environnement thermique, mécanique ou d'encombrement et la maintenabilité nous ont conduit à développer des modules alimentations facilement intégrables sous forme de carte filles à forte intégration volumique et rendement élevé.

Les modules alimentations développés sont du type continu/continu, destinés à être intégrés sous forme de

cartes à drains thermiques ou refroidies par ventilation forcée. Ces modules sont alimentés à partir d'une cellule de redressement et filtrage du réseau (cf. Fig.2) ou de modules Correcteurs de Facteur de Puissance (PFC) (cf. Fig.3).

Les modules sont associés par 1, 2, 3 ... suivant le format de carte retenu pour les cartes filles et ils intègrent leur propre connectique, ce qui supprime la totalité des interconnexions filaires. Ils sont réalisés sur Substrat Métallique Isolé (SMI) et sont entièrement câblés en report en surface.

La réduction des coûts de fabrication est essentiellement due :

- au choix d'une topologie de convertisseur simple et à rendement élevé,
- au choix de technologies à faible coût,
- à la disparition du coffret spécifique,
- à la suppression du câblage filaire.

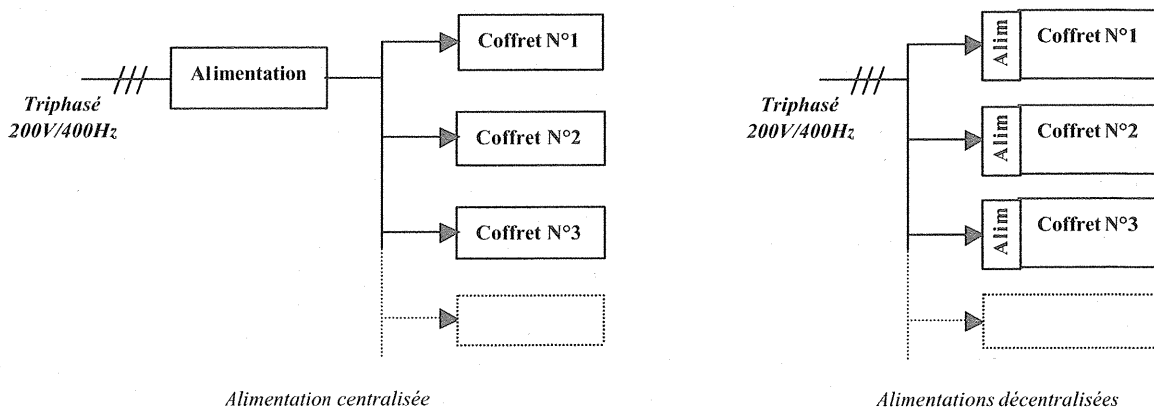


Figure 1 : distribution d'énergie

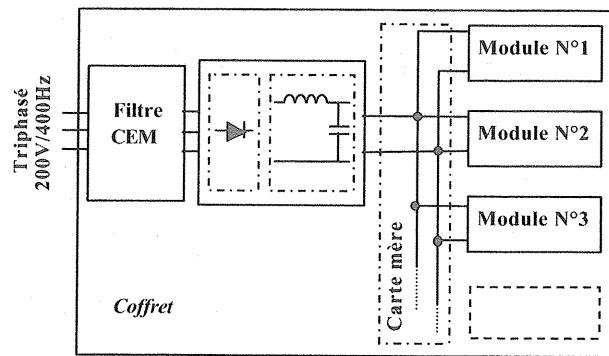


Figure 2 : distribution réalisée à partir d'une cellule de redressement

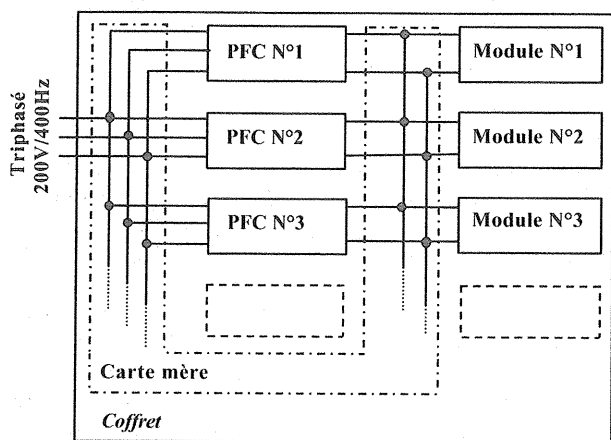


Figure 3 : distribution réalisée à partir de modules PFC.

2. MODULARITE

Le concept de modularité permet d'adapter la puissance délivrée, pour une tension donnée, par association de plusieurs modules en parallèle, sans réglage in situ. La maintenabilité et la fiabilité sont acquises dès l'instant que les modules sont interchangeables et si possibles redondants.

La prise en compte des contraintes de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) conduit à utiliser une topologie de convertisseur à commutation douce et à prévoir sur chaque module les filtres CEM (en modes commun et différentiel) nécessaires à la tenue des normes.

Les objectifs de coût, aussi bien de développement que de production, imposent une standardisation poussée des modules :

- des SMI nus standards, identiques pour une gamme de puissance donnée,
- une connectique standardisée, identique pour tous les modules,
- un nombre réduit de références de composants standardisés,
- des transformateurs utilisant des circuits magnétiques standardisés, identiques pour une gamme de puissance donnée,

- le réglage des tensions délivrées sur une large plage pour réduire le nombre de types de modules (par exemple une plage de tension délivrée réglable entre 28V et 40V).

Pour éviter les câblages filaires entre les modules et entre les modules et les circuits alimentés, une connectique adaptée est intégrée aux modules eux-mêmes. La carte mère du coffret à alimenter réalise l'interconnexion entre les cartes filles alimentées et les cartes alimentations qui reçoivent les modules DC / DC.

La large dynamique sur la tension d'entrée autorise le fonctionnement à partir d'un redressement et filtrage du réseau, d'un pré-régulateur ou de PFC.

Un exemple de montage est donné fig. 4.

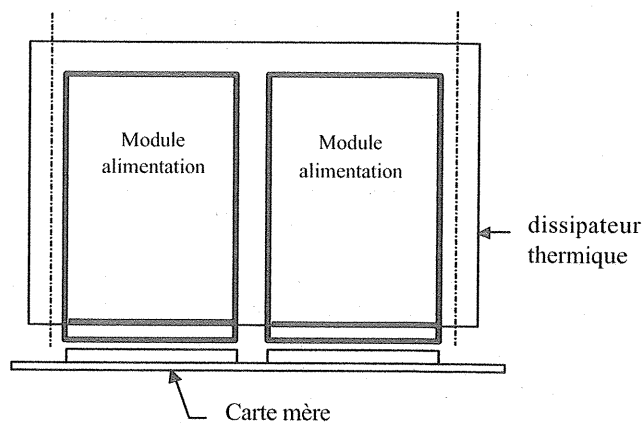


Figure 4 : utilisation des modules

3. CONCEPTION ELECTRIQUE

Les convertisseurs sont de type Forward avec self ramenée au primaire du transformateur. Ils intègrent un clamp actif et un redressement synchrone pour les tensions les plus faibles (inférieures à 10V).

Ces modules sont régulés au moyen d'une boucle à courant moyen. Ils sont synchronisables entre 200 kHz et 250 kHz et parallélisables. Les tensions délivrées sont réglables et télé-régulables.

Ces alimentations ont été développées pour autoriser une forte dynamique de tension d'entrée et répondre aux normes en matière de transitoires sur le réseau disponible. Leur fonctionnement est assuré de 130 V à 430 V redressé et filtré.

Le synoptique générale des modules est donné fig.5.

Sur ce synoptique, on distingue les différents étages de puissance incluant le hacheur, le transformateur, les filtres et le redressement synchrone. Le clamp actif est réalisé référencé au point chaud de la tension d'entrée filtrée, ce qui limite la tension aux bornes du condensateur de clamp et réduit le courant efficace fourni par le condensateur de filtrage. On note que le courant dans l'interrupteur principal est lu au moyen d'un transformateur de courant et que l'alimentation auxiliaire, référencée au primaire du transformateur, est réalisée en deux étapes :

- un régulateur ballast temporisé, qui se charge de l'alimentation des circuits de commande pendant la phase de démarrage,

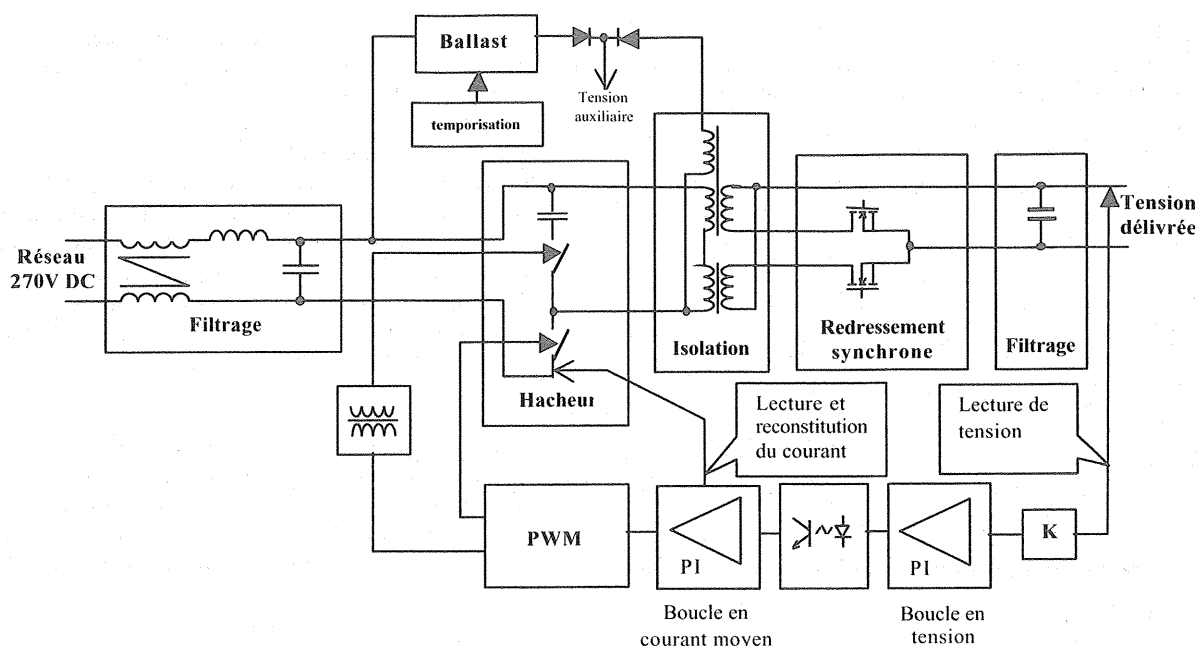


Figure 5 : synoptique général

- une auto-alimentation réalisée à partir d'un enroulement tertiaire du transformateur, qui prend le relais de l'alimentation de démarrage.

La présence de l'alimentation de démarrage est conditionnée par le niveau de la tension d'entrée et la présence d'un ordre marche.

La boucle de tension référencée au secondaire est directement alimentée par la tension délivrée.

Le redressement synchrone auto-commandé intègre un dispositif de limitation de l'excursion des tensions de commande, très faiblement dissipatif.

3.1. Fiche technique

Structure : Forward mono-tension avec clamp actif, redressement synchrone et régulation à courant moyen.

Densité volumique de puissance : supérieure à 3 kW / litre.

Rendement : supérieur à 85 %.

Tension d'entrée : comprise entre 130 V et 430 V continu.

Tensions délivrées : 3,3V/50A (170W)

5V/50A (250W)

20V/20A (400W)

39V/10A (400W)

72V/5,5A (400W)

Ondulation résiduelle : $\pm 2\%$, crête à crête, de la tension délivrée nominale.

Taux de régulation : $\pm 2\%$.

Synchronisation : jusqu'à 250 kHz.

Parallélisable : jusqu'à 5 modules.

Règlable : La tension fournie est réglée de base à $\pm 1\%$ de sa valeur nominale et est ajustable au moyen de résistances externes entre $+20\%$ et -30% de cette valeur suivant les modules.

Télé-régulable

Température de plaque froide : comprise entre -40°C et $+70^\circ\text{C}$ (ce qui garanti des températures de jonctions

inférieures à 0,6 fois les $T_{j\text{max}}$ maximums donnés pour les composants).

Volume : $96 \times 130 \times 8 \text{mm}^3$ pour les versions 3,3V et 5V.

$96 \times 138 \times 8 \text{mm}^3$ pour les autres versions.

4. TECHNOLOGIES MISES EN ŒUVRE

L'aspect général d'un module est donné fig.6.

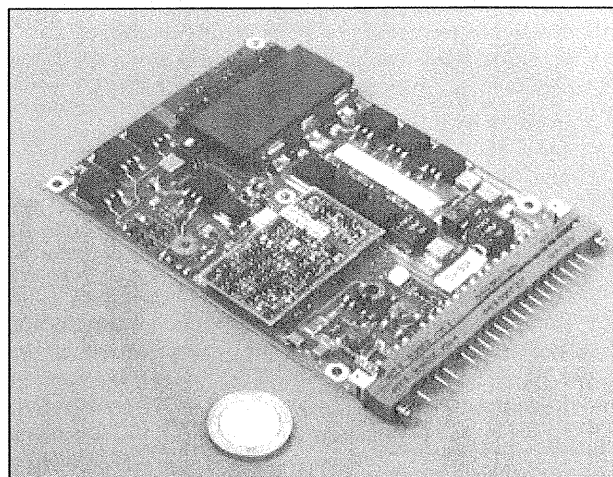


Figure 6 : vue générale d'un module

Les différentes technologies mises en œuvre sont :

- un report des composants de puissance en surface (CMS), sur SMI,
- une connectique spécifique très compacte,
- une électronique de commande sur CI classique,
- un transformateur de type planar,
- des condensateurs céramique très compacts.

4.1. Substrat

Les densités volumique de puissance recherchées et les conditions de refroidissement, nous ont conduit à développer une version de substrat SMI à deux couches de cuivre de 140 µm d'épaisseur (cf. Fig.7), apte à drainer efficacement l'énergie dissipée et à véhiculer de fort courants (jusqu'à 50A pour les modules basse tension). La résistance thermique obtenue est inférieure à 2,5 °C/W.cm².

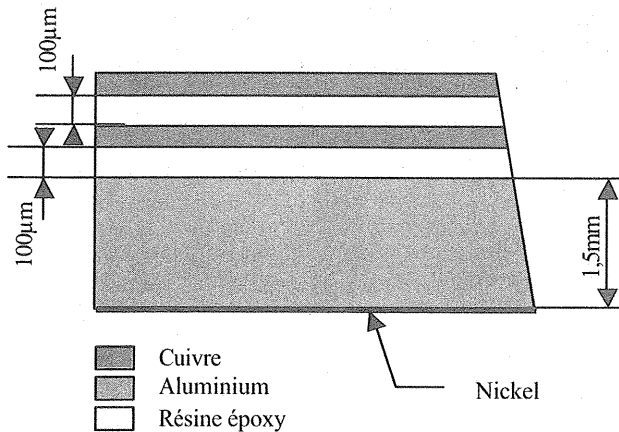


Figure 7 : Constitution d'un circuit SMI

Le SMI est constitué d'un circuit imprimé à deux couches pressé sur un drain en aluminium. Les épaisseurs d'isolant sont composées de plusieurs couches de pré-imprégnés, de façon à garantir la tenue de la norme IEC950. La face inférieure du SMI est protégée par une couche de nickel.

Ce type de SMI est réalisé en utilisant des procédés classiques de fabrication de circuits imprimés. Ce substrat autorise le montage direct sur un dissipateur thermique (transmission de l'énergie dissipée au moyen d'un drain via des glissières thermiques ou avec un radiateur).

Le format retenu pour les modules permet de les utiliser soit seuls, soit en association par 2 ou 4 dans des cartes compatibles du format double Europe.

Les contraintes mécaniques dues aux tolérances sur l'épaisseur du SMI et les contraintes lors du verrouillage, si la carte qui reçoit les modules est refroidie au moyen de glissières thermiques, sont réportées sur la connectique.

4.2. Connectique

La connectique, de très faible encombrement, autorise un débattement transversal de ±0,3 mm, ce qui permet d'absorber les mouvements ou les tolérances sur les empilages de côtes. Les contacts, en lames, sont reportés à plat sur le SMI (et soudés en refusion, en même temps que les composants). La résistance de contact, très faible

(inférieure à 0,5 mΩ), autorise de fortes densités de courant; ainsi chaque contact miniature d'un calibre de vingt ampères, ne dissipe que 10 mW.

4.3. Electronique de commande

Afin d'optimiser les volumes et d'éviter les problèmes de perturbation électromagnétique, les fonctions électroniques de faible puissance telles que l'alimentation de démarrage, les boucles d'asservissement, les sécurités et le PWM, ont été implantées sur un circuit imprimé à très forte intégration, câblé sur ses deux faces en CMS, relié au SMI par l'intermédiaire de barrettes spécifiques.

4.4. Bobinages

Les bobinages, à profils bas, sont reportés à plat. Les transformateurs sont du type planar à très forte intégration.

Ces transformateurs sont constitués de deux circuits magnétiques rectifiés et d'un circuit imprimé rechargé (105 µm de cuivre pour les secondaires) qui comporte 14 couches.

4.5. Filtrages

Les filtrages d'entrée et de sortie utilisent des condensateurs en céramique à haute densité volumique de charge.

5. CONCLUSION

Les alimentations des équipements militaires aéroportés modernes sont de plus en plus souvent réalisés par association de modules standardisés. La présente communication a décrit la façon dont THOMSON-CSF a répondu à ces nouvelles exigences.

Les objectifs recherchés lors du développement de ces modules :

- haute densité (supérieure à 3 kW/litre),
- haut rendement (supérieur à 85 %),
- faibles coûts,
- fiabilité en environnement très contraint (température de "plaque froide" comprise entre -40°C et +70°C, dépression jusqu'à 40 mbars, ...),

ont été atteints.

Ces modules sont en opération sur plusieurs équipements. Une famille de correcteurs de facteur de puissance est en cours de développement. Elle fait appel aux technologies que nous venons de décrire et a été étudiée avec les mêmes soucis de compacité, de rendement, de coût et de fiabilité que ceux qui ont présidé au développement des modules DC / DC.

ELECTRONIQUE EMBARQUEE DANS LES APPLICATIONS MILITAIRES TERRESTRES

L. CARTAILLER, B. SOUESME, Th. FONTENIT
EADS Systems & Defence Electronics
6 av. des Tropiques
BP80
91943 LES ULIS cedex

Marc CHASSILLAN
Giat Industries
13, Route de la minière
78 022 VERSAILLES Cedex

Résumé : La mise en oeuvre de motorisations électriques, en remplacement des systèmes hydrauliques traditionnels, est indispensable pour conférer aux véhicules de combat modernes de réelles capacités de tir en marche. En fonction des caractéristiques de tourelles (chars lourds, véhicules blindés moyens ou légers), différentes architectures sont envisageables.

L'architecture moyenne tension, développée par EADS S&DE et Giat Industries, équipe aujourd'hui plus de 600 chars LECLERC. Elle a démontré sa faisabilité et sa fiabilité. Cette architecture confère au char LECLERC des performances de stabilisation extrêmement élevées.

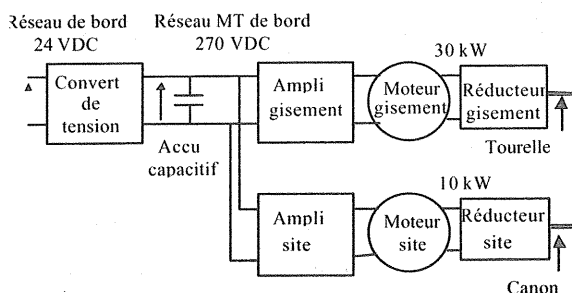
Cette faisabilité a pu être acquise grâce

- aux progrès de l'électronique de puissance liés au développement de composants modernes puissants et fiables
- aux progrès des technologies de stockage d'énergie.
- aux progrès des techniques de contrôle / commande associés au développement de l'électronique digitale.

Cette évolution des équipements électroniques embarqués et leur contribution à la réalisation de systèmes d'armes performants est illustrée ci-après.

1- Architecture du système de pointage électrique du char LECLERC

L'architecture du système de pointage développé pour le char LECLERC est une architecture moyenne tension avec accumulation capacitive



décrite à la figure 1.

Figure 1 : architecture de la motorisation LECLERC

Elle intègre :

- Une génération de puissance comprenant
 - Un convertisseur élévateur.
 - Un accumulateur capacitif
- Une motorisation gisement comprenant
 - Un amplificateur gisement
 - Un moteur gisement
- Une motorisation site comprenant
 - Un amplificateur site

- Un moteur site

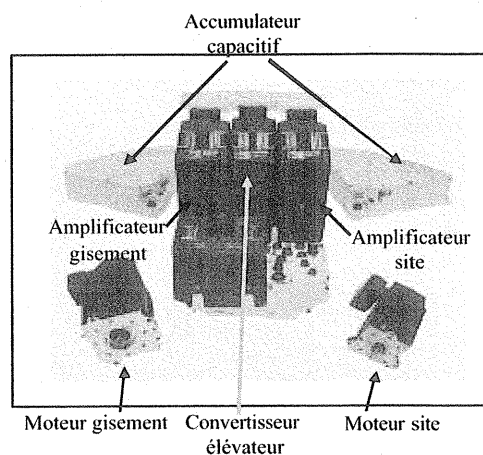


Figure 2 : motorisation de la tourelle LECLERC

Cette architecture permet de doter une tourelle lourde de caractéristiques dynamiques élevées (vitesses et accélérations). La puissance transmise à la tourelle et au canon atteint 40 kW en crête pour une puissance moyenne inférieure à 2 kW.

L'architecture à accumulation capacitive est particulièrement bien adaptée dans la mesure où elle permet de délivrer des puissances impulsionnelles élevées (≥ 40 kW) tout en ne consommant sur le réseau de bord du char que des

puissances moyennes faibles (≤ 5 kW crête et 2 kW moyen)

Les caractéristiques du convertisseur élévateur de tension sont plus particulièrement détaillées ci-après. Cette description permet de mettre en évidence :

- Les contraintes de l'électronique (notamment de puissance) embarquée militaire
- Les solutions proposées
- Les performances obtenues
- Les tendances et évolutions en cours

2- Les contraintes de l'électronique embarquée militaire

2-1 Contraintes climatiques

L'utilisation opérationnelle de ces matériels nécessite une tenue aux contraintes climatiques sévères auxquels sont soumis les véhicules de combat. Ces contraintes sont définies dans les normes MIL-STD-810 (norme internationale) et/ou GAM EG 13 (norme de référence de l'armée française). Un bref rappel des principales contraintes est donné ci-dessous.

Contraintes thermiques

Chaleur sèche

Stockage : $-40^{\circ}\text{C} - +70^{\circ}\text{C}$
Fonctionnement : $-31^{\circ}\text{C} - +64^{\circ}\text{C}$

Chaleur humide : $93\% \text{ à } 40^{\circ}\text{C}$

Pression atmosphérique

Stockage : pression min 570 hPa (compatible du transport aérien en soute non pressurisée)

Fonctionnement : pression min 750 hPa (compatible d'opérations en altitude jusqu'à 2500 m d'altitude)

Etanchéité

Les matériels sont entièrement étanches pour pouvoir subir hors emballage :

- L'exposition à la pluie avec une intensité pouvant atteindre 200 mm / h
- La contamination par les fluides divers présents dans un véhicule de combat (antigel, huiles, graisses, carburants, produits de nettoyage)

Les matériels doivent par ailleurs pouvoir tenir les contraintes liées au givre, à la condensation, au gel et dégel.

2-2 Contraintes mécaniques

Dans toutes ses phases de vie, le matériel est soumis à des contraintes mécaniques fortes. Ces contraintes se manifestent :

Lors des phases de transport (transport en camion, transport ferroviaire, transport aérien)

Lors des phases de manutention (montage, démontage)

Lors des phases opérationnelles (roulage dans des véhicules blindés chenillés ou à roues, tenue au chocs liés aux coups de canons, ...)

Les principales contraintes mécaniques appliquées aux matériels sont les suivantes :

- Vibrations sinusoïdales et / ou aléatoires représentatives des sollicitations en roulage tout terrain et sur route. Ces vibrations peuvent atteindre des amplitudes de 5 g dans des bandes de fréquences comprises entre 5 Hz et 2000 Hz.
- Chocs et secousses mécaniques représentatifs des chutes de manutentions, des accélérations de pilonnement du véhicule, des impacts ferroviaires. Ces chocs et secousses peuvent atteindre des amplitudes de 50g pendant des durées de 6 à 11 ms.

Les matériels doivent être aptes à fonctionner nominalement avec ces niveaux de contraintes.

2-3 Contraintes acoustiques

La gêne acoustique occasionnée par ce type de matériel implanté dans un véhicule de combat ne doit pas excéder 60 dBA à 1000 Hz.

2-4 Contraintes électromagnétiques

Les véhicules de combat moderne sont équipés d'une multitude d'équipements électroniques couvrant une très large gamme de puissance et présentant des susceptibilités diverses aux perturbations électromagnétiques (équipements de puissance, équipements optroniques sensibles, équipements radio, moniteur vidéo, systèmes d'information complexes, équipements de servitude, ...).

Le fonctionnement nominal simultané de tous ces équipements nécessite de respecter scrupuleusement les contraintes de compatibilité électromagnétique définies par la norme GAM EG 13.

Ces contraintes concernent :

Les perturbations conduites et rayonnées sur les câbles d'alimentation et les interfaces de contrôle / commande par les différents équipements. Ces perturbations doivent être réduites au maximum dans la plus large gamme de fréquence possible.

Les niveaux de susceptibilité en dessous desquels le fonctionnement des équipements est garanti sans altération. Ces niveaux doivent être les plus hauts possible.

Perturbations conduites et rayonnées

A titre indicatif, les mesures de perturbations conduites sont effectuées dans la gamme de fréquence 30 Hz à 100 MHz. Les niveaux de perturbations admis sont compris entre 85 dB/ μ A à 30 Hz et 10 dB/ μ A à 100 MHz.

En rayonnement les gammes de fréquence expertisées s'étendent de 30 Hz à 10 GHz.

Susceptibilité électromagnétique

Des essais de susceptibilité électromagnétique permettent de caractériser le comportement de l'équipement lors de sollicitations par conductions ou impulsions électriques.

En rayonnement, les essais permettent de caractériser la tenue de l'équipement aux inductions magnétiques et champs électriques.

2-5 Contraintes électriques

Tenue au réseau

L'alimentation des équipements électriques est réalisée à partir de l'alimentation de bord du véhicule. Cette alimentation est générée par un alternateur ou une génératrice. En mode secours, le réseau est maintenu par des batteries.

La tension nominale de réseau est 28 VDC. Ce réseau est soumis à des variations consécutives aux chutes de tension en ligne et à l'état de charge des batteries.

Les caractéristiques des réseaux de bord dans les véhicules militaires sont décrites dans la norme MIL-STD-1275B. Les variations de la tension réseau sont caractérisées de la manière suivante :

Réseau normal (génératrice + batteries)

Tension permanente : 25 VDC à 30 VDC
Ondulation : 2 V crête à crête
Transitoires réseau : 40 V / 20 ms

18,5 V / 100 ms

Subtransitoires réseau : 250 V / 100 μ s

Réseau anormal (batteries seules)

Tension permanente : 20 VDC à 27 VDC
Ondulation : 2 V crête à crête
Transitoires réseau : 40 V / 20 ms
18,5 V / 100 ms
Subtransitoires réseau : 100 V / 50 μ s

Réseau anormal (génératrice seule)

Tension permanente : 23 VDC à 33 VDC
Ondulation : 7 V crête à crête
Transitoires réseau : 100 V / 50 ms
15 V / 500 ms
Subtransitoires réseau : 250 V / 100 μ s

Transitoire de démarrage du groupe moto-propulseur du véhicule

Lors du démarrage du moteur diesel du véhicule (notamment par grand froid), la tension du réseau peut chuter jusqu'à 6 VDC avec un recouvrement en 1s.

Contraintes d'isolement

L'isolement entre les différents réseaux 28V de bord et le réseau moyenne tension 285 VDC doit respecter les contraintes suivantes :

$\geq 50 \text{ M}\Omega$ sous 500 V pour le réseau 285V / réseaux 28V

$\geq 50 \text{ M}\Omega$ sous 50 V pour le réseau 28V / masse mécanique

Contraintes de rigidité diélectrique

En rigidité diélectrique les équipements doivent être conçus pour tenir les contraintes suivantes :

$\geq 600 \text{ V}$ entre réseaux 28V et masse mécanique

$\geq 1500 \text{ V}$ entre réseau 285V et réseaux 28V

Sécurité des personnels / continuité de masse

Les enveloppes des boîtiers sont reliées à la masse mécanique via des tresses de masse pour respecter les exigences normatives suivantes :

Résistance de continuité de masse :

$\leq 2,5 \text{ m}\Omega$ sous 10 A

2-6 Fiabilité / Durée de vie

Les équipements militaires sont conçus pour des durées de vie opérationnelle de 30 ans. Cette durée de vie est garantie par mise à niveau régulier des équipements. Ces mises à niveau s'effectuent en respectant scrupuleusement la compatibilité

fonctionnelle avec les matériels des tranches de série précédentes.

En terme de fiabilité, les MTBF à atteindre sont définis par des cycles opérationnels en temps de paix et en temps de guerre. Les MTBF atteints sur cycle sont supérieurs à 50 000 heures en temps de paix et 2000 heures en temps de guerre.

3- Le convertisseur élévateur de la motorisation de la tourelle du char LECLERC

3-1 Rôle du convertisseur élévateur C270

Ce convertisseur génère à partir du réseau 28V de bord du char un réseau moyenne tension 285V qui alimente les actionneurs gisement et site.

Ce convertisseur assure par ailleurs l'interface de la motorisation avec le réseau de bord (contraintes réseau de bord, CEM, ...)

3-2 Cahier des charges

Tension d'entrée :

Réseau normal

Tension nominale : 28 V

Tension minimale : 24 V

Tension maximale : 30.3 V

Transitoires de régulation et subtransitoires réseau dans les limites des figures 4 et 6 de la norme MIL-STD-1275 B.

Réseau anormal :

Tension : de 20.3V à 24V et de 30.3V à 32.2V

Transitoires de régulation et subtransitoires réseau dans les limites des figures 5 et 7 de la norme MIL-STD-1275 B.

Tension de sortie :

La tension de sortie du convertisseur est imposée par l'état de charge de l'accumulateur. Pendant les rotations de la tourelle et du canon, l'accumulateur se décharge jusqu'à une tension minimale puis se recharge à la tension nominale du réseau.

Tension nominale : 285 VDC \pm 5 VDC

Plage nominale de fonctionnement :

215 VDC à 290 VDC

Tension maximale de fonctionnement exceptionnellement admissible : 320 VDC

Courant de sortie : réglé à 20 A DC \pm 5%

Le C270 assure un isolement galvanique entre les réseaux 28P et 28S et le réseau 285 VDC.

Fréquence de découpage : 5 kHz

Rendement : ≥ 0.8 à pleine puissance

Le convertisseur étant régulé en courant, la puissance nominale délivrée par le convertisseur sous 285 VDC est de 5700W. Elle varie avec la tension de sortie entre 4300 W (pour une tension

réseau minimale de 215V) et 5800W (pour une tension maximale de 290 V).

3-3 Structure de puissance

Le convertisseur C270 est un convertisseur de courant mono-quadrant. Il est alimenté par le réseau de bord puissance de 28V et fournit le réseau moyenne tension de 285V.

La structure de ce convertisseur est de type push-pull parallèle. Le schéma de puissance est rappelé ci-dessous à la figure 3:

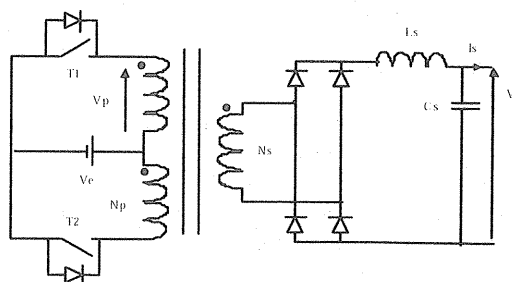


Figure 3 : structure du convertisseur

3-4 Dimensionnement

3-4-1 Dimensionnement du transformateur de puissance

Le transformateur de puissance doit être dimensionné de manière à transmettre une puissance 5700 W sous une tension secondaire de 285V_{DC}, soit un courant secondaire de 20A_{DC}. Le rapport de transformation théorique s'écrit :

$$m = V_{smax} / (2 \alpha_{max} V_{emin})$$

m : rapport de transformation.

α : rapport cyclique de fonctionnement du convertisseur.

Pour calculer le rapport de transformation réel, il faut cependant prendre en compte les éléments suivants :

- chute de tension δV_d des diodes du redresseur.
- chutes de tension δV_T et δV_{jt} dues aux interrupteurs et au collecteur tournant qui distribue l'énergie électrique en tourelle.
- chute de tension résistive due aux enroulements du transformateur.
- influence de l'inductance de fuite du transformateur et de l'inductance de câblage.

L'influence de ces éléments est explicitée ci-dessous.

Chute de tension aux bornes de l'enroulement primaire.

$$V_{(primaire)min} = V_{emin} - \delta V_T - \delta V_{jt}$$

avec $\delta V_{jt} = R_{jt} I_{emoy(max)}$

R_{jt} résistance du joint-tournant
 $I_{emoy(max)}$ courant moyen maximum prélevé au réseau.
 δV_T la chute de tension en direct des interrupteurs de puissance.

Les interrupteurs utilisés sont constitués chacun de deux MOS en parallèle ce qui permet une chute de tension minimale ; la chute de tension à l'état passant s'écrivant :

$$\delta V_T = R_{dsonequiv} I_{emax}$$

avec I_{emax} courant maximal traversant les interrupteurs

$R_{dsonequiv}$ résistance équivalente des MOS à l'état passant

On obtient :

$$V_{primaire(min)} = V_{emin} - R_{dsonequiv}(110^\circ C) * I_{emax} - R_{jt} * I_{emax}$$

Chute de tension des diodes du redresseur.

Chacune des diodes du redresseur introduit une chute de tension de l'ordre de 1,5V. Il en résulte :

$$V_s = V_{secondaire} - 2\delta V_d = 285V$$

$$V_{secondaire} = V_s + 2\delta V_d = 288V$$

Influence de l'inductance de fuite du transformateur et de l'inductance de câblage.

Le transformateur présente une inductance de fuite qui, ajoutée à l'inductance de câblage retarde l'établissement du courant dans le primaire ($(Lf+Lcab)_{max} \sim 300nH$). Ce retard implique une réduction du rapport cyclique réel maximum de fonctionnement. De plus pour éviter, le cas d'une conduction des deux interrupteurs simultanément, des temps morts de 10µs sont programmés. On obtient :

$$\alpha_{max} = 0.45$$

Chute de tension dans le transformateur.

Les enroulements du transformateur présentent une résistance série qui induit une chute de tension. Nous prenons comme hypothèse de base que :

$$V_{secondaire} = 0.96 m V_{primaire} \text{ pour } I_s = I_{smax}$$

De tous ces éléments, il en résulte :

$$V_{SMAX} + 2 \delta V_D = M^* 0.96 * \alpha_{MAX} * 2 * \{V_E - \delta V_T - \delta V_{JT}\} \quad (1)$$

Il en résulte un rapport de transformation k de 15,33.

Compte tenu de :

- une ondulation de courant de +/-2A au secondaire
- un courant magnétisant de 10A

On obtient un courant primaire maximal I_{max} de 350A. D'où,

$$\delta V_T = 3.5e-3 * 350 \approx 1,2 V$$

$$\delta V_{jt} = 7e-3 * 300 \approx 2.1 V$$

A partir de la formule (1), le C270 est apte à fournir 285V_{DC} en sortie tant que V_e sera supérieure à 24V.

Pour $V_{e(normal)(min)} = 20.5V$, les caractéristiques sont dégradées mais permettent encore d'obtenir une tension de sortie de 225V_{DC} pour $I_s = 20A_{DC}$.

Le transformateur est réalisé sur un pot ferrite en matériau N27.

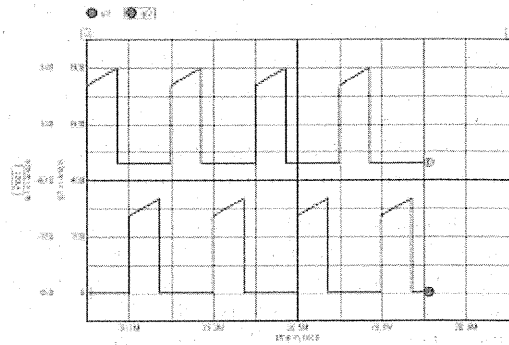


Figure 4 : Courants dans les primaires du transformateur – Simulations SPICE

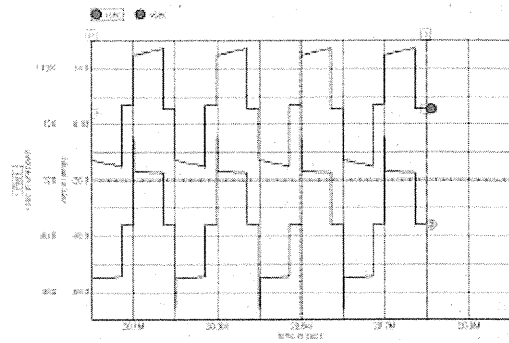


Figure 5 : Courant dans le secondaire et tension aux bornes du secondaire - Simulations SPICE

3-4-2- Dimensionnement des composants de puissance

Contraintes sur les interrupteurs :

- $I_{tmax} = I_{primairemax} = m (I_s + \delta I_s) + I_{mag} = 350A$
- $I_{tmoymax} = \alpha_{max} m I_{smax} + I_{mag} = 165A$
- $V_{tmax} = 2 V_{emax} = 64.4V$ (sans surtensions)
- En l'absence de circuit d'aide à la commutation, les inductances de câblage et de fuite du transformateur induisent des surtensions aux bornes des interrupteurs lors de leur blocage de l'ordre de 242V.

$$V_{tmax} = V_e + (Lf + Lcab) \frac{di}{dt} = 242V$$

avec $L_{cab} + L_f \approx 300nF$
 $I_{max} \approx 350A$
 $dt = T_{off} \approx 500ns$

Pour des convertisseurs alimentés sur un réseau basse tension 24V, les interrupteurs de puissance les mieux adaptés sont les MOSFET. Ces interrupteurs présentent par rapport aux transistors bipolaires une grande simplicité de commande et permettent d'optimiser la puissance consommée par la commande rapprochée des interrupteurs.

Comparés aux IGBT, pour des applications basse-tension, les MOSFET présentent des pertes en conduction et en commutation plus faibles. Les IGBT sont plus dédiés aux applications « moyenne tension ». Ces composants sont utilisés par exemple dans les amplificateurs site et gisement de la même motorisation.

Les modules MOSFET du commerce sont disponibles dans les calibres 100V et 200V. Dans le cadre de cette application, pour laquelle les contraintes de variations de réseau sont importantes, le calibre 200V est nécessaire. Par ailleurs, l'utilisation d'un circuit d'aide à la commutation est indispensable pour limiter les surtensions aux bornes des interrupteurs lors des commutations au blocage. Les MOS retenus présentent les caractéristiques principales suivantes :

- Vdsmax	200V
- Ids permanent max	450A
- Rdsmax@25°C	4.3 mΩ
- Rdsmax@80°C	6 mΩ
- Rdsmax@110°C	7 mΩ

La fonction interrupteur est réalisée par mise en parallèle de 2 modules présentant les caractéristiques données ci-dessus. Cette solution correspond au meilleur compromis entre performance et coût.

3-4-3- Dimensionnement du circuit d'aide à la commutation

Les inductances de câblage et l'inductance de fuite du transformateur induisent des surtensions aux bornes des interrupteurs lors de leurs blocages.

L'énergie stockée dans l'inductance parasite et les inductances de câblage de la structure de puissance représente à 5 kHz une puissance de 185 W.

Compte tenu des exigences de rendement, le circuit d'aide à la commutation utilisé est un circuit récupératif (voir figure 6)

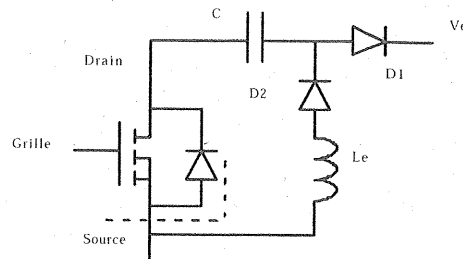


Figure 6 : circuit d'aide à la commutation récupératif

Pour travailler avec des composants MOS de calibre 200V en respectant des taux de charge de l'ordre de 70%, la tension maximale aux bornes de l'interrupteur doit être limitée à 140V

Le dimensionnement de ce circuit s'opère de la façon suivante :

Dimensionnement de C.

$$V_c = \sqrt{V_p^2 + I_0^2 \left(\frac{L_f}{C} \right)}$$

- Vc est la surtension aux bornes du condensateur.
- I0 est le courant circulant dans le primaire du transformateur au moment du blocage.

Pour limiter la tension maximale à 140V aux bornes des interrupteurs, Vcmax est choisie égale à 100V.

- I0 est le courant circulant dans le primaire du transformateur au moment du blocage.

On obtient :

$$C = \frac{I_0^2 \cdot L_f}{V_c^2 - V_p^2} = 3.8 \mu F$$

avec $L_f = 300nF$
 $I_0 = 350A$
 $V_p = V_{pmin} = 20.5V$

Le courant maximal traversant le condensateur est de 350A.

Dimensionnement de L.

L'inversion de la polarité du condensateur C doit pouvoir être faite pendant le temps de conduction de l'interrupteur. Le rapport cyclique minimal de fonctionnement induit un temps de conduction des interrupteurs de 18μs.

$$T_{inv} = \pi \sqrt{LC}$$

Avec des condensateurs de 6.6μF et des selfs de 2μH, on obtient un temps d'inversion de 11.4μs.

Le courant maximal traversant l'inductance est de 135A

$$I_{l\max} = (V_c - V_{p\min}) \sqrt{\frac{C}{L_f + L}} = 135A$$

Les inductances de câblage et de fuite du transformateur nous contraignent à choisir des diodes surdimensionnées en tension supportant des courants directs de l'ordre de 350A.

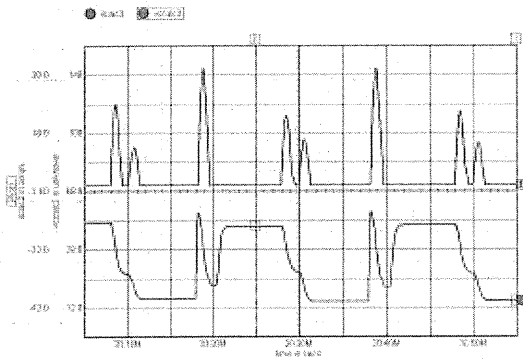


Figure 7 : courant et tension sur le condensateur du CALC - Simulations SPICE

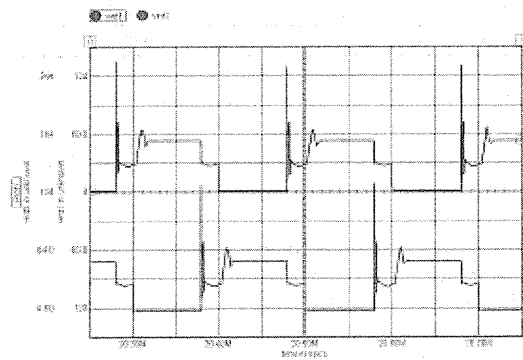


Figure 8 : tension aux bornes des interrupteurs de puissance - Simulations SPICE

De plus, pour limiter l'influence des inductances de câblage (inductances internes au boîtier et inductances de câblage des circuits d'aide à la commutation, six diodes de protection « transil » en série sont montées en parallèle sur les interrupteurs de façon à limiter les surtensions à leurs bornes autour de 150V.

3-4-4- Dimensionnement du redresseur

Les contraintes appliquées sur les diodes du redresseur sont les suivantes :

- tension inverse maximum par diode :
 $m V_{(primaire)\max} = 494 V.$
- courant maximum par diode :
 $(I_s + \delta I_s) = 22A$
- courant moyen par diode :
 $\alpha_{\max} (I_s + \delta I_s) = 10.4 A$

En tenant compte des surtensions appliquées au bornes du secondaire du transformateur, les diodes choisies sont des diodes de calibre 1000 V ultra rapides.

3-4-5-Dimensionnement du filtre d'entrée

Le filtre d'entrée est constitué

- de filtres de traversée en pi qui assurent le filtrage en mode commun sur chacune des liaisons d'alimentation
- D'un filtre LC de mode différentiel
- D'un circuit de protection contre les sub-transitoires réseau comprenant des diodes transils et des condensateurs de filtrage.

Les filtres de mode commun se présentent sous la forme suivante (Figure n° 9) :

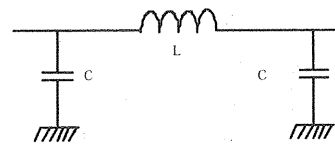


Figure 9 : filtre de mode commun

Le filtrage en mode différentiel est représenté (Figure 10) :

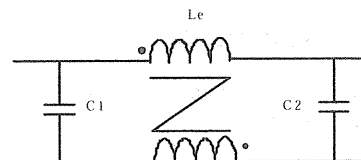


Figure 10: filtrage de mode différentiel

Les condensateurs C1 et C2 sont des condensateurs électrochimiques de valeurs respectives 10 000 μF / 63V et 47 000 μF / 63V. L'inductance est une inductance couplée 2x2 μH - 300 A.

Le circuit de protection contre les sub-transitoires réseau intègre :

- 4 diodes transils réalisant l'écrêtage des sub-transitoires réseau à une tension inférieure à 50V
- 2 condensateurs film plastique.

Ce circuit est implanté sur un circuit intégré monté directement sur le filtre d'entrée.

3-4-6- Dimensionnement du filtre de sortie

Le filtre de sortie est une cellule du type LC permettant une limitation de l'ondulation du

courant de sortie et une limitation de l'ondulation de la tension de sortie. Le schéma de ce filtre est donné ci-après en figure 11.

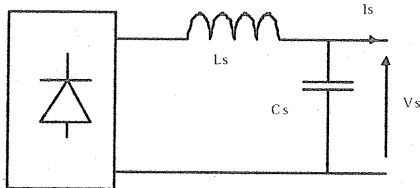


Figure 11 : filtrage de sortie

Les paramètres dimensionnant sont les suivants :

- une ondulation du courant de sortie $\Delta I_s = 4A (+/-2A)$.
- une ondulation de la tension de sortie $\Delta V_s = 0,2V_{cc} (+/- 0,1V)$.

Le dimensionnement s'opère de la façon suivante :

$$\Delta I_{smax} = m.V_{emax} / 8.L.f$$

$$\Delta V_{smax} = I_{ceffmax} / (\omega \times C)$$

avec $V_{smax} = 285V$

$$f = 2 * 5000 \text{ Hz} = 10 \text{ kHz}$$

$$I_{ceffmax} = \Delta I_{smax} / \sqrt{3} = 1.15 \text{ Aeff}$$

d'où

$$L = m.V_{emax} / (8.f.\Delta I_{smax}) = 1.5 \text{ mH}$$

$$C = I_{ceffmax} / (\pi f \Delta V_{smax}) = 190 \mu\text{F}$$

3-5 Contrôle / commande

Le contrôle/commande du convertisseur est constitué de :

- Une carte de commande rapprochée générant les signaux de commande des interrupteurs de puissance et réalisant les étages drivers des grilles des transistors MOSFET
- Une carte de régulation du courant de sortie intégrant un capteur de courant à effet hall.

Le convertisseur fonctionne en logique tout ou rien. Il délivre un courant régulé à $20 \text{ A} \pm 1\%$ destiné à la charge d'un accumulateur capacitif à la tension nominale de 285 Vdc.

Pour répondre aux contraintes d'environnement décrites au paragraphe 2, les fonctions électroniques sont réalisées à partir de composants discrets et/ou de circuits intégrés spécifiques de la gamme industrielle ou militaire.

4- Résultats

4-1- Rendement

Le rendement du convertisseur à pleine puissance est compris entre 82 % et 88% . Le détail des pertes dans le convertisseur est donné dans le tableau ci-dessous.

Point de fonctionnement	$V_s = 285V$ $I_s = 20A$ $V_e = 28V$	
Rapport cyclique	0.41	
Pertes par MOS	Pcond	70
	Pon	1.6
	Poff	14
	Ptotale	86
Pertes MOS	334	
Pertes diodes	60	
Pertes transfo	190	
Pertes Le, Ls	80	
Pertes diverses (CALC, Condensateur, barres)	100	
Pertes totales	774	
Puissance de sortie	5700	
Puissance d'entrée	6474	
Rendement	88%	

4-2- Caractéristiques physique / masse

Les caractéristiques physiques du convertisseur sont les suivantes :

Hauteur : 450 mm
Largueur : 300 mm
Epaisseur : 160 mm

Masse : 35 kg

5- Conclusion

Produite en série à plus de 600 exemplaires, la motorisation électrique de la tourelle du char LECLERC est un produit éprouvé dont les performances sont fondamentalement supérieures à celles d'une motorisation hydraulique traditionnelle. Ceci est vrai en termes de sécurité, de maintenabilité et de fiabilité.

En constante modernisation, ce produit intègre aujourd'hui des composants modernes (IGBT, MOS de puissance en modules).

Les tendances dans l'avenir sur ces produits électroniques embarqués sont les suivantes :

- Intégration plus poussée de l'électronique de contrôle/commande dans des composants numériques de type FPGA, POWER PC.

- Rationalisation du standard de communication en direction du bus CAN
- Optimisation des caractéristiques électromagnétiques pour répondre à des normes CEM de plus en plus sévères.
- Rationalisation de la conception pour améliorer la modularité des convertisseurs et en minimiser le coût de possession (Amélioration des temps de détection et localisation de pannes, minimisation des rechanges, réduction des temps de montage/démontage).

Bibliographie

- 1- « Dispositif pour commander au moins un moteur électrique d'asservissement avec une puissance élevée à partir d'un réseau basse-tension, en particulier pour la motorisation d'une tourelle embarquée sur un char de combat » - Brevet n° 88 06 161 du 06/05/1988 – Giat Industries / CSEE DEFENSE
- 2- « Accumulateur d'énergie électrique de type capacitif de grande capacité » - Brevet n° 88 06 162 du 06/05/1988 - Giat Industries / CSEE DEFENSE
- 3- Les moteurs de tourelle sont en pointe – SCIENCE ET DEFENSE 96 – Nouvelles avancées scientifiques et techniques – Jean-Marc MASENELLI, Alain FALIPOU – pp. 237 - 249

ALIMENTATION DES APPAREILS ELECTRONIQUES

Jean-Claude GUIGNARD Michel GUILLET Patrice DELANCHY

LINA Laboratoire d'Instrumentation Numérique et Analogique
IUT 4, B^d Lavoisier, BP 42 018, 49 016 ANGERS
Jean-Claude.Guignard@univ-angers.fr

Résumé :

Cette présentation concerne principalement les alimentations qui fournissent une tension continue à une charge électronique, électrochimique (charge des batteries) ou électromécanique (moteur à courant continu). L'évolution au cours des 30 dernières années est présentée pour chacune des principales fonctions assurées par l'alimentation : la fourniture de l'énergie à la charge, la sécurité électrique, la compatibilité électromagnétique et la communication avec l'extérieur.

Introduction

Jusqu'à la fin des années 60 les alimentations étaient, pour la plupart, réalisées à partir d'un transformateur BF (50 ou 60 Hz) suivi d'un redressement avec filtrage capacitif (convertisseur AC/DC) et d'un régulateur série. Le rendement est alors compris entre 30 et 50 % et dépend de la plage de variation de la tension du réseau et de la tenue aux microcoupures secteur. Les premiers convertisseurs à découpage avaient été réalisés à partir de vibreurs électromécaniques peu performants en puissance commutée, fréquence et durée de vie. Ils étaient utilisés dans les alimentations embarquées et dans les régulateurs de charge des batteries automobiles.

Au début des années 70 apparaissent les alimentations à découpage à semi-conducteurs : la tension fournie par le transformateur BF connecté au réseau est redressée et filtrée puis régulée par un découpage haute fréquence (5 à 30 kHz). Le rendement est amélioré (60 à 80 %) et ne dépend pratiquement plus de la plage de variation de la tension du réseau. Aussi le transformateur BF diminue-t-il de volume et la tenue aux microcoupures est-elle améliorée.

A la fin des années 70, le développement des transistors bipolaires HT a permis de découper directement la tension réseau redressée (300 VDC) permettant ainsi de déplacer le transformateur de l'entrée du réseau vers le découpage ; sa fréquence de travail étant élevée, son volume diminue énormément. Le rendement se situe entre 70 et 90 %.

L'étude et le développement des alimentations sont alors devenus une spécialité de l'électronique :

- découpage HT non isolé du réseau dangereux à contrôler et à observer ;
- exigence de conformité aux normes de sécurité électrique des différents pays ;
- respect des normes de CEM (Compatibilité Electromagnétique) ;

- maintenance dangereuse et délicate.

La fin des années 80 voit l'apparition des convertisseurs DC/DC à résonance qui permettent d'augmenter la fréquence de découpage et de réduire les pertes dans les semi-conducteurs. Cependant, les contraintes sur les semi-conducteurs sont plus importantes et parfois la commande est assez complexe.

A partir des années 80, la diffusion très rapide, d'appareils munis d'un convertisseur AC/DC dont le courant d'entrée n'est pas sinusoïdal a entraîné une pollution harmonique croissante des réseaux de distribution d'énergie. La solution consiste alors à munir les alimentations d'un CFP (Correcteur de Facteur de Puissance).

A présent, l'alimentation doit évoluer pour s'adapter aux nouvelles exigences des charges, en particulier la réduction de la tension et la haute disponibilité. Les gains de poids, de volume, de rendement et de coût restent la priorité ainsi que l'aptitude à communiquer avec l'extérieur.

Optimisation des caractéristiques

Une alimentation doit répondre à différents objectifs souvent contradictoires, par exemple : un faible coût, un bon rendement avec un poids et un volume minimum, etc. L'optimisation de chacune de ces caractéristiques mène à des solutions techniques très variées :

- la réduction du poids et du volume conduit à découper à fréquence élevée, à utiliser des CMS (Composants Montés en Surface) et à refroidir l'ensemble par convection forcée.
- Pour optimiser le coût il faut adapter la conception aux quantités à produire. Par exemple, une fabrication en petit et en grande quantité ne peut être compétitive que si le montage et les tests sont automatisés (montage tout CMS, ICT

(In Circuit Test) et test fonctionnels automatiques, etc.).

- Pour obtenir une fiabilité maximum, il faut minimiser le nombre de composants et les utiliser assez loin de leurs limites spécifiées. Il est aussi possible d'utiliser des composants fiabilisés. Les conditions d'environnement ont aussi une importance capitale sur la fiabilité, en particulier la température
- Pour garantir un maximum de disponibilité l'alimentation doit comporter des sous-ensembles redondants.
- Une alimentation robuste impose l'utilisation de protections surtout en entrée et en sortie.
- Le rendement dépend du choix de la structure du découpage et des composants.
- Lorsqu'une alimentation doit communiquer, elle est contrôlée et commandée à partir d'un microcontrôleur.

Comme le montrent ces exemples, l'étude d'une alimentation pour une application donnée oblige à faire de nombreux compromis entre des exigences très souvent contradictoires.

I – Fourniture de l'énergie à la charge

1. Convertisseur alternatif – continu

La tension fournie doit être indépendante des conditions de fonctionnement : une régulation amont compense les variations de tension de la source (secteur, batterie, etc.) et une régulation aval garantit que les variations de charge telles que les changements de configuration, de mode de fonctionnement (mise en veille, changement de vitesse d'horloge, etc.) n'induisent pas de variations de tension inacceptables.

1.1. Convertisseur AC/DC classique

Placé au secondaire d'un transformateur 50 Hz ou directement sur l'entrée du réseau, le redresseur est de type pont de GRAETZ mono ou triphasé, sa sortie est filtrée par un condensateur chimique aluminium qui participe aussi à la tenue aux microcoupures. Par une commutation simple, ce pont redresseur peut être transformé en un doubleur de tension ce qui permet d'obtenir une alimentation bitension Europe /Amérique du Nord.

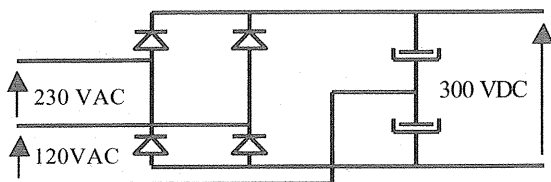


Figure 1 : convertisseur AC/DC bitension

Le convertisseur AC/DC à pont de GRAETZ et filtrage capacitif introduit une distorsion assez importante du courant d'entrée qui est riche en harmoniques impairs du réseau. Seule la composante fondamentale du

courant transporte la puissance active, elle est pratiquement en phase avec la tension ($\cos\phi_1 \approx 1$). Les harmoniques représentent une puissance déformante et abaissent le facteur de puissance à une valeur variant entre 0,55 et 0,7 [1], [2], [3] en fonction de différents paramètres comme l'impédance du réseau, la puissance de la charge, etc. A travers l'impédance interne du réseau, cette distorsion du courant entraîne localement une distorsion de la tension qui peut induire des dysfonctionnements dans les appareils.

La multiplication des appareils faisant appel à un convertisseur AC/DC et surtout le fait que certains fonctionnent simultanément sur de longues périodes (téléviseurs, ordinateurs, chargeurs, etc.) a contribué à augmenter sensiblement la distorsion de la tension du réseau depuis les quinze dernières années.

Pour limiter cette distorsion, une norme de CEM a été introduite (voir § III-1) ce qui oblige à modifier le schéma du convertisseur AC/DC pour introduire un CFP (Correcteur de Facteur de Puissance) [2].

1.2. Convertisseur AC/DC avec CFP

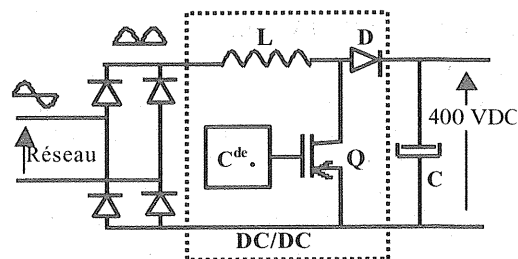


Figure 2 : convertisseur AC/DC de type CFP.

Le principe consiste à interposer, entre le pont redresseur à diodes et le condensateur de filtrage du convertisseur AC/DC classique, un convertisseur DC/DC le plus souvent de type élévateur. La commande de ce dernier utilise la tension demi-sinusoidale du réseau redressé comme consigne pour commander le courant d'entrée qui devient ainsi sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau, ainsi, le facteur de puissance est proche de l'unité, comme si la charge "vue" par le réseau était purement résistive.

2. Convertisseurs DC/DC non isolés

Ils peuvent être utilisés après un transformateur d'isolement ou en post-régulateur d'un autre convertisseur DC/DC à découpage isolé (§ 3), l'objectif étant de fournir des tensions auxiliaires.

2.1. Convertisseurs à capacités commutées

Ce type de convertisseur convient pour les faibles puissances. Différents schémas permettent de réaliser des inverseurs de tension, des doubleurs ou des multiplieurs de tension.

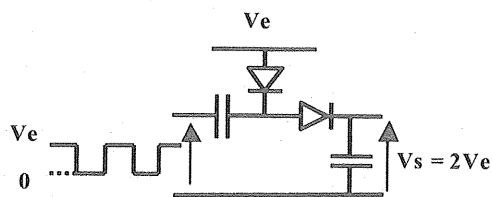


Figure 3 : doubleur de tension à capacités commutées

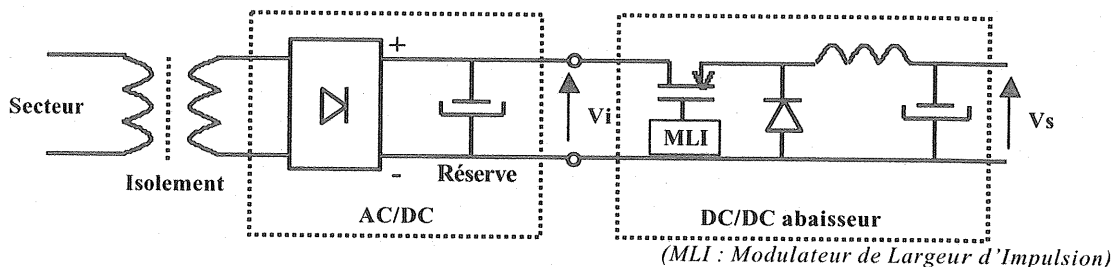


Figure 4 : alimentation à tension intermédiaire isolée avec régulateur abaisseur à découpage

D'autres schémas comme le Cùk et le SEPIC utilisent plusieurs inductances et condensateurs

3. Convertisseurs DC/DC isolés

A la fin des années 70, le développement du transistor bipolaire HT (400 V) a permis de découper la tension réseau redressée (découpage primaire) de 300 VDC. L'isolement est alors assuré par le transformateur de découpage beaucoup plus petit que son équivalent 50 Hz car fonctionnant à quelques dizaines de kHz. Pour que les pertes ne soient pas trop élevées, le circuit magnétique est à base de ferrite au lieu de fer-silicium pour les transformateurs BF.

A cause des difficultés que pose la mise en oeuvre des composants HT, en particulier les semi-conducteurs de puissance, l'alimentation devient alors affaire de spécialiste, surtout que ce type de régulateur introduit de nouveaux problèmes de sécurité électrique et de CEM. En revanche, les apports de cette nouvelle technique sont considérables, en particulier l'énorme réduction de poids, de volume et de coût, ainsi que la sensible amélioration du rendement et de la tenue aux microcoupures. Il existe plusieurs familles de convertisseurs isolés.

3.1. Convertisseurs asymétriques

Le *flyback* a le schéma le plus simple, sa puissance est en général limitée à 250 W.

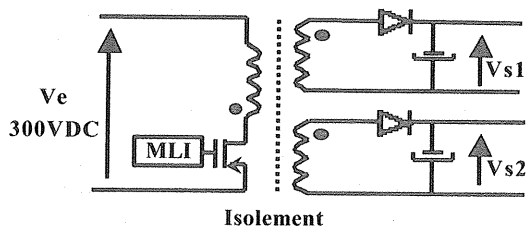


Figure 5 : convertisseur flyback à deux sorties

2.2. Convertisseurs à inductance

Il existe trois principes de base : abaisseur, élévateur et inverseur ; leur rendement est bon et le principe simple. Les constructeurs ont développé de très nombreux circuits de commande pour ce type de régulateur. Au cours des années 70, ces montages, en particulier l'abaisseur, ont été très utilisés en aval d'un transformateur 50 Hz qui fournit une BT intermédiaire isolée.

Un peu plus complexe, le convertisseur *forward* est le plus souvent réservé aux puissances comprises entre 200 W et 1 kW.

3.2. Convertisseurs symétriques

De type *push-pull*, demi-pont et pont en "H", ils sont en principe réservés aux puissances élevées surtout le pont en H qui peut atteindre plusieurs kW.

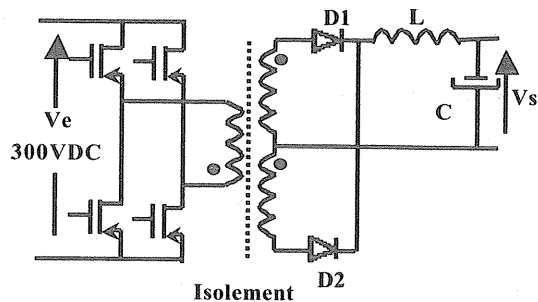


Figure 6 : exemple de pont en "H" à 4 transistors MOSFET

3.3. Convertisseurs à résonance

Il en existe de très nombreux types : ZVS (Zero Voltage Switch), ZCS (Zero Current Switch), MRC (Multi Resonant Converter) et quasi-résonnant. Le choix est fait en fonction de la source et de la charge. Au prix d'une augmentation de tension ou de courant dans les interrupteurs, ils permettent de réduire les pertes à cause de la commutation à tension ou courant nul et d'augmenter la fréquence de découpage. Sauf pour les convertisseurs quasi-résonnants, ils fonctionnent le plus souvent à fréquence variable commandée par des circuits spécifiques à base d'un VCO (Voltage Control Oscillator).

4. Commande – Régulation

4.1. Régulation série

Quasi universellement utilisé avant les années 70, ce type de régulation est à présent réservé aux post-régulateurs à faible courant (< 1 A). Il en existe de très nombreux types :

- tension fixe ou ajustable ;
- tension positive ou négative ;
- chute de tension normale ou faible chute LDO (Low Drop Out) ;
- boîtiers de différentes puissances : traversant ou CMS.

4.2. Régulateurs à découpage

Il existe de nombreux principes de contrôle / commande des régulateurs à découpage :

- VMC (Voltage Mode Control) asservissement mode tension (ex. SG3524). Il a surtout été utilisé des années 70 à 90.
- CMC (Current Mode Control) asservissement mode courant (ex. UC3842). Apparue au milieu des années 80, il est actuellement très utilisé.
- Circuits de commande de convertisseurs à résonance.
- Commande des CFP : mode courant discontinu jusqu'à 200 W et mode continu au-delà.
- Circuits spécifiques pour chargeurs de batteries.
- Circuits spécifiques pour commander les moteurs à courant continu.

5. Evolutions de la fourniture d'énergie

Le niveau d'intégration toujours plus poussé et la vitesse de plus en plus élevée des processeurs conduisent à une augmentation de leur puissance unitaire et à une réduction de leur tension d'alimentation de 5 V vers moins de 1,5 V.

Ces évolutions conduisent à un accroissement considérable du courant (jusqu'à quelques dizaines d'ampères) que doit fournir l'alimentation.

De plus en plus d'équipements requièrent une haute disponibilité, il est évident que l'alimentation a un rôle prépondérant, elle doit donc être conçue en conséquence avec les redondances nécessaires pour les sources d'énergie et le matériel.

5.1. Alimentation répartie

Pour limiter la chute de tension dans les conducteurs d'alimentation des puces, il faut rapprocher physiquement le convertisseur le plus possible de sa charge. Pour cela, une basse tension intermédiaire (comprise entre 5 et 50 V) est distribuée dans l'équipement, elle alimente des convertisseurs abaisseurs qui fournissent localement le courant consommé par les circuits. Le courant étant élevé (dizaines d'ampères), ces convertisseurs sont parfois de type multiphasés ou comportent un transformateur abaisseur.

5.2. Redressement synchrone

La réduction de la tension entraîne une baisse du rendement des convertisseurs car la chute de tension aux bornes des diodes de redressement devient de moins en moins négligeable. Pour que ce rendement demeure acceptable, il faut réduire cette chute : les diodes rapides ont été remplacées par des diodes schottky puis par des diodes ORing. Actuellement, les plus faibles chutes sont obtenues à partir de MOSFET à très faible $R_{DS(on)}$ (par exemple les FETKY de IR), commandés par des circuits spécifiquement développés.

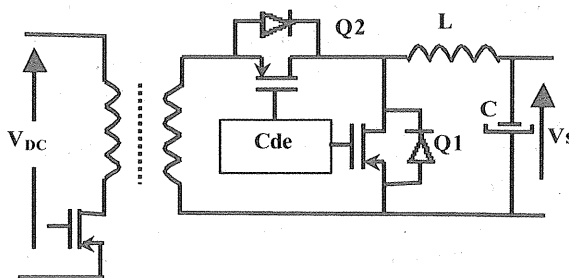


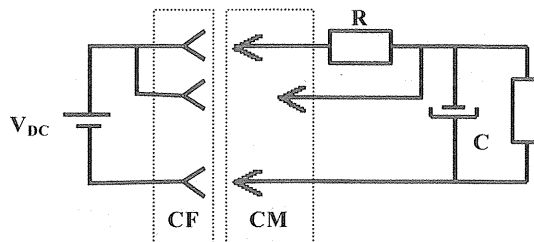
Figure 7 : principe du redressement synchrone

5.3. Hot – swap

Pour respecter les exigences de disponibilité de certains équipements, il peut être nécessaire d'introduire des redondances au niveau du système d'alimentation avec diagnostic de panne et remplacement sous tension (Hot – swap).

La mise en parallèle de convertisseurs impose un équilibrage du courant qui peut être réalisé à partir de signaux de commande spécifiques.

Pour connecter ces convertisseurs sous tension, il faut précharger les condensateurs de découplage des tensions de sortie et d'entrée. Pour cela, de nouveaux composants ont été développés : connecteurs avec contacts de précharge avancés, circuits de commande et composants passifs spécifiques.



CF : connecteur femelle
CM : connecteur mâle avec contacts de précharge avancés
R : résistance de précharge

Figure 8 : principe du hot-swap avec précharge

6. Interrupteurs semi-conducteurs

6.1. Type transistor

6.1.1. Bipolaire HT

C'est le premier apparu (fin des années 70), il a été perfectionné au milieu des années 80 par les versions plus rapides et surtout plus robustes dites à émetteur creux, émetteur perforé, ETD (Easy To Drive), SIRET, etc.

6.1.2. MOSFET

Plus rapide (pas de storage time t_s) et avec une commande plus économique, il a progressivement remplacé le transistor bipolaire dans beaucoup de convertisseurs. Pour les MOSFET de tension élevée (> 400 V), la résistance $R_{DS(on)}$ à l'état passant a une valeur élevée. Cet inconvénient a constitué son principal handicap jusqu'à ce qu'il soit vaincu fin des années 90 par l'apparition des *Cool MOS* de Infineon.

6.1.3. IGBT

Apparu au milieu des années 80, sa conduction est de type bipolaire et sa commande de type MOS. Certains sont optimisés pour avoir une faible chute de tension à l'état passant mais ils sont lents et ne peuvent pas être utilisés dans les convertisseurs à découpage. D'autres, beaucoup plus rapides, permettent d'atteindre des fréquences de découpage de l'ordre de 100 kHz mais ils ont une chute de tension un peu plus importante. Au-dessus de 400 V, la densité de courant dans la puce d'un IGBT est sensiblement plus élevée que dans celle d'un MOSFET : à courant égal, la surface de puce est sensiblement réduite et son coût plus faible.

À la fin des années 90 sont apparus les IGBT de type NPT (Non Punch Through) qui présentent de nombreux avantages : vitesse de commutation augmentée, faibles pertes en commutation (queue de courant très réduite), chute de tension assez faible (1 à 3 V), mise en parallèle facilitée par un coefficient de température légèrement positif

L'IGBT est aujourd'hui un interrupteur rapide, commandable simplement, qui permet d'atteindre des puissances commutées très élevées.

6.2. Type thyristor

6.2.1. Thyristor SCR (Silicon Controlled Rectifier)

Ce composant est surtout utilisé pour les puissances extrêmement élevées.

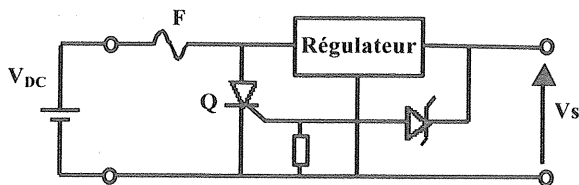


Figure 9 : principe du circuit crow-bar

Dans les alimentations il sert parfois à protéger les sorties contre les surtensions (circuits crow-bar). Déclenché par une surtension accidentelle, le thyristor provoque un court-circuit qui fait fondre le fusible de l'alimentation : la surtension est ainsi transformée en surintensité par le thyristor.

6.2.2. Autres semi-conducteurs de type thyristor

Ils sont assez peu utilisés dans les alimentations, leur principal domaine d'application est en général réservé aux puissances élevées. Cette famille de composants comprend principalement : le GTO (Gate Turn Off) et le MCT (MOS Controlled Thyristor) qui est apparu mi-années 90.

6.2.3. Triac

Il s'agit d'un interrupteur bidirectionnel à commande unique. Dans les alimentations, les triacs sont utilisés pour commander le secteur. Au cours des années 80, des triacs à commande de gate sensible sont apparus ainsi que d'autres, dits snubberless, plus robustes en fonctionnement transitoire.

7. Technologie d'assemblage

Comme la plupart des sous-ensembles électroniques, l'alimentation fait de plus en plus appel à des composants CMS (Composants Montés en Surface). Si les petits convertisseurs peuvent être entièrement réalisés avec des composants CMS, la présence de composants de puissance (transformateurs, inductances, dissipateurs, etc.) empêche le passage au tout CMS pour les alimentations les plus puissantes.

Le montage des composants semi-conducteurs de puissance en boîtier CMS sur SMI (Substrat Métallique Isolé) permet d'obtenir d'excellents niveaux d'intégration tout en conservant de bonnes performances en dissipation thermique.

II – Sécurité électrique

La libre circulation des appareils électriques au sein de l'Europe communautaire impose leur marquage CE. Pour cela, ils doivent respecter les exigences des directives européennes, en particulier la DBT (Directive Basse Tension) qui a trait à la sécurité électrique des équipements.

L'alimentation est principalement concernée par l'isolement primaire – secondaire et primaire – terre qui est spécifié par des normes comme : CEI1010 (EN61010) pour les appareils de mesure et CEI950 (EN60950) pour les ATI (Appareils de Traitement de l'Information).

1. Isolement du réseau

Cet isolement doit être conçu pour résister aux impulsions de forte amplitude par exemple celles générées par la foudre.

La tenue en tension est de l'ordre de quelques kV (en général de 2 à 6), elle est fonction de la classe

de l'appareil (classe I simple isolement, classe II double isolement) et de la norme. La réalisation de ces isolements désignés par principal, renforcé et supplémentaire est spécifiée par les normes ainsi que les distances dans l'air et les lignes de fuite (quelques mm) qui peuvent aussi faire intervenir des conditions d'environnement liées au milieu (poussière, humidité, etc.).

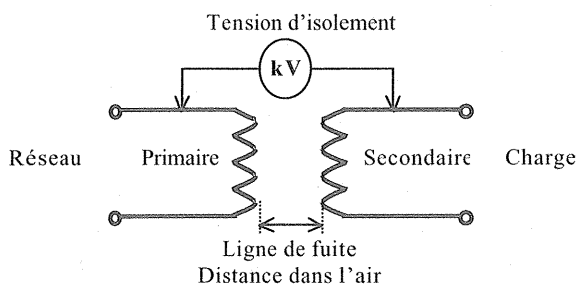


Figure 10 : principe de l'isolement par transformateur

A l'origine, l'isolement primaire - secondaire était assuré par le transformateur réseau 50 Hz avec ou sans écran de sécurité. Actuellement, il est le plus souvent réalisé par le transformateur de découpage HF : forward, flyback ou symétrique. L'introduction assez récente des fils super-isolés dont la tenue en tension peut facilement dépasser 5kV a permis dans certains cas de simplifier la réalisation de la barrière d'isolement.

Les signaux de commande peuvent être isolés de plusieurs manières :

- Magnétique avec des transformateurs d'impulsions ou de courant.
- Optique à partir de photo-coupleurs (le plus fréquent et le moins coûteux).
- Capacitive avec des amplificateurs d'isolement spécifiques qui transmettent un signal analogique par modulation HF à travers une capacité d'isolement de très faible valeur.

2. Protections

L'entrée et la sortie des alimentations doivent être protégées contre les surintensités et les courts-circuits. L'entrée est en général protégée par fusible(s) ou par disjoncteur, les conducteurs doivent être dimensionnés pour supporter le courant de court-circuit. La protection de la sortie est le plus souvent de nature électronique : disjonction ou limitation du courant ou de la puissance.

Des fusibles réarmables de type thermistance CTP (ex. Polyswitch) peuvent protéger les sorties contre les surcharges.

Concernant les surtensions, l'entrée réseau peut être protégée par une varistance et chaque sortie par diode écrêteuse de type *Transil* ou par un circuit de type crow-bar (voir § 6.2.1).

III - Compatibilité électromagnétique

Depuis 1996, l'application de la directive CEM a été rendue obligatoire pour apposer le marquage CE sur les appareils.

La CEM des appareils électriques est très liée à celle de leur alimentation surtout en ce qui concerne l'émission conduite et l'immunité en conduction.

1. Emission conduite

1.1. Harmoniques réseau

Les niveaux d'émission sont spécifiés par la norme EN61000-3-2. En fonction de leur finalité (type d'application), quatre classes d'appareils sont précisées par la norme qui fixe pour chacune d'elle les niveaux à ne pas dépasser jusqu'à l'harmonique 40.

1.2. Fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz

Les niveaux d'émission spécifiés varient avec la fréquence, ils sont de l'ordre de 60 dB μ V (1 mV). La plupart du temps, le respect de ces exigences impose de placer un filtre de MC (Mode Commun) et de MD (Mode Différentiel) à l'entrée de l'alimentation. Ce dernier a aussi un effet très bénéfique pour l'immunité en conduction des appareils.

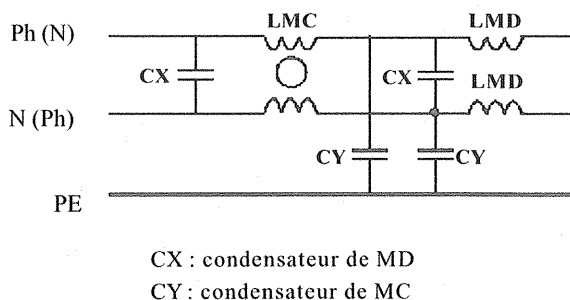


Figure 8 : filtre secteur

2. Emission rayonnée

Etant donné les fréquences mises en oeuvre, les émissions rayonnées par les alimentations sont en général assez faibles au-delà de 30 MHz sauf si l'alimentation contient un microcontrôleur dont les fréquences harmoniques de l'horloge dépassent cette limite.

Les boucles de découpage HF, par exemple celle créée par le secondaire du transformateur et les diodes de redressement peuvent émettre un champ magnétique assez important. Pour s'en prémunir, il faut réduire leur surface le plus possible et/ou s'en éloigner ; c'est pourquoi le routage a une influence prépondérante sur ces émissions. Le blindage de ce type de champ est difficile à réaliser car il impose l'usage de *mumétal* ou de tôles de métal magnétique épaisses.

Pour limiter le spectre rayonné, il est possible de limiter le gradient di/dt des fronts de courant. Le

plus souvent, cette solution s'accompagne d'une augmentation des pertes en commutation dans l'interrupteur de puissance et ou dans les circuits d'aide à la commutation.

3. Susceptibilité en conduction

3.1. Tenue aux microcoupures

L'exigence principale est le plus souvent fonctionnelle (imposée par l'application), elle peut être satisfaite de différentes manières.

3.1.1. Condensateur de filtrage du convertisseur AC/DC.

Ce condensateur peut être dimensionné pour garantir une tenue de quelques alternances réseau (en général de 20 à 100 ms, selon la valeur de la charge et de la tension réseau au moment de la microcoupure).

3.1.2. Réserve d'énergie capacitive

Sur les ordinateurs [4], [5], une option réserve d'énergie est parfois proposée, elle permet de se prémunir contre les microcoupures causées par les dispositifs de récupération automatiques des défauts du réseau. Elle est réalisée à base de condensateurs à l'aluminium et permet de tenir quelques centaines de ms (100 ms à 1 s). Une autre solution consiste à maintenir la tension d'alimentation avec un super-condensateur.

3.1.3. Batterie de secours

De plus en plus souvent, une batterie permet de maintenir la tension pendant des durées comprises entre quelques minutes et plusieurs heures. A l'avenir, des piles à combustible sont envisagées pour assurer cette fonction.

3.2. Autres tests de susceptibilité conduite

D'autres tests d'immunité en conduction peuvent être effectués en MC et MD sur les alimentations, en particulier la tenue aux ondes de foudre, aux transitoires rapides en salves (Bursts) et aux DES (Décharges ElectroStatiques).

Le respect des niveaux d'immunité exigés par ces normes impose en général la mise en place d'un filtre secteur et d'un écrêtage par varistance.

4. Susceptibilité aux rayonnements EM (ElectroMagnétique)

Le plus souvent, les alimentations sont assez peu sensibles aux rayonnements, cependant, pour certaines applications, des tests peuvent être réalisés en salle anéchoïque ou en cellule TEM ou GTEM. Le durcissement peut être obtenu à partir d'un blindage suffisamment continu de l'alimentation et des câbles avec des raccordements bien conçus.

IV – Information / communication avec l'extérieur

Cette fonction parfois limitée à un voyant et une commande par interrupteur marche / arrêt, prend actuellement de plus en plus d'importance pour tous les sous-ensembles de l'alimentation [4], [5] surtout depuis la large diffusion des microcontrôleurs de faible coût tant en matière de matériel que de mise en oeuvre.

1. Convertisseur AC/DC

1.1. Signal de présence secteur

Il peut indiquer la présence de danger lors d'une maintenance ou déclencher une procédure de sauvegarde sur un ordinateur.

1.2. Présence (valeur) HT

Le signal " *présence HT* " en sortie d'un convertisseur AC/DC peut servir comme aide au diagnostic pour indiquer l'état du fusible. Bien plus facile à mesurer que la tension secteur, la valeur de la HT en donne une très bonne image. Cette valeur peut aussi permettre d'évaluer la réserve d'énergie du condensateur de filtrage.

1.3. Courant consommé sur HT

Le courant consommé sur la tension réseau redressée fournit une image de la consommation globale instantanée du système. Intégrée sur le temps, cette information peut être utilisée pour évaluer la durée d'autonomie de la réserve d'énergie (batterie ou autre).

1.4. Commande marche / arrêt de l'alimentation

Elle sert à télécommander la mise en marche et la mise en veille de l'équipement par exemple pour cadencer ou hiérarchiser les mises sous tension ou pour économiser l'énergie. Le cadencement des mises sous tension limite le courant d'in-rush (courant d'appel).

2. Convertisseur DC/DC

2.1. Marche / arrêt du sous-ensemble correspondant

Dans un équipement comportant plusieurs convertisseurs DC/DC qui alimentent chacun un sous-ensemble d'un système (unité logique), cette commande peut servir à la mise en veille et au dépannage du sous-ensemble.

2.2. Présence et/ ou mesure de la (des) tension(s) de sortie.

Ce signal permet de connaître la valeur de la tension de sortie, de détecter les surtensions et les sous-tensions.

2.3. Présence et/ou mesure du (des) courant(s) de sortie

Il indique la valeur du courant de sortie donc l'état de la charge ainsi que les défauts surintensité et les court-circuits.

2.4. Marge de la tension de sortie

Cette commande sert à faire varier la tension de sortie dans une certaine plage. Sur les ordinateurs elle facilite le diagnostic de l'unité logique correspondante.

2.5. Reset des défauts

3. Batterie

Quelle que soit sa technologie, une batterie s'avère très souvent délicate à gérer, surtout si on cherche à optimiser son utilisation : maximum de durée de vie, charge rapide, maximum de temps de réserve, disponibilité, etc. C'est pourquoi la plupart des batteries sont gérées à partir de circuits spécifiques ou de microcontrôleurs.

3.1. Présence et disponibilité

Dans le cas d'une batterie optionnelle, ce signal permet de détecter sa présence, il indique aussi l'état des dispositifs de sécurité (fusible, disjoncteur, etc.).

3.2. Surveillance en charge et décharge

De nombreux paramètres peuvent être utiles pour optimiser la charge et la décharge d'une batterie, en particulier : la tension, le courant, la durée, la température interne et ambiante, l'âge, etc.

3.3. Evaluation de la réserve

En cas de fonctionnement permanent sur batterie, le calcul du temps d'autonomie s'avère souvent primordial. Pour les batteries au lithium, la tension donne une assez bonne image de la réserve (jauge électrique). Pour les autres technologies la meilleure méthode est souvent basée sur la mesure de l'énergie accumulée et de celle fournie par la batterie (bilan).

3.4. Commandes diverses

Pour les batteries de forte capacité et de tension assez élevée, un contacteur de mise sous / hors tension batterie est souvent nécessaire pour des raisons de sécurité. Son ouverture est déclenchée en cas de commande d'arrêt d'urgence, par exemple à partir d'un « coup de poing de sécurité ». Il peut aussi être ouvert en fin de décharge pour éviter une décharge profonde qui abaisserait la tension au-dessous de la valeur minimum acceptable (ex. : 1,8 V par élément pour une batterie au plomb et 2,6 V pour une batterie au lithium).

4. Autres fonctions de communication

Quel que soit l'équipement, l'alimentation est un sous-ensemble toujours présent ; ainsi, certaines fonctions concernant l'ensemble du système peuvent avantageusement y être placées.

4.1. Surveillance des conditions d'environnement

Cette fonction est souvent attribuée à l'alimentation car les paramètres surveillés comme la température, l'hygrométrie et la ventilation sont très représentatifs des conditions de fonctionnement du système (l'hygrométrie est un excellent indicateur de la probabilité d'avoir des décharges électrostatiques).

4.2. Interface système

Pour communiquer avec le reste du système, l'alimentation est munie d'une interface analogique ou numérique (ex. : bus I2C, RS232, etc.). De nouvelles fonctions peuvent alors être associées à l'alimentation : le reset du système à la mise sous tension, la mise en veille, la commande de fonctionnement en mode dégradé, le contrôle d'un panneau opérateur, la mémorisation en EEPROM de la configuration du système et de la traçabilité (N° de série, date de fabrication, historique...), l'interface de télédiagnostic par modem de maintenance, etc.

Conclusion

A la fin des années 70, le développement du transistor bipolaire HT de puissance a permis à l'alimentation à transformateur secteur d'évoluer vers le convertisseur à découpage HF beaucoup plus performant en terme de coût, de rendement, de poids et de volume. Peu à peu, ce principe s'est généralisé, il devrait bientôt être appliqué aux alimentations de faible puissance comme les transfo-prises des petits appareils et des chargeurs de batteries [6].

Les émissions HF parasites ont considérablement diminué lors de la mise en application de la directive CEM qui a généralisé l'utilisation de filtres secteur de bonne qualité. Plus difficile à obtenir, la réduction des harmoniques secteur passe par la mise en oeuvre du CFP.

De plus en plus souvent, par son interface avec l'extérieur, l'alimentation peut indiquer à chaque instant : son état, l'état de sa charge, l'état du réseau d'énergie, l'état de la batterie de secours et de son chargeur. Parfois elle peut aussi fournir ses paramètres d'environnement et même ceux du système, participant ainsi de manière décisive au télédiagnostic.

Il est prévisible que l'aptitude à communiquer des alimentations continue à se développer beaucoup dans un proche avenir.

Références

[1] Les harmoniques : application des normes associées.

Jean-Claude Guignard
Revue de l'Electricité et de l'Electronique,
REE N°5 mai 1999.

[2] Line harmonics : origin, evolution and limitation.
Implementation of the relevant standards.
Jean-Claude Guignard.

PCIM / Power Quality Proceedings 26 – 28 May
1998 Nuremberg.

[3]Norme NFEN61000-3-2: Limites pour les
émissions de courant harmonique (courant appelé par
les appareils ≤ 16 A par phase).

[4]Alimentation des ordinateurs.

Jean-Claude Guignard

Séminaire: Qualité de l'alimentation électrique
septembre 1994 E.S.E.O. Angers.

[5]Primary energy supply for mainframes computers

Jean-Claude Guignard

PQA91 Conference 15 – 18 October 1991 Paris.

[6]Réduction du volume du circuit magnétique
flyback en régime discontinu limite

Michel Guillet, Jean-Claude Guignard,

Patrice Delanchy

Colloque CNR IUT Roanne juin 2001.

Ouvrages

[1]Alimentations à découpage, convertisseurs à
résonance.

Principes, composants, modélisation.

Jean-Paul Ferrieux, François Forest

Dunod 1999.

[2]Les alimentations électroniques

Pierre Mayé

Dunod 2001.

[3]Alimentations à découpage

Michel Girard

Ediscience.

ABSORBEUR SINUSOIDAL : ETUDE DU RENDEMENT ET DES PERTURBATIONS CONDUITES

Alain CUNIERE
lycée Coubertin
chaussée de Paris, 77100 Meaux

François COSTA
ENS de Cachan LESIR-SATIE
61 av. du Pt Wilson, 94235 Cachan

Résumé : de nombreux appareils électriques alimentés par le réseau (micro-ordinateurs, électroménager, HIFI, etc) nécessitent une alimentation continue. L'obligation de prélever l'énergie électrique au meilleur facteur de puissance (norme CEI 61000-3-2) requiert la présence de redresseurs à correction du facteur de puissance (PFC) en entrée de ces dispositifs. La structure Boost est aujourd'hui très utilisée. Aussi, cet article se propose de faire le bilan d'une telle structure (Boost en PFC de 1,5kW) en terme de pertes et de perturbations électromagnétiques selon la technologie des semi-conducteurs et selon que la commutation est commandée ou en mode ZVS.

1. GENERALITES

1.1. Absorption sinusoidale

Traditionnellement, dans une alimentation DC/DC reliée au réseau, l'usage est de redresser la tension monophasée puis de la filtrer par un condensateur de forte valeur. Un second convertisseur fonctionnant à haute fréquence adapte et stabilise la tension continue d'utilisation. Aussi, la nature impulsionnelle du courant prélevé au secteur rend très difficile le respect de la norme CEI61000-3-2 [DEFLANDRE].

Pour assurer un prélèvement quasi-sinusoidal du courant secteur, le montage couramment utilisé est une structure Boost comme représentée à la figure 1. Le cahier des charges du prototype d'étude est: $V_r=230V$; $V_s=400V$. $f_d=85kHz$; $P_{transmise}=1500 W$, ce qui constitue la puissance maximale disponible pour une prise secteur domestique.

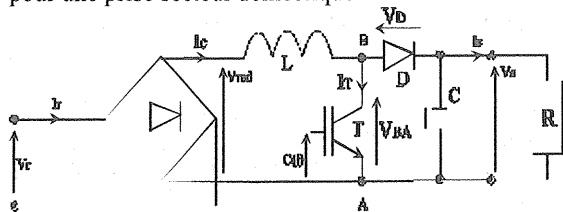


Figure 1 : PFC à structure Boost

La commande asservit le courant redressé I_c à une référence sinusoidale et impose la loi de modulation de largeur d'impulsions appliquée au transistor T. Le fonctionnement de la cellule en commutation commandée génère deux catégories de problèmes qui sont classiquement :

- des pertes en commutation importantes à la fréquence de commutation choisie (85 kHz pour l'étude), pour une tension V_s élevée (400 V pour l'étude) et pour un courant I_c crête de l'ordre de 10A. Ces pertes sont majorées par la surintensité consécutive au recouvrement de la diode.

- des perturbations électromagnétiques élevées à cause des variations très rapides de la tension V_{BA} . En effet, tous les couplages capacitifs parasites reliés au point B écoulent des impulsions de courant lors des transitions. En pratique, les mailles formées par ces couplages sont également inductives. Lors des commutations, les modes propres de ces mailles sont excités et il en résulte des régimes oscillatoires parasites observables jusqu'à une fréquence proche de 100MHz.

1.2. Spectre de la tension V_{BA} en commutation dure

Le calcul des coefficients de la série de Fourier d'une tension rectangulaire de rapport cyclique α et d'amplitude V_s est donné par :

$$C_n = 2 \cdot V_s \cdot \alpha \frac{\sin(\pi n \cdot \alpha)}{\pi n \cdot \alpha}$$

L'enveloppe du spectre de cette tension est représenté à la figure 2. Il illustre la répartition fréquentielle du signal d'autant plus étendue que la fréquence de découpage est élevée.

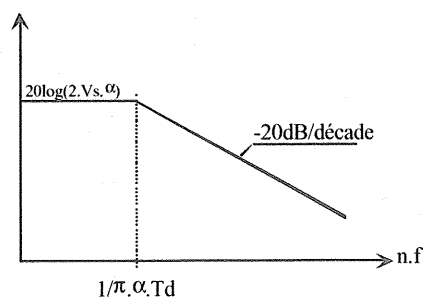


Figure 2 : enveloppe du spectre d'une tension rectangulaire (échelle log-log)

En conclusion, pour satisfaire la norme CEI 61000-3-2 relative au courant de ligne, nous sommes conduits à utiliser une cellule de commutation. Cette cellule génère des pertes qui grèvent le rendement et nécessite d'utiliser un dissipateur. Par ailleurs, cette

cellule génère des perturbations dont la réduction impose d'utiliser des filtres CEM coûteux (25-30% du coût total du convertisseur) du type de celui de la figure 3. Le concepteur se trouve donc placé devant le compromis perturbations/rendement déterminé en partie par le choix de la technologie des semi-conducteurs et par leur mode de commutation. Nous tenterons de donner dans la suite quelques pistes quant à ces choix.

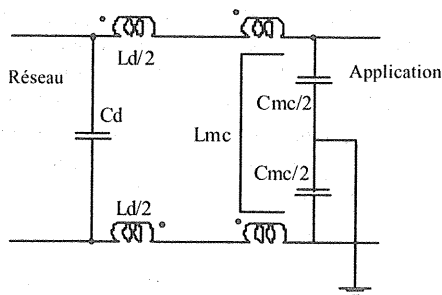


Figure 3 : structure de filtre CEM :
Ld, Cd : filtrage de mode différentiel,
Lmc, Cmc, filtrage de mode commun

Une solution habituellement avancée consiste à faire fonctionner cette cellule en commutation douce, [CHERON], [FOREST] la fréquence de fonctionnement est alors variable. Dans ce cas, les commutations sont réalisées à tension nulle (mode ZVS), donc à faibles pertes, avec des vitesses de variation raisonnables. En conséquence, on peut espérer réduire les volumes du dissipateur et du filtre CEM, donc le volume total du convertisseur. L'objectif de nos expérimentations est de quantifier ces idées.

1.3. Spectre de la tension V_{BA} en commutation douce, mode ZVS à fréquence constante

Un calcul classique donne l'amplitude de l'harmonique de rang n du signal de la figure 4, soit :

$$C_n = 2 * V_s * \frac{t_0}{T_d} * \frac{\sin\left(\frac{\pi n \tau}{T_d}\right)}{\frac{\pi n \tau}{T_d}} * \frac{\sin\left(\frac{\pi n \frac{t_0}{T_d}}{T_d}\right)}{\frac{\pi n \frac{t_0}{T_d}}{T_d}}$$

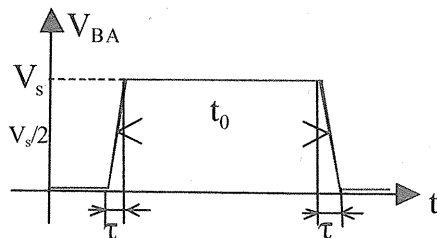


Figure 4 : tension à variations adoucies en mode ZVS

L'expression des termes C_n fait apparaître deux fréquences caractéristiques qui déterminent la décroissance de l'enveloppe :

$$\frac{n}{T_d} = n * f_d = \frac{1}{\pi * t_0} \text{ (fréquence basse)}$$

Le spectre décroît en $1/f$ à partir de cette fréquence, puis il décroît en $1/f^2$ à partir de la valeur suivante :

$$\frac{n}{T_d} = n * f_d = \frac{1}{\pi * \tau} \text{ (fréquence haute)}$$

Le diagramme de la figure 5 représente l'enveloppe du spectre de la tension V_{BA} et montre l'intérêt de la commutation douce aux fréquences élevées : à partir de la fréquence $1/\pi\tau$, l'enveloppe du spectre décroît en $1/f^2$, ce qui contribue à diminuer les perturbations électromagnétiques de mode commun. Si cette fréquence est suffisamment faible, l'étalement du spectre est notablement réduit par rapport au cas de la commutation commandée illustré à la figure 2.

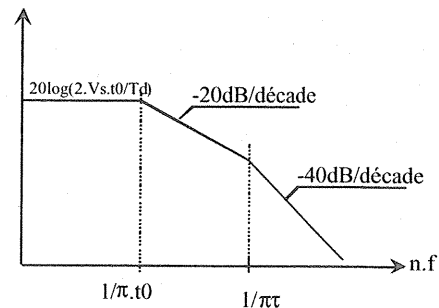


Figure 5 : spectre de la tension V_{BA} avec des fronts adoucis (mode ZVS)

2. DISPOSITIF EXPERIMENTAL

2.1. Objectifs

L'objectif de l'expérimentation a consisté à évaluer précisément les pertes et les perturbations dans le prototype selon la technologie des transistors utilisés (MOSFET ou IGBT), toutes choses égales par ailleurs. Nous avons cherché à localiser les pertes dans les différents composants de la structure et estimer leur évolution en fonction de la puissance transmise.

Le passage en commutation douce est rendu possible par l'utilisation d'un auxiliaire qui ne modifie pas le câblage de la structure. La même démarche a été effectuée en ce qui concerne les perturbations conduites. Ces évaluations ont été menées dans le but de fournir au concepteur quelques éléments de choix technologique de semi-conducteurs et de mode de commutation relativement aux pertes et perturbations de la structure Boost en mode PFC.

Dans notre objectif de comparaison, nous avons fait le choix d'obtenir les conditions de commutation en

mode ZVS à fréquence fixe. Un circuit auxiliaire est nécessaire à cette fonction, il sera décrit plus loin. Enfin, il faut que cette "circuiterie" supplémentaire ne soit ni coûteuse, ni encombrante et qu'elle ait des caractéristiques de fonctionnement indépendantes du montage sur lequel elle agit.

2.2. Choix du transistor

Récemment, SIEMENS a introduit de nouveaux composants dénommés COOLMOS (SPW20N60C2). Cette technologie a permis de diviser par 5 la résistance (R_{DS})_{on} pour des composants 600V à surface de silicium conservée [PETER98]. D'autres sociétés comme APT réalisent des transistors MOS performants (APT6030BVR) par des progrès sur la géométrie des cellules. Ces composants sont à comparer aux nouveaux IGBT en technologie NPT (SGW15N60) dont les améliorations récentes ont permis de réduire la chute de tension à l'état passant sans accroître les temps de commutation [DIERBERGER]. Autorisant des densités de courant deux fois plus importantes que pour les MOSFET de mêmes caractéristiques, ils sont d'un coût moindre et paraissent de bons concurrents. Plus intéressants aux faibles fréquences de découpage car ayant des pertes en conduction moindres, il existe cependant une fréquence limite au-delà de laquelle leurs pertes en commutation redonnent l'avantage au transistor MOS. Nous avons confronté les performances de ces transistors entre eux et avec des composants de technologie classique (MOS IRFP460 et IGBT IRG4PC30U). Le tableau 1 présente leurs spécifications.

Tableau 1

	SPW20 N60C2	IRFP 460	SGW 15N60	IRG4PC 30U
V _{DS} /V _{CE} en V	600	600	600	600
I _{DS} /I _{CE} à	13	10	15	12
T _c =100° en A				
[R _{DS}] _{on} Ω à 25°C	0.19	0.4		
V _{CE} en V à I _n			2.3	2.1
R _{TH} en °C/W	0.6	0.45	0.9	1.2
C _{ISS} en pF	3000	3900	800	1100
C _{OSS} en pF	1170	440	84	73
C _{RSS} en pF	28	98	52	14
g _r en S	12	13	10.9	8.6

2.3. Mesure des pertes

Pour mesurer les pertes dans les semi-conducteurs, nous avons individualisé les dissipateurs (redresseur secteur, diode et transistor de la cellule) afin de mesurer l'accroissement de température [COSTA] de chaque composant.

Le principe de la mesure consiste à faire l'hypothèse d'un dissipateur homogène (même température en

tout point du dissipateur), hypothèse assez juste pour les radiateurs de faible dimension du dispositif. Ce dissipateur peut alors être modélisé par un circuit à constantes localisées, caractérisé par une résistance thermique R_{TH} et une capacité thermique C_{TH}. La source de chaleur correspond aux pertes du composant.

L'élévation de température dans ces conditions est donnée par :

$$\Delta\theta = R_{TH} \cdot Pertes \cdot (1 - e^{-t/R_{TH} \cdot C_{TH}})$$

Si l'on observe l'évolution de Δθ(t) sur une durée faible Δt devant la constante de temps thermique, une expression approchée de Δθ est :

$$\Delta\theta = \frac{Pertes}{C_{TH}} \cdot \Delta t$$

D'où l'expression des pertes :

$$Pertes = C_{TH} \cdot \frac{\Delta\theta}{\Delta t}$$

Pour une chaleur massique C_{mas} de l'aluminium de 920 J/kg.°C, une masse m de dissipateur, la capacité thermique est donnée par la relation C_{TH} = m * C_{mas}.

Afin de valider la mesure, il est important de préciser que les pertes doivent rester constantes pendant la durée d'observation. Cela suppose un accroissement de température relativement faible (≈20°C), afin que les caractéristiques électriques des composants n'évoluent que peu. Le revers de la méthode est que les pertes mesurées seront inférieures aux pertes à température nominale si l'échauffement est conséquent.

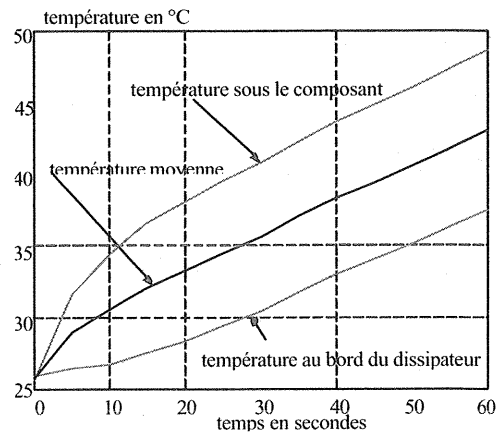


Figure 6 : évolution temporelle de la température du dissipateur

En pratique, nous avons utilisé un dissipateur très petit pour l'homogénéité des propriétés et placé deux sondes au platine sur le dissipateur à l'arrière du composant ainsi que sur le bord du dissipateur. Une

fois la courbe d'échauffement relevée (figure 6), l'enclenchement d'une ventilation permet de limiter l'échauffement pour le fonctionnement permanent.

On observe un phénomène transitoire d'une durée approximative de 20 secondes consécutif à la propagation de la chaleur à travers l'épaisseur du dissipateur (sonde 1) avant de diffuser latéralement (sonde 2). L'élévation de température est sensiblement identique aux deux points de mesure ce qui confirme l'hypothèse d'un modèle à constantes localisées et valide la méthode.

L'utilisation d'un wattmètre électronique de grande précision (mieux que 0.4% de la mesure), a permis l'estimation du rendement global ainsi que des pertes autres que celles dues au silicium.

2.4. Mesure des perturbations conduites

Pour commercialiser un appareil, celui-ci doit subir des tests normatifs de CEM (Compatibilité Electromagnétique). La procédure consiste à mesurer l'importance des perturbations émises par l'appareil qui sont susceptibles d'altérer le bon fonctionnement d'équipements alimentés par le même réseau. Pour ce faire, on interpose (figure 7) entre le réseau et l'appareil un quadripôle nommé "Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne" dont les fonctions essentielles sont :

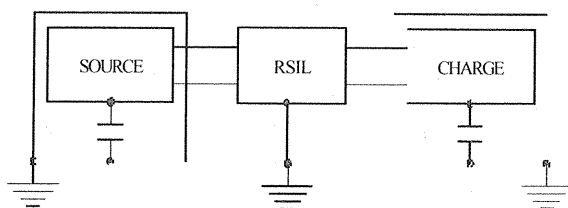


Figure 7 : dispositif de mesure des perturbations conduites

- ✓ Autoriser le passage de l'énergie électrique à 50Hz,
- ✓ Canaliser les perturbations conduites générées par l'appareil vers un point de mesure,
- ✓ Interdire la propagation des perturbations issues du réseau vers la charge,
- ✓ Fixer l'impédance de propagation (50Ω en mode commun et 100Ω en mode différentiel) dans la bande de fréquence comprise entre 150kHz et 30MHz.

Différentes topologies sont proposées dans la littérature. Le montage classique issu de considérations normatives est représenté à la figure 8.

Avec ces valeurs, l'impédance vue par la charge est sensiblement constante et égale à 50Ω +/- 20% en mode commun pour une fréquence supérieure à 150kHz, et ce quelque soit l'impédance propre du réseau d'alimentation.

- ✓ Le dipôle R-C₃ (filtre passe-haut) dérive les perturbations issues de l'appareil. Les mesures s'effectuent aux bornes de la résistance R, l'impédance de 50Ω est donnée par l'entrée de l'analyseur de spectre.
- ✓ Les condensateurs C₂ et C₁ court-circuitent à la terre les perturbations HF propagées par le réseau. On évite ainsi de les comptabiliser avec celles propres à l'appareil.
- ✓ L'inductance L_{mc} complète l'isolation réseau/appareil pour la CEM.

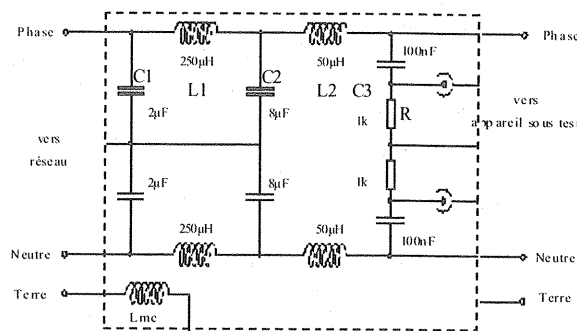


Figure 8 : structure interne du RSIL

- ✓ Vis-à-vis de la tension réseau à 50 Hz les condensateurs ont une forte impédance et inversement pour les inductances. Le RSIL est "transparent" à cette fréquence. Néanmoins, la présence d'inductances interdit les variations brusques du courant de ligne (cas des redresseurs).

2.5. Structure à commutation douce

On souhaite fonctionner à fréquence de découpage constante pour réaliser des comparaisons en CEM objectives avec la structure à commutation commandée. Le montage de la figure 9 a été proposé en 1992 [HUA]. Il transmet 1kW à 100 kHz avec un rendement de 98%. [BARBI] a proposé en 1999, une évolution de ce principe permettant d'atteindre 3000W à 70 kHz avec un rendement de 97,5%.

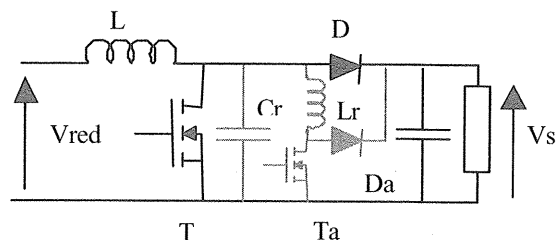


Figure 9 : structure Boost en mode ZVS

Ce montage nécessite peu d'auxiliaires. L'avantage du dispositif est que la commande de T_a n'est pas flottante et qu'elle est simplement déduite de celle de T.

La présence du condensateur C_r garantit les transitions douces de la tension V_{DS} (réduction des perturbations) et impose des commutations au zéro de tension (réduction des pertes). Pour le transistor auxiliaire, les pertes à l'amorçage sont nulles

(présence de L_r), les pertes en conduction faibles (faible rapport cyclique), et seules les pertes au blocage sont significatives.

Ces raisons et l'absence de sur-contraintes sur les semi-conducteurs nous ont conduit à retenir ce montage comme montage d'étude de l'effet de la commutation douce sur la réduction des perturbations.

Une étude quantitative [CUNIERE] a conduit aux valeurs $L_r = 8 \mu\text{H}$ et $C_r = 3 \text{ nF}$.

Pour l'étude des phénomènes à l'échelle de la période de découpage, nous assimilerons le comportement de l'inductance d'entrée L à celui d'une source de courant I_e et le comportement du condensateur de sortie C à celui d'une source de tension V_s . Les conditions initiales sont T , T_a , D_a , bloquées et D passante. La topologie active est alors celle de la figure 10 a). A l'instant $t = t_0$, le transistor T_a est commandé. La topologie devient celle de la figure 10 b). Le courant croît linéairement dans L_r jusqu'à la valeur I_c jusqu'à l'instant $t = t_1$.

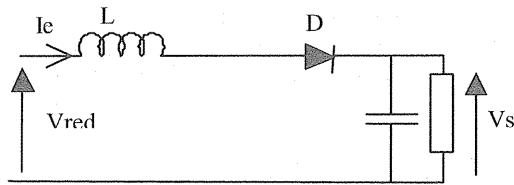


Figure 10 a) : structure pour $t < t_0$

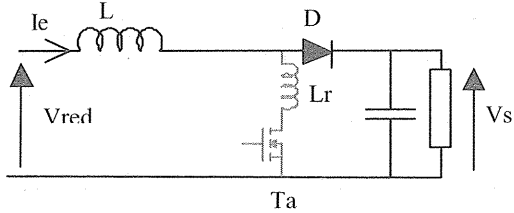


Figure 10 b) : structure $t_0 < t < t_1$

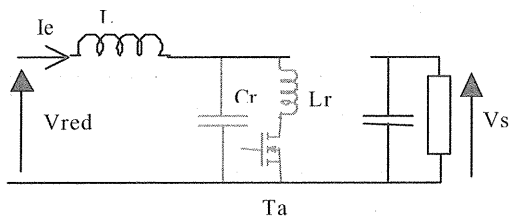


Figure 10 c) : structure $t_1 < t < t_2$

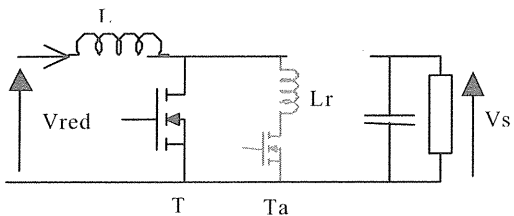


Figure 10 d) : structure $t_2 < t < t_3$

Pour $t > t_1$, le blocage de la diode D libère le potentiel du condensateur C_r qui se décharge par un régime oscillatoire dans la maille formée avec L_r , comme indiqué à la figure 10 c).

A l'instant $t = t_2$, le condensateur est déchargé. La continuité du courant dans L_r se poursuit par la conduction de la diode de substrat du transistor T , laquelle prend en charge la différence $I_l - I_c$ figure 10 d). A l'instant $t = t_3$, l'électronique de commande provoque le blocage de T_a et l'amorçage de T . la topologie devient celle de la figure 10 e), la diode D_a assure la réinitialisation de l'inductance L_r .

A l'instant $t = t_4$, la topologie de la figure 10 f) correspond à la phase de stockage d'énergie dans l'inductance d'entrée jusqu'à l'ordre de blocage du transistor T à la date t_5 . Pour $t > t_5$, un régime transitoire d'aide au blocage débute jusqu'à la recharge complète du condensateur C_r à la valeur de la tension de sortie V_s (figure 10 g).

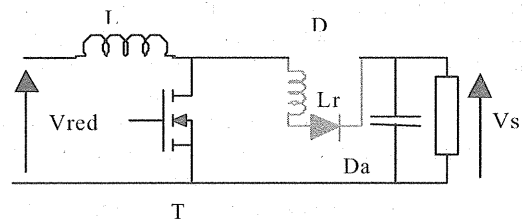


Figure 10 e) : structure $t_3 < t < t_4$

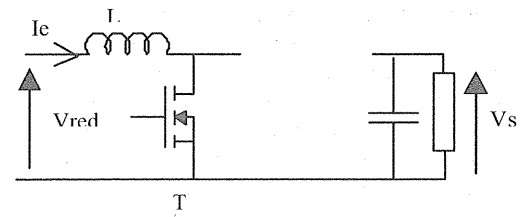


Figure 10 f) : structure $t_4 < t < t_5$

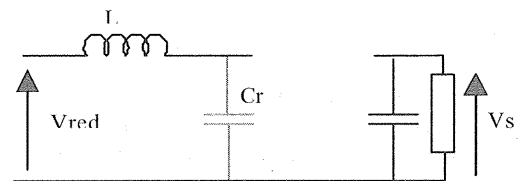


Figure 10 g) : structure $t_5 < t < t_6$

3. BILAN DES PERTES

3.1. Mesures en commutation commandée

En régime d'absorption sinusoïdale, le courant dans le transistor est constitué d'impulsions à rapport cyclique variable et dont l'amplitude varie sinusoidalement sur 10 mS. Un calcul approché [CUNIERE] donne les relations suivantes :

$$(I_T)_{eff} \approx \sqrt{2} * \frac{P_s}{V_s} * \sqrt{1 - \frac{8}{3\pi} * \frac{\hat{V}_e}{V_s}}$$

$$(I_T)_{MOYEN} \approx \frac{P_s}{\hat{V}_e} * \left(\frac{4}{\pi} * \frac{\hat{V}_e}{V_s} \right)$$

pour $P_s = 1500\text{W}$; $V_{e,max} = 340\text{V}$; $I_{e,max} = 9.2\text{A}$; $V_s = 400\text{V}$, il vient $(I_T)_{moyen} \approx 2,1\text{A}$ et $(I_T)_{eff} \approx 2,9\text{A}$

pour un courant commuté variant de 0 à 9,2A. Il est donc clair que le fonctionnement en régime d'absorption sinusoïdale aura la particularité de privilégier les pertes en commutation par rapport aux pertes en conduction. Ce n'est donc pas tant sur les tensions à l'état passant mais sur les temps de commutation que les écarts de pertes vont se manifester. Les courbes de pertes dans les transistors de la figure 11 montrent l'avantage très net des MOSFET sur les IGBT et notamment du COOLMOS. L'écart de pertes des deux MOSFET est à attribuer en partie aux pertes de conduction (rapport 2 sur $R_{DS(ON)}$) et aux pertes d'amorçage (C_{ISS} de 30% supérieure pour l'IRFP460 de technologie ancienne et présentant plus de cellules en parallèle). Concernant les deux IGBT, on peut remarquer que le SGW15N60 de technologie NPT récente, est plus dissipatif à bas niveaux de courant que le composant ultra-fast IRG4PC30U de la génération précédente. On peut expliquer ceci en remarquant que les mesures, réalisées sur une durée de 60 secondes conduisent à une élévation de température croissante avec le niveau de puissance transmise, donc de courant. Or on sait que pour le SGW15N60 (NPT) les pertes au blocage augmentent peu avec la température tandis que pour l'IRG4PC30U elles sont fortement croissantes avec la température. De plus, à faible niveau de courant, la chute de tension directe décroît avec la température pour l'IRG4PC30U, tandis que le comportement plutôt ohmique de SGW15N60 conduit à une augmentation de la chute de tension directe avec la température. Ces deux considérations permettent d'expliquer ces relevés.

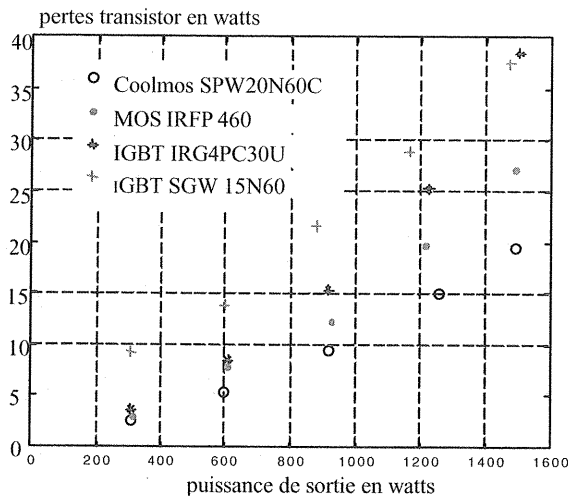


Figure 11 : pertes comparatives dans les différents transistors en fonction de la puissance de sortie

Il apparaît naturel que les pertes du redresseur (figure 12) soient peu sensibles à la nature technologique de l'interrupteur commandé puisqu'il ne "voit" pas les commutations.

Concernant la diode rapide (figure 13), on relève un nuage de points très proches d'une droite moyenne. Les pertes sont donc fortement dépendantes du courant moyen qui traverse la diode. L'écart sur les gradients de courant au blocage selon le transistor utilisé, modifie relativement peu les pertes correspondantes.

Si on appelle t_b le temps nécessaire au courant de recouvrement inverse I_{RM} pour revenir à zéro, les pertes au blocage s'expriment par la relation :

$$W_b = V_S * \frac{I_{RM} * t_b}{2}$$

Les commutations rapides s'accompagnent d'un accroissement de I_{RM} mais dans le même temps d'une diminution de t_b . Pour les valeurs de gradients expérimentés avec nos composants, il apparaît un effet quasi compensateur ; la nature technologique des transistors est donc sans effet notable sur les pertes de la diode.

En conclusion, dans l'objectif d'améliorer le rendement du convertisseur, seul le choix du transistor est déterminant et à l'avantage du COOLMOS.

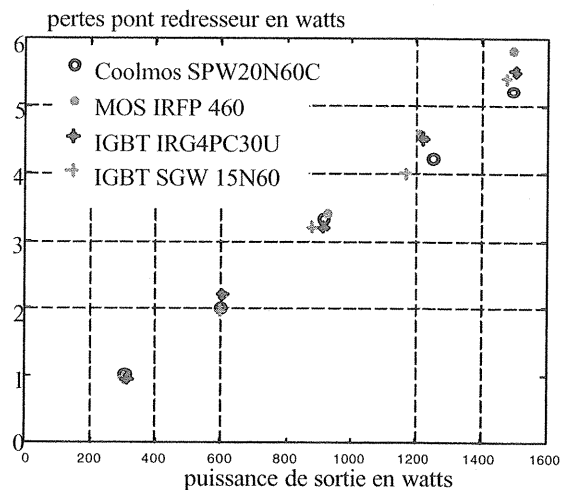


Figure 12 : évolution des pertes dans le redresseur d'entrée

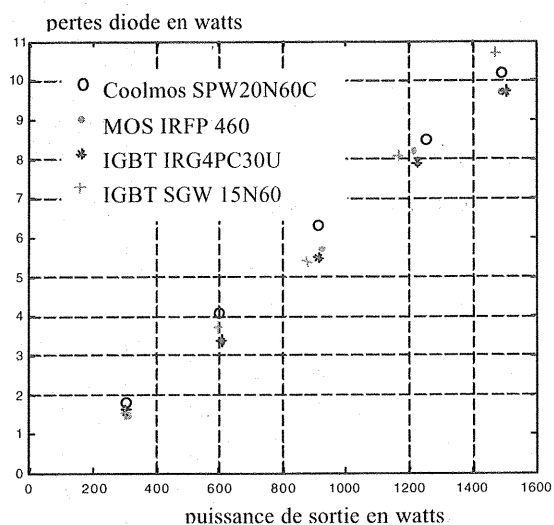


Figure 13 : pertes dans la diode rapide selon le transistor associé

3.2 Répartition des pertes au point nominal et transistor COOLMOS

Le graphique sectoriel de la figure 14 illustre la répartition des pertes dans le silicium et dans les autres composants du convertisseur. Cette répartition est donnée en tenant compte de l'incertitude de mesure du wattmètre pour le cas le plus favorable. La lecture du graphique montre l'importance relative des pertes dans l'inductance d'entrée. De plus, sur ce graphique ne prend pas en compte la puissance de commande.

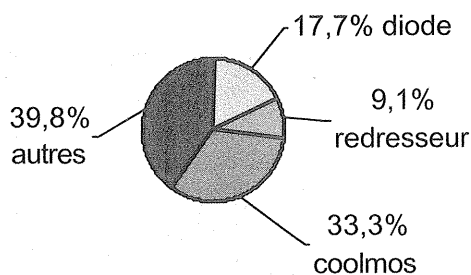


Figure 14 : répartition des pertes en commutation commandée au point nominal (Pertes = 57W)

Dans l'optique d'une amélioration du rendement, une démarche plus globale doit être initiée plutôt que de fixer son attention sur les seules pertes du silicium. Les mesures globales du rendement présentée à la figure 15 et celles de la figure 11 confirment l'avantage du dispositif à COOLMOS tant en terme de réduction des pertes silicium et de masse de dissipateur qu'en terme économique.

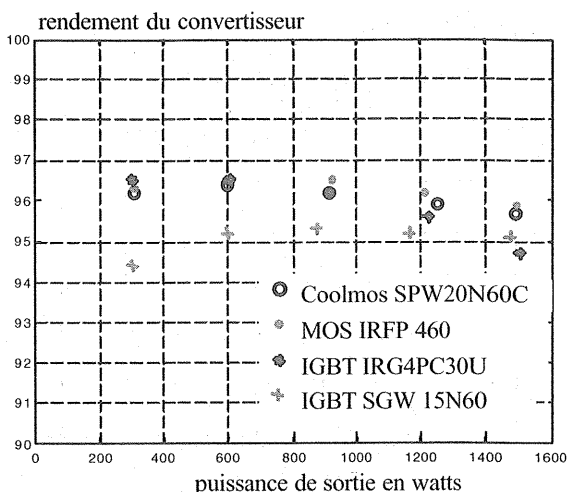


Figure 15 : évolution du rendement en commutation commandée

3.3 Mesures en mode ZVS

Le composant le plus performant du point de vue des pertes ayant été choisi, nous avons expérimenté l'auxiliaire de commutation douce présenté au §2.5.

Les relevés comparatifs de pertes du transistor présentés à la figure 16 expriment clairement l'efficacité du dispositif quant aux pertes du transistor principal.

En fait, la commutation douce a un prix en terme de rendement qui peut éventuellement remettre en cause son utilisation. En effet, les pertes du transistor auxiliaire T_a , de la diode auxiliaire D_a et de l'inductance L_r sont non négligeables. Par ailleurs, la réalisation de l'inductance de $8\mu\text{H}$ dans un volume raisonnable nécessite un circuit magnétique où vont apparaître des pertes fer. L'utilisation d'un condensateur C_r en parallèle sur le transistor T engendre des oscillations de tension lors de l'amorçage de la diode D dues à l'inductance parasite de la maille formée par C_r , D et C . Un circuit RC dissipatif aux bornes de T s'avère nécessaire.

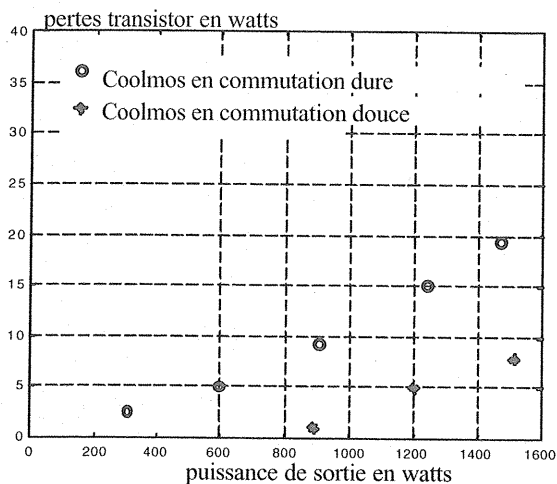


Figure 16 : pertes dans le transistor principal en mode ZVS comparé à la commutation dure

Par contre, la mesure globale du rendement présenté à la figure 17 n'est quasiment pas modifiée.

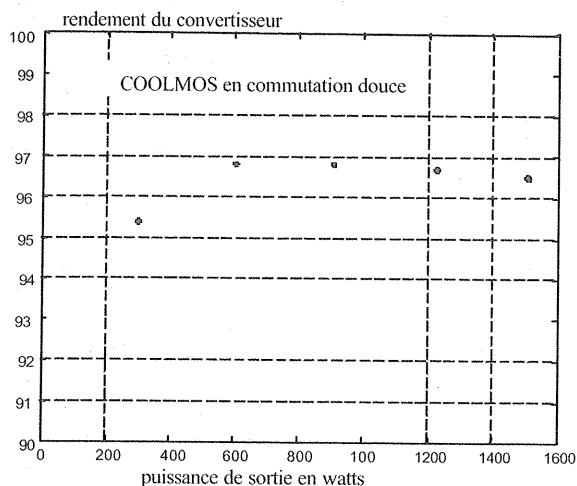


Figure 17 : rendement du convertisseur en mode ZVS

Un phénomène non désiré apparaît lors du recouvrement inverse de la diode D_a . En effet, le courant de recouvrement se trouve mémorisé dans l'inductance L_r lors de la phase de roue libre qui apparaît à la phase f entre T et la diode inverse parasite de T_a . Il en résulte une contrainte en courant supplémentaire pour T . Substituer un IGBT au COOLMOS pour l'auxiliaire T_a conduirait à des pertes au blocage excessives. Nous avons remédié à ce problème en plaçant une diode Schottky (pas de contraintes en tension, faibles pertes) en série avec l'inductance L_r elle constitue cependant une source de pertes supplémentaire.

On constate à la figure 18 l'intérêt de la commutation douce quant aux pertes de la diode D . Au blocage, le gradient de courant est limité par l'inductance L_r , le

recouvrement inverse est minoré et les pertes sont plus faibles qu'en commutation commandée.

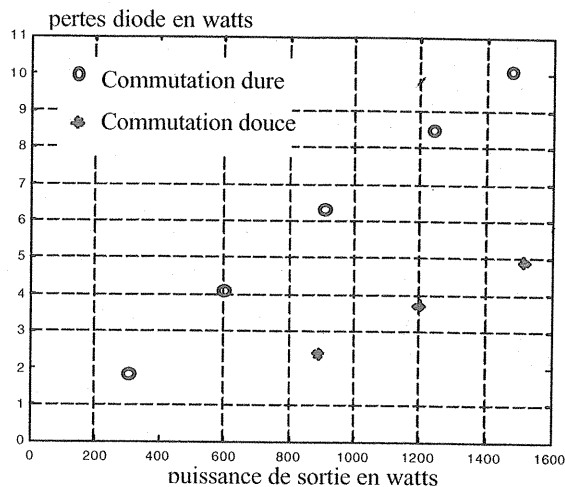


Figure 18 : pertes dans la diode rapide en mode ZVS comparé à la commutation dure

Nous avons également vérifié que le redresseur présente dans ce cas les mêmes niveaux de pertes, les mesures de la figure 12 sont reproduites aux incertitudes près.

En conclusion, la mise en place d'un auxiliaire de commutation douce réduit de façon importante les pertes de la cellule de commutation principale, cependant, il génère des pertes supplémentaires significatives. En termes de rendement et de viabilité économique de l'équipement, cette solution ne donne pas satisfaction.

3.4 Répartition des pertes au point nominal et transistor COOLMOS

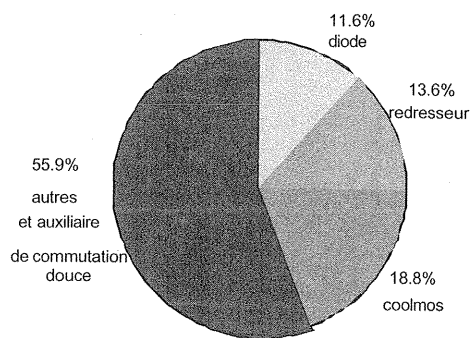


Figure 19 : répartition des pertes en commutation douce au point nominal : (Pertes = 42W)

Le graphique sectoriel figure 19, illustre la nouvelle répartition des pertes. L'auxiliaire dissipe en grande partie ce qui est gagné dans la cellule principale de commutation. Cette répartition est donnée en tenant compte de l'incertitude de mesure du wattmètre pour le cas le plus favorable.

4. MESURES DES PERTURBATIONS CONDUITES

Les normes définissent des bandes de fréquences pour lesquelles le signal issu du RSIL doit satisfaire un gabarit exprimé en dB μ V. La norme EN55011 fixe les limites maximales d'émissions conduites dans la gamme 150kHz-30MHz pour les appareils industriels, scientifiques et médicaux. Les niveaux limite diffèrent selon qu'ils sont utilisés dans des locaux domestiques (classe B) ou industriels (classe A).

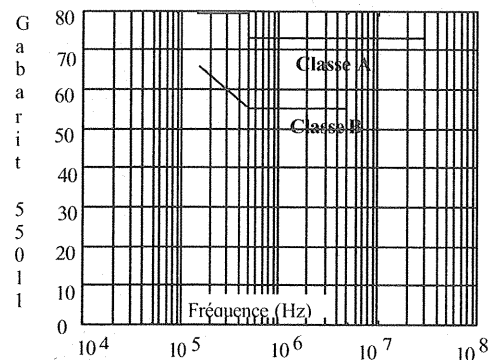


Figure 20 : gabarits de la norme CEI 55011

Les mesures réalisées à l'analyseur de spectre présentées aux figures 21 à 23 comparent les spectres de perturbations conduites mesurées en entrée du convertisseur selon le type d'interrupteur principal en régime de commutation dure. On notera que toutes les mesures ont été réalisées sans aucun découplage d'entrée du convertisseur et à puissance nominale.

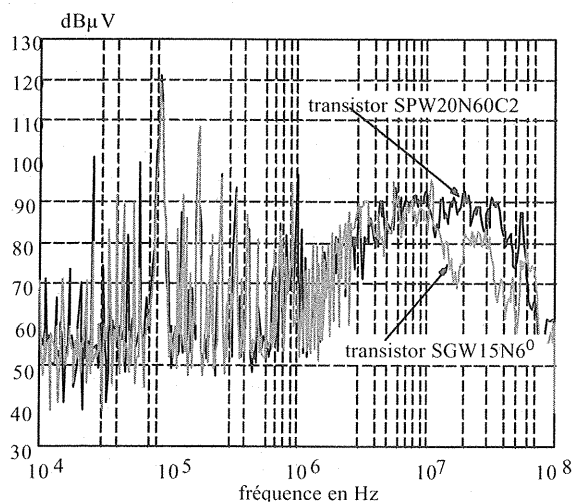


Figure 21 : spectre de perturbation conduite en entrée du convertisseur, COOLMOS et IGBT NPT

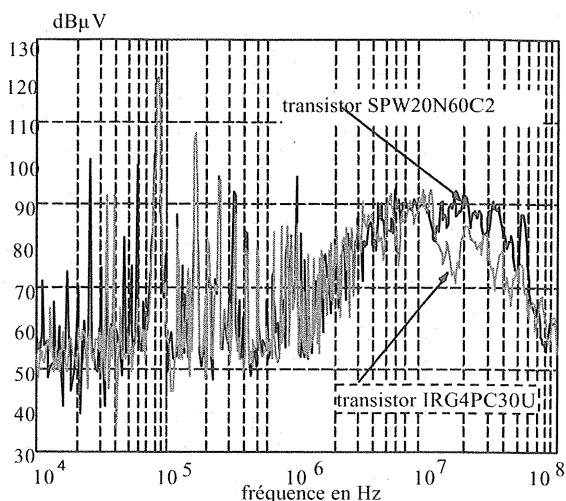


Figure 22 : spectre de perturbation conduite en entrée du convertisseur, COOLMOS et IGBT FAST

Jusqu'à 1MHz environ, on distingue les raies dues au découpage. Pour des fréquences s'étalant jusqu'à environ 10 MHz, la capacité parasite de l'inductance d'entrée (105 pF au banc de mesure) favorise la transmission des perturbations issues de la cellule de commutation. Le comportement passe-haut qui en résulte s'observe par la remontée du spectre. Au delà, les transitions de commutation des transistors imposent une fréquence de coupure haute du spectre. Inversement à son comportement vis-à-vis des pertes, le COOLMOS n'est pas avantagé par sa rapidité, laquelle conduit à un spectre plus riche dans la bande 10-30 MHz.

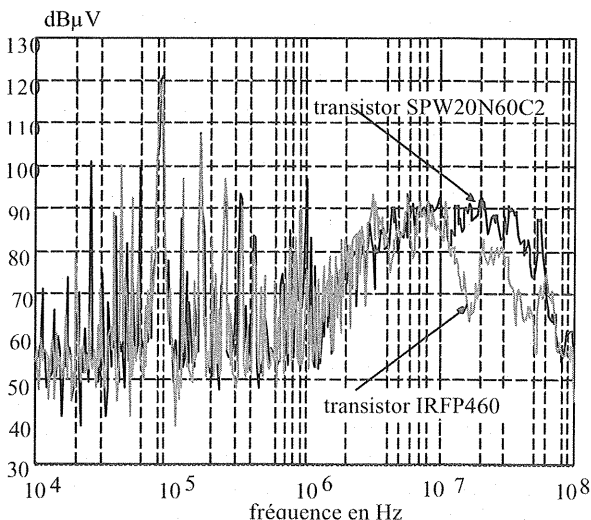


Figure 23 : spectre de perturbation conduite en entrée du convertisseur, COOLMOS et MOSFET

Quelque soit le transistor utilisé, la norme n'est pas respectée. Un filtre CEM s'impose pour limiter l'injection d'harmoniques de courant HF susceptibles de perturber d'autres utilisateurs du réseau.

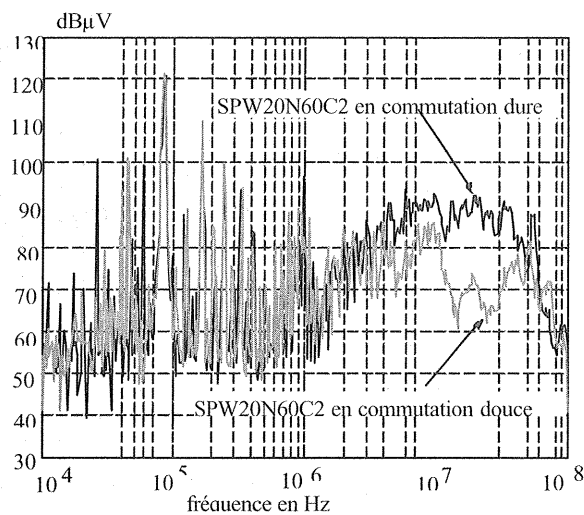


Figure 24 : spectre de perturbation conduite en entrée du convertisseur, comparaison commutation commandée et douce

La figure 24 présente des mesures comparatives entre commutation commandée et douce. L'utilisation de l'auxiliaire de commutation douce permet d'atteindre la norme en classe A dans la bande 10-30 MHz. Il est naturel de retrouver les premières raies du spectre inchangées, elles sont dues au découpage.

Les différences apparaissent en haute fréquence puisque seules les transitions de tension du COOLMOS sont ralenties. Enfin, on remarque au delà de 30MHz des pics probablement dus à l'excitation des modes propres des mailles supplémentaires introduites par l'auxiliaire.

On constate cependant l'intérêt de ralentir les commutations. Malheureusement, pour toutes les fréquences inférieures à 10 MHz, la situation est inchangée. Ce comportement global présente toutefois beaucoup d'intérêt vis-à-vis des perturbations rayonnées.

Il est néanmoins possible d'atténuer les perturbations dans cette bande en plaçant un condensateur de faible valeur faiblement inductif et à connexions courtes (0.68 µF pour nos essais) en sortie du redresseur. Les mesures de la figure 25 montrent que ce filtrage sommaire intervient sur les premières raies du découpage mais quasiment pas au-delà de quelques MHz. Cette solution simple ne permet pas de faire l'économie du filtre CEM secteur.

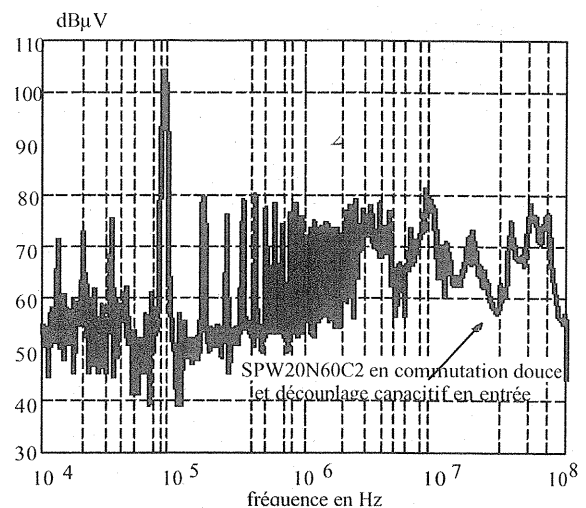


Figure 25 : filtrage du convertisseur par capacité en entrée

5. CONCLUSION

Cette étude a permis d'évaluer deux nouveaux transistors dans la gamme 600V-15A. Il ressort que le transistor MOSFET jusqu'alors cantonné aux tensions inférieures à 300V, peut dorénavant s'intégrer dans des applications à tension plus élevée. SIEMENS annonce même une famille de COOLMOS 800V. La spécificité des alimentations à absorption sinusoïdale connectées au réseau monophasé, à savoir des courants commutés variant au maximum de zéro à une dizaine d'ampères pour une valeur moyenne de 2A seulement, favorise les composants à faible pertes en commutation. Il semble donc que les IGBT même récents ne soient pas les meilleurs candidats pour ce type d'application.

L'usage d'un auxiliaire de commutation douce ne résout pas le problème des pertes d'un point de vue global. S'il soulage la cellule de commutation principale, il génère ses propres pertes et conduit à un bilan global quasi-inchangé.

Contrairement aux propos souvent avancés que la commutation douce réduit les perturbations, l'expérience a montré qu'il est difficile de couvrir toute la bande de fréquences concernées par la norme. Cependant, si on laisse de côté le problème du coût, la commutation douce est intéressante pour des fréquences allant de quelques MHz à quelques 10 MHz.

En acceptant de sacrifier un point de rendement en insérant une résistance de grille pour adoucir les transitions de commutation, on peut assez simplement traiter le problème des perturbations haute fréquence au prix d'un surdimensionnement du dissipateur et de pertes supplémentaires.

Il semble difficile de concilier réduction des pertes et réduction des perturbations. Les problèmes de CEM deviennent de plus en plus critiques. Leur traitement passera certainement par une remise en cause des mentalités, en acceptant que ce traitement à un prix à payer dès la conception d'un produit.

Il paraît obligatoire de maintenir un filtre secteur et de travailler sur la technologie, par exemple en réduisant la capacité parasite de l'inductance d'entrée, déterminante pour la remontée du spectre des perturbations. Cette capacité est en grande partie due au couplage électrostatique du bobinage avec son noyau. Une inductance à air apporte peut-être une amélioration, à condition d'imaginer des techniques favorisant le confinement du champ magnétique.

Enfin, certains matériaux nanocristallins recuits sous contrainte possèdent un facteur de mérite $f \cdot B_{MAX}$ qui est une fonction monotone décroissante de la fréquence. Avec ce type de matériau, un fonctionnement à plus basse fréquence de découpage agit favorablement sur le spectre de la tension de la cellule de commutation pour réduire l'amplitude des perturbations. Un compromis est à rechercher entre la fréquence de découpage et la valeur à donner à l'inductance.

La prise en compte des perturbations conduites et rayonnées par les convertisseurs fait aujourd'hui partie intégrante du cahier des charges des concepteurs d'équipements. Les progrès dans ce domaine passeront nécessairement par une réflexion basée sur des considérations technologiques dont il faudra sûrement payer le prix.

BIBLIOGRAPHIE

- [BARBI] "a 3 kW unity power factor rectifier based on a two cell boost converter using a new parallel connection technique" ; IEEE Transactions on Power Electronics, janvier 1999, volume 14, N°1, pp.209-216.
- [CHERON] "la commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique" ; Editions LAVOISIER.
- [COSTA] "rapport convention DRET N°8834106004707501 ; évaluation de convertisseurs électroniques continu/continu".
- [CUNIERE] "structures d'absorbeur sinusoïdal à haut rendement et faibles perturbations conduites" ; mémoire de DEA soutenu le 27-06-2001, ENS de Cachan.
- [DEFLANDRE] "les harmoniques dans les réseaux électriques" ; éditions EYROLLES 1998.
- [DIERBERGER] "performance comparison of the new generation of IGBTs with MOSFET at 150 kHz", site WEB Advanced Power Technologies.
- [FOREST] "alimentations à découpage, convertisseurs à résonance" ; Editions DUNOD MASSON.
- [HUA] "novel zero voltage transition PWM converters" ; actes du congrès IEEE PESC 1992, pp.55-61
- [PETER] "de nouveaux composants arrivent, l'intégration de puissance continue son évolution : quelles conséquences?" ; actes du congrès EPF98, Belfort 1998, pp.3-8.

LE CONTENU SPECTRAL DU COURANT ABSORBE PAR LA MACHINE ASYNCHRONE EN CAS DE DEFAILLANCE, UN ETAT DE L'ART.

Hubert RAZIK

GREEN-UHP

Faculté des Sciences, BP 239

54 506 Vandoeuvre-Lès-Nancy, CEDEX

mél : Hubert.Razik@green.uhp-nancy.fr

Résumé : Le moteur asynchrone triphasé est maintenant largement utilisé dans des applications nécessitant une vitesse variable. Il peut faire appel à des commandes de type scalaire ou vectoriel. Ces machines ont la réputation d'être robustes, d'être adaptées à des applications de forte puissance. Cependant, malgré les qualités évoquées, il n'est pas rare que ces moteurs présentent quelques défaillances émanant d'un vieillissement prématuré. Aussi, nous analyserons dans ce papier quelques défauts les plus couramment rencontrés et les effets engendrés par ceux-ci.

I. INTRODUCTION.

La machine asynchrone occupe maintenant une grande place dans les applications industrielles. On la rencontre dans les endroits les plus divers, de l'éolienne à des applications militaires, dans la propulsion électrique de véhicules, de tramways, de trains à grande vitesse voire même de bateaux de croisières. De plus, il est habituel de nos jours de faire de la variation de vitesse. Cela induit naturellement l'utilisation d'onduleur de tension. Hélas, le moteur doit supporter tant bien que mal ces ondes de tensions riches en harmoniques alors qu'il n'a été conçu que pour le 50 Hz. De ce fait, on assiste à un vieillissement prématuré du moteur asynchrone. Il devient donc plus vulnérable et donc, plus sujet à être défaillant. Par conséquent il nous faut nécessairement faire du diagnostic, de la surveillance, de la prévention afin d'améliorer la fiabilité d'un système dans son ensemble.

Parmi toutes les méthodes utilisées ou proposées, on se doit de prélever un ou plusieurs signaux pour :

- les traiter,
- les analyser,
- conclure à une défaillance ou non, avec certitude.

Cependant, il nous faut modérer notre enthousiasme à vouloir déduire rapidement, et donc conclure à une panne ou à une défaillance plus que probable, car nombreux sont les symptômes (*les fréquences*) identiques engendrés par plusieurs types de défaillances. Nonobstant ces remarques, les défauts au rotor et au stator, sont dus à un "stress" ou une combinaison de "stress"[1][2][3] (*figure 1*). Ceux-ci se regroupent en quatre catégories génériques pour le stator et six pour le rotor.

Pour le stator, les effets sont principalement dus à un problème :

- thermique (surcharge, ...),
- électrique (diélectrique, ...),
- mécanique (bobinage, ...),
- environnemental (agression, ...).

Pour le rotor, les effets sont essentiellement dus à un problème :

- thermique (surcharge, ...),
- électromagnétique (force en $B^2(t), \dots$),
- résiduel (déformation, ...),
- dynamique (arbre de transmission, ...),
- mécanique (roulement, ...),
- environnemental (agression, ...).

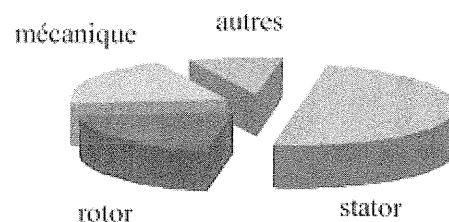


Figure 1: répartition des différentes pannes

Parmi tous ces éléments énoncés, nous allons explorer les cas où les défauts rencontrés sont les plus courants. Pour cela, nous évoquerons l'acquisition de signaux en vue du traitement. Nous ferons état des spectres dus à différentes défaillances suite à un problème de barre(s) cassée(s) ou de portion d'anneau, un défaut au stator, une excentricité et ceux liés aux roulements à billes.

II. LA MESURE.

Pour ce faire, trois signaux élémentaires peuvent être prélevés (figure 2). Il s'agit :

- du courant statorique,
- du flux rayonnant de la machine,
- de la vitesse de rotation.

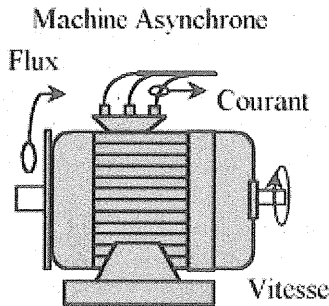


Figure 2: les différents capteurs.

Parmi ces trois signaux, il semblerait que l'analyse du spectre du courant statorique soit la plus révélatrice et la plus fiable pour le diagnostic. La surveillance par l'analyse du flux dans l'entrefer n'est pas attractive car elle nécessite une intervention sur le moteur lui-même pour être fiable. Cela ne peut se faire aisément dans le milieu industriel. En effet, il faudrait doter ces actionneurs de capteur(s) *in situ*. Une autre possibilité serait de prévoir, dès l'origine, un actionneur instrumenté. Un autre moyen consiste à traiter des signaux issus de flux de fuites. Ils contiennent les informations relatives au fonctionnement. Hélas, il a été montré que ceux-ci sont fortement dépendants de la charge. Donc, un diagnostic fiable sera très difficile à faire, surtout dans un milieu industriel, voire hostile.

III. PROBLEME DE BARRES CASSEES.

Sous les conditions normales de fonctionnement, le moteur crée un champ tournant qui peut être direct ou inverse dans l'entrefer. Ce champ tournant, direct, dans l'entrefer induit un courant à la fréquence de glissement dans le rotor, plus précisément, dans les barres rotoriques. Ceux-ci génèrent alors un champ tournant résultant direct. Pour un moteur symétrique, il n'y aura pas de champ tournant résultant inverse tant que le champ direct est normal et non - nul. Cependant, sous conditions d'anomalies, il n'y a plus de symétrie, mais plutôt des dissymétries du rotor. Dans ce cas, le champ résultant sera composé de champs résultants direct et inverse. Ceci sera d'autant plus accentué que les barres au rotor sont isolées.

Le résultat de la dissymétrie due à un défaut de barre(s) cassée(s) réside dans la création d'un champ tournant de sens opposé à celui généré par le stator, et cela à la fréquence de glissement. Par conséquent, il y aura création d'un courant supplémentaire dans le bobinage statorique à la fréquence $(1-2g).f$ (figure 3).

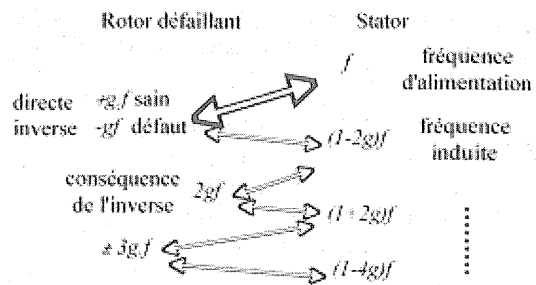


Figure 3 : les différentes fréquences.

En effet, la relation permettant au moteur de fonctionner en tant que tel repose sur la relation :

$$f = f_r + f_g \text{ (Hz)}$$

où :

- f = fréquence d'alimentation,
- f_r = fréquence de rotation,
- f_g = fréquence de glissement.

Or, dans le cas d'une dissymétrie, f_g est négative, donc

$$f_{bc} = f_r - f_g = f - 2.f_g = f.(1-2g).$$

Hélas, ce courant va générer un couple oscillatoire car il y aura interaction entre ce courant et le flux fondamental créé par l'alimentation statorique. Dès lors, ce couple additionnel issu du produit du flux par le courant est proportionnel à l'amplitude du courant et de la fréquence $(1-2g).f$. La fréquence d'oscillation sera donc de $2g.f$ et engendrera une oscillation de vitesse à cette fréquence dont l'amplitude dépendra de l'inertie du -moteur+charge-. Cette oscillation de vitesse va générer une variation de flux, donc une force électromotrice de fréquence fondamentale plus deux supplémentaires liées aux oscillations de vitesse. Celles-ci sont proportionnelles à l'amplitude de la variation de vitesse et généreront deux courants additionnels de fréquence $(1-2g).f$ et $(1+2g).f$ de même valeur. Cependant, le courant de réaction à la fréquence $(1-2g).f$ vient se soustraire à celui créé par le défaut rotorique [4][5].

Nous pouvons donc conclure que l'amplitude du courant à la fréquence $(1-2g).f$ plus celle à la fréquence $(1+2g).f$ est constante.

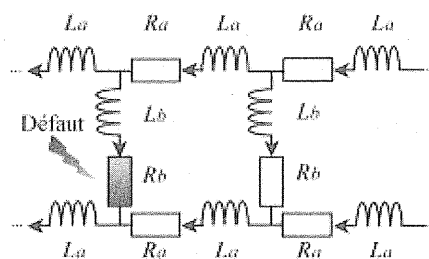


Figure 4 : la cage d'écureuil.

L'amplitude du courant à $(1+2g).f$ sera d'autant plus faible que l'inertie du moteur plus celle de la charge ramenée sera grande, importante.

La création des autres raies est fondée par une démarche identique et c'est ainsi que la relation des plus courante est :

$$f_{bc} = (1 \pm 2g).f \text{ (Hz)}$$

où :

- f_{bc} = fréquence « de barre cassée »,
- g = le glissement,
- f = fréquence d'alimentation.

Si l'on désire simuler un défaut au rotor, il nous faudra disposer d'un modèle représentatif. Pour cela, nous devons, comme à l'accoutumé, poser des hypothèses restrictives. Il faut nous placer dans des conditions telles que :

- la distribution du champ est idéale,
- l'entrefer est constant,
- les barres de la cage d'écureuil sont isolées,
- il n'y a pas de saturation,
- il n'y a pas de phénomène lié à la fréquence,
- il n'y a pas de pertes fer.

De ces hypothèses, il est alors possible d'établir un modèle du moteur asynchrone dans son ensemble. La représentation du rotor en *figure 4* nous sensibilise au fait qu'un rotor est constitué d'un grand nombre de résistances et d'inductances. On peut y distinguer les résistances de portions d'anneau, R_a , inductances de portions d'anneau, L_a , résistances de barre, R_b et inductances de barre, L_b . Un défaut se traduira alors par une élévation de la résistance soit d'une portion d'anneau, soit d'une barre.

Ce modèle de simulation est d'ordre très élevé car il est constitué :

- des équations liées au stator (ordre 3),
- des équations liées au rotor (ordre égal au nombre de barres de la cage d'écureuil),
- de l'équation liée à la mécanique et à la vitesse de rotation.

Ainsi, pour un moteur de faible puissance ($\sim 3kW$), l'ordre du système sera égale à $3+28+1 = 32$. Malgré cette lourdeur, les résultats de simulations sont en concordance avec l'expérimentation [6][7][8].

IV. PROBLEME DE DEFATS STATORIQUES.

A partir des études théoriques, il a été montré que le courant statorique avait un spectre enrichi par la création d'un court-circuit au stator. Les fréquences additionnelles sont données par la relation :

$$f_{cc} = [(n/p).(1 - g) \pm k].f \text{ (Hz)}$$

où :

- f_{cc} = fréquence « de court-circuit »,
- f = fréquence d'alimentation,
- $n = 1, 2, 3, \dots, n \in \mathbb{N}$,
- p = nombre de paires de pôles,
- g = le glissement,
- $k = 1, 3, 5, \dots, k \in \mathbb{N}$.

Cette démarche n'a de sens que pour des moteurs de faible puissance, donc des moteurs de faible tension. Une spire n'aura alors qu'une faible ddp (différence de potentiels) à ces bornes (quelques volts) alors que sous tension élevée, la ddp sera élevée et sera de quelques centaines de volts. Le nombre de spires est donc fortement lié à la tension d'alimentation, donc un court-circuit entre deux spires n'aura pas la même importance pour un moteur de faible ou de forte puissance. C'est ainsi qu'un moteur de faible puissance pourra continuer de fonctionner quelques minutes, alors que pour le cas de la forte puissance, la durée de survie sera de l'ordre de la seconde.

Parmi toutes les fréquences observables et observées, il faut redoubler de rigueur et de prudence car certaines d'entre elles ont la même signification que celles engendrées par d'autres causes. Pour exemple, la raie à la fréquence de 150 Hz n'est pas significative car elle provient de l'effet de la saturation [9]. D'une part, elle est générée par un défaut statorique, même si le moteur est déconnecté de la charge. D'autre part, des fréquences identiques à des défauts tels que l'excentricité peuvent perturber l'analyse de la défaillance.

Les bobines des moteurs de faible puissance sont réalisées par le biais de machines automatiques. Par conséquent, les brins sont placés de façon « aléatoire » par rapport au moteur de forte puissance. En effet, pour ces derniers, de part le faible nombre de brins par encoche, ils sont insérés manuellement avec une rigueur exemplaire.

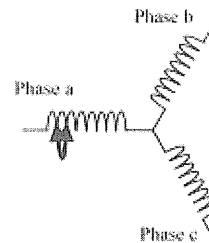


Figure 5 : court-circuit en phase a.

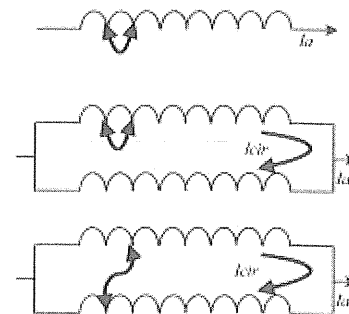


Figure 6 : différents court-circuits.

Les problèmes engendrés par le stator dans le cas de faible puissance, peuvent se représenter selon les cas ci-dessus (*figures 5 et 6*). On peut noter au minimum trois configurations possibles. La première est un court-circuit de spires sur la phase *a*. Sur les deux

autres représentations (figure 6), la première correspond à un court-circuit entre deux brins d'un même faisceau, l'autre correspond à un court-circuit entre deux faisceaux en parallèles [10]. Dans ces deux cas, il peut y avoir existence d'un courant de circulation (I_{cir}) dans ces deux faisceaux car la ddp est différente entre les extrémités de ceux-ci.

V. PROBLEME D'EXCENTRICITE.

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries qui sont naturelles. Celles-ci relèvent de trois catégories qui sont pour l'essentiel :

1. l'excentricité statique,
2. l'excentricité dynamique,
3. l'excentricité mixte.

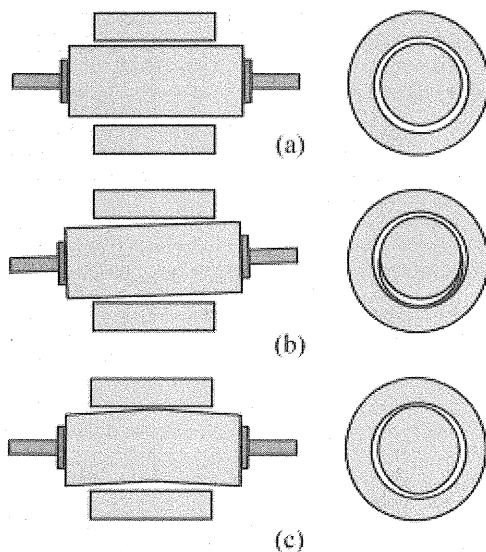


Figure 7 : l'excentricité statique.
(a) excentricité statique, (b) défaut de centrage,
(c) déformation du rotor

Bien entendu, des sous-catégories existent [11]. Ainsi, sont représentées en figure 7, trois déformations rassemblées sous l'unique intitulé « excentricité statique ».

L'excentricité statique correspond au cas où le centre de rotation de l'arbre du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator.

L'excentricité dynamique correspond, elle, à un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator.

L'excentricité mixte est la somme des deux cas présentés ci-avant.

Les fréquences induites, proches du fondamental, sont données par la relation :

$$f_{exc} = \left(1 \pm n \left(\frac{1-g}{p} \right) \right) \cdot f \quad (\text{Hz})$$

où :

- f_{exc} = fréquence « d'excentricité »,
- $n = 1, 2, 3, \dots, n \in \mathbb{N}$,
- g = le glissement,
- p = nombre de paires de pôles,
- f = fréquence d'alimentation.

Cette relation a l'avantage de ne pas nécessiter de connaissance précise de la machine asynchrone car elle ne fait pas apparaître de terme lié à sa conception.

Une seconde approche consiste à utiliser une expression liant le défaut de barre cassée à celle de l'excentricité et des encoches au rotor. C'est ainsi qu'une équation, sous forme compacte, fait apparaître les harmoniques de fréquences relatives à ces défauts, et qui dépendent pour beaucoup du nombre de paires de pôles.

$$f_{exc} = \left((kR \pm n_d) \left(\frac{1-g}{p} \right) \pm n_{os} \right) f \quad (\text{Hz})$$

où :

- f_{exc} = fréquence « d'excentricité »,
- $k = 1, 2, 3, \dots, k \in \mathbb{N}$,
- R = nombre d'encoches au rotor,
- $n_d \in \mathbb{N}$,
- g = le glissement,
- p = nombre de paires de pôles,
- $n_{os} = 1, 3, 5, \dots, n_{os} \in \mathbb{N}$,
- f = fréquence d'alimentation.

Dans le cas d'excentricité statique, $n_d = 0$, alors que pour l'excentricité dynamique, n_d peut prendre les valeurs : $1, 2, 3, \dots$ (n_d est connu sous le nom « ordre d'excentricité »). Le coefficient n_{os} représente l'harmonique de temps lié à l'alimentation du moteur asynchrone.

VI. PROBLEME D'OSCILLATION DE VITESSE.

Dans le cas d'excentricité dynamique, laquelle varie avec la position, il y a variation de l'entrefer ce qui engendre une variation de perméance. Alors, cela affecte les inductances de la machine asynchrone, donc produit des harmoniques de courants qui ont pour relation [12][13]:

$$f_{ov} = \left(1 \pm k \left(\frac{1-g}{p} \right) \right) f \quad (\text{Hz})$$

où :

- f_{ov} = fréquence « d'oscillation »,
- $k = 1, 2, 3, \dots, k \in \mathbb{N}$,
- g = le glissement,
- p = nombre de paires de pôles,
- f = fréquence d'alimentation.

Hélas, ces fréquences correspondent en tout ou partie à celles issues d'un défaut de barre cassée et d'excentricité. Il faudra donc faire le lien avec d'autres fréquences afin de conclure avec certitude à tel ou tel défaut.

VII. PROBLEME DE ROULEMENT A BILLES.

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone. Pour cela [14], les harmoniques contenus dans le spectre du courant statorique peuvent être décrits par ces expressions :

$$f_{exc} = \left(1 \pm k \left(\frac{1-g}{p/2} \right) \right) f \quad (\text{Hz})$$

$f_{exc} = |f \pm k \cdot f_{rm}|$ (Hz) $f_{bng} = |f \pm m \cdot f_{vib}|$ (Hz)
 où f_{vib} est l'une des fréquences des vibrations mécaniques.

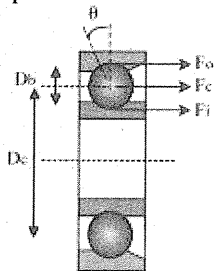


Figure 8 : Les roulements à billes.

Les fréquences caractéristiques des roulements à billes reposent sur la figure 8 ci-dessus. Un défaut de roulement à billes se manifeste par la répétition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieure comme intérieure. Pour cela, la fréquence caractéristique est le double de la fréquence de rotation et on la notera f_b :

$$f_b = \frac{D_c}{D_b} f_r \left[1 - \left(\frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right)^2 \right]$$

La fréquence de répétition sera pour la cage intérieure comme extérieure décrite par :

$$f_{int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right] \quad f_{ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right]$$

où :

- g = le glissement,
- f = fréquence d'alimentation,
- f_{rm} = fréquence de rotation mécanique,
- $m = 1, 2, 3, \dots, n \in \mathbb{N}$,
- $k = 1, 3, 5, \dots, k \in \mathbb{N}$,
- p = nombre de paires de pôles,
- n_b = nombre de billes,
- D_b = diamètre des billes,
- D_c = distance du centre des billes,
- θ = l'angle de contact de la bille avec la cage.

Cependant, il ne faudra pas omettre que nous sommes dans l'obligation de connaître quelques dimensions spécifiques du roulement à billes. Pour ce faire, des approximations applicables à de très nombreux cas sont, pour la plupart d'entre eux, la possession d'un nombre de billes comprise entre 6 et 12. Pour cela, il est usuel d'appliquer les deux relations suivantes :

$$f_{CE} = f \pm f_{ext} (0.4 \cdot n_b \cdot f_r) \quad f_{CI} = f \pm f_{int} (0.6 \cdot n_b \cdot f_r)$$

Ainsi, nous sommes dans la capacité de déterminer si oui ou non nous sommes confrontés à un défaut de roulement à billes. Cela est rendu possible grâce aux fréquences caractéristiques rappelées.

VIII. CONCLUSIONS.

Dans ce papier, nous avons fait état des différents défauts interférant sur le contenu spectral du courant absorbé par le moteur asynchrone. Ces défauts peuvent être d'origine mécanique ou électrique. Nous avons mis l'accent sur les fréquences induites car la technique la plus répandue de nos jours est basée sur l'analyse spectrale du courant statorique (MCSA : Motor Current Signature Analysis). Néanmoins, il faut être vigilant pour ne pas commettre d'erreur dans la conclusion. Elle est d'autant plus délicate qu'elle repose sur l'analyse et l'interprétation de la présence de fréquences et de l'évolution de l'amplitude de celles-ci.

IX. RÉFÉRENCES.

[1] AUSTIN H. BONNET AND GEORGE C. SOUKUP, « Analysis of Rotor Failures in Squirrel-Cage Induction Motors », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, N° 6, pp. 1124-1130, November/December 1988.
 [2] AUSTIN H. BONNET AND GEORGE C. SOUKUP, « Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, N° 4, pp. 921-937, July/August 1992.
 [3] M.G. MELERO, M.F. CABANAS, F.R. FAYA, C.H. ROJAS AND J. SOLARES, « Electromagnetic Torque Harmonics for On-Line Interturn Shortcircuits Detection in Squirrel Cage Induction Motors », In Proceedings EPE'99, p. 1-9, Lausanne, Suisse.
 [4] F. FILIPPETTI, G. FRANCESCHINI, C. TASSONI AND P. VAS, « Impact of Speed Ripple on Rotor Fault Diagnosis of Induction Machines », ICEM'96, pp. 452-457, Vigo, Spain.
 [5] S. WILLIAMSON AND A.C. SMITH, « Steady-State Analysis of 3-Phase Cage Motors with Rotor-Bar and End-Ring Faults », In IEE Proceedings, Vol 129, Pt. B., N° 3, pp. 93-100, May 1992.
 [6] E. RITCHIE, X. DENG AND T. JOLIKEN, « Dynamic model of three-phase squirrel cage induction motor with rotor faults », In Proceedings ICEM'94, pp. 694-698, Paris, France.
 [7] S. MANOLAS, J. TEGOPOULOS AND M. PAPADOPOULOS, « Analysis of squirrel cage induction motors with broken bars », In Proceedings ICEM'96, vol. 3, pp. 19-23, Vigo, Spain.
 [8] A. ABED, L. BAGHLI, H. RAZIK AND A. REZZOUG, « Modelling Induction Motors for Diagnostic Purposes », In Proceedings EPE99, pp. 1-8, september 7-9 1999, Lausanne, Suisse.
 [9] W. T. THOMSON, « On-line MCSA To Diagnose Shorted Turns in Low Voltage Stator Windings of 3-Phase Induction Motors Prior to Failures », In Proceedings IEMDC'01, 2001, June 17-20, pp. 1-8, Cambridge, USA.
 [10] A. STAVROU, H. SEDDING AND J. PENMANN, « Current Monitoring for Detecting Inter-Turn Short Circuits in Induction Motors », In Proceedings IEMDC'99, pp. 345-347, Seattle, Washington USA.
 [11] D.G. DORREL, « Modelling of Non-Uniform Rotor Eccentricity and Calculation of Unbalanced Magnetic Pull in 3-Phase Cage Induction Motors », In proceedings ICEM'2000, pp. 1820-1824, Espoo, Finland.
 [12] R.R. SCHOEN AND T.G. HABETLER, « Effects of Time-Varying Loads on Rotor Fault Detection in Induction Machines », In IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 31, N° 4, pp. 900-906, July/August, 1995.
 [13] G.B. KLIMAN AND J. STEIN, « Methods of motor current signature analysis », In Electric Machines & Power Systems, Vol 20, N° 5, pp. 463-474, September 1992.
 [14] R.R. SCHOEN, T.G. HABETLER, F. KAMRAN, R.G. BARTHELD, « Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring », In IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 31, N° 6, pp. 1274-1279, November/December, 1995.

APPLICATION DE LA M.L.I OPTIMISEE POUR LA MINIMISATION DES ONDULATIONS DU COUPLE DES MACHINES SYNCHRONES AUTO-PILOTEES ALIMENTEES PAR ONDULEUR DE TENSION.

D. REKIOUA, T. REKIOUA

Université de Béjaia, Laboratoire LMC
BP 464, Béjaia-liberté
06000 BEJAIA – ALGERIE
E-mail : dja_rekioua@yahoo.fr
Tel : (213) 34-214333/35 Fax : (213) 34-206098

B. LAPORTE

INPL, ENSEM
Laboratoire GREEN
54500 Vandoeuvre les Nancy – France
E-mail : bernard.laporte@inpl-ensem.fr
Tel : 03 83 59 56 81 Fax : 03 83 59 56 53

Résumé : La technique de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.) optimisée, a été utilisée afin d'éliminer les harmoniques de faible rang, nuisibles à un bon fonctionnement d'une machine synchrone auto-pilotée alimentée par onduleur de tension. A la différence des méthodes classiques citées dans la littérature, les harmoniques, dans notre cas, sont éliminés grâce à la commande pilotée par des signaux délivrés par un capteur de position de conception rudimentaire. Ceci nous permet d'obtenir un système possédant de bonnes performances dynamiques, présentant un faible taux d'ondulation du couple, économique au niveau de la mise en oeuvre et facile à réaliser. Les résultats de la simulation numérique et les mesures expérimentales seront présentés en fin d'article.

Mots-Clefs : Moteur Synchrone auto piloté, Capteur de position, M.L.I Optimisée, Harmoniques, Ondulations du Couple, Onduleur de Tension.

1-Introduction :

Les progrès technologiques incessants dans le domaine des dispositifs semi-conducteurs ont permis aux machines électriques, alimentées par convertisseurs statiques, d'avoir de meilleures performances dynamiques [1], [2], [3], [4]. Dans ce type de machines, alimentées par onduleur de tension, les harmoniques générés par l'alimentation produisent des pulsations de couple qui détériorent leurs performances. Le problème est traité par plusieurs auteurs dans la littérature et des solutions sont proposées [2], [5], [6]. Dans la course à l'optimisation, on recherche toujours des solutions fiables, disponibles, performantes et surtout de moindre coût.

Dans cet article, on présente une méthode permettant d'éliminer les harmoniques de tension de faible rang, ce qui minimise les ondulations du couple de la machine. Celle-ci est basée sur la technique de la M.L.I optimisée. A la différence des méthodes classiques, où les harmoniques sont éliminés directement dans le signal des tensions de sortie de l'onduleur, ce qui nécessite des systèmes à microprocesseurs pour l'implantation de la M.L.I [7], dans notre cas, les harmoniques sont éliminés directement à l'aide du signal provenant du capteur de position de conception rudimentaire [8]. L'originalité de ce dispositif est que, d'une part le circuit de commande est très simple et que d'autre part la commande s'effectue d'une manière optimale, lorsque les harmoniques les plus néfastes de la tension d'alimentation sont éliminés. Nous présentons les résultats de simulation numérique comparés aux résultats expérimentaux.

2-Alimentation par onduleur de tension:

2-1.Onduleur triphasé commandé en pleine onde:

La commande fournit en sortie de l'onduleur, des ondes alternatives en forme de créneaux. La décomposition en série de Fourier de ces ondes, donne les tensions de sortie entre phases :

$$V_{ij} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \left\{ \begin{aligned} & \sin \left[\omega - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right] - \frac{1}{5} \sin \left[5\omega - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right] - \frac{1}{7} \sin \left[7\omega - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right] \\ & + \dots + \frac{1}{6k \pm 1} \sin \left[(6k \pm 1)\omega - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

avec : E :tension d'alimentation, (i,j) = [(1,2),(2,3),(3,1)]

Nous notons la présence des harmoniques (5,7,...) de faible rang possédant des amplitudes élevées. Ceci induit des harmoniques de courant à l'origine des ondulations de couple et des pertes dans la machine.

2-2 Modulation de largeur d'impulsion optimisée (calculée) :

La technique de M.L.I associée à un onduleur de tension, basée sur le principe d'élimination d'harmoniques, consiste à réaliser une onde de sortie constituée d'une succession de créneaux de largeurs variables. Les angles de commutation sont déterminés à fin d'éliminer les harmoniques gênants de l'onde délivrée en sortie de l'onduleur. Il existe deux possibilités de calcul des angles de modulation. La première méthode [9] est très générale car elle traite des fonctions périodiques, sans prise en compte d'aucune symétrie pour une éventuelle simplification. La seconde [10], consiste à déterminer les angles de commutation par résolution d'un système d'équations transcendentes. Ce système est obtenu par la décomposition en série de Fourier de la forme de l'onde que l'on désire obtenir à la sortie de l'onduleur. Dans notre travail, notre choix s'est porté sur la seconde méthode.

2-2-a- Cas où on élimine un nombre pair d'harmoniques :

L'onde de sortie d'un bras d'onduleur triphasé a la forme donnée par la figure 1.

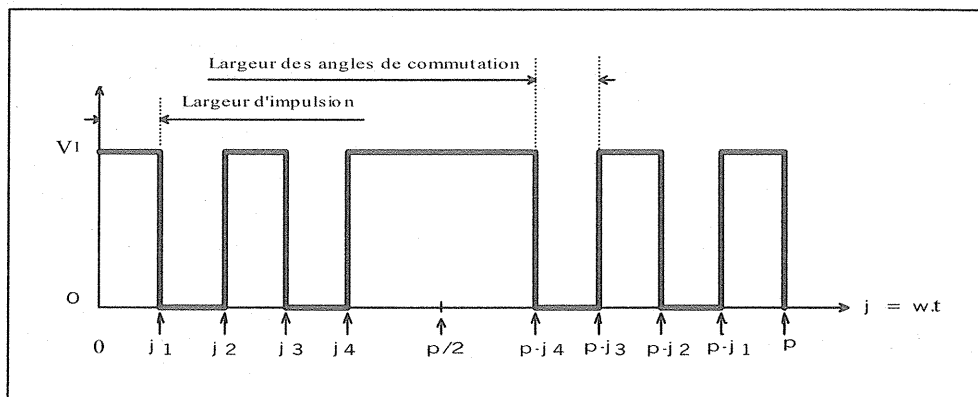


Figure 1.: onde de sortie d'un bras d'onduleur à M.L.I optimisée

Le développement en série de Fourier de cette onde donne l'expression (2) relative à l'amplitude du fondamental pour $n = 1$ et celle des harmoniques pour n égal successivement à 3, 5, 7, 9, 11, ..., $(2k \pm 1)$ [11].

$$V_1(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(n \cdot \theta) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin(n \cdot \theta) \quad (2)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = 0 \\ a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} V_1(\theta t) \cdot \cos(n \theta) d(\theta) \\ b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} V_1(\theta t) \cdot \sin(n \theta) d(\theta) \\ \theta = \omega \cdot t \end{array} \right. \quad (3)$$

Afin de simplifier la formulation du problème, quelques symétries sont imposées à la tension de sortie d'un bras de l'onduleur $V_1(\theta)$:

$$V_1(\theta) = V_1(\theta + 2\pi) \quad (4) \quad V_1(\theta) = V_1(\pi - \theta) \quad (5)$$

L'équation (4) correspond à la symétrie d'un quart de cycle, donc à l'élimination des coefficients a_n dans la série de Fourier. En revanche, l'équation (5) décrit la symétrie de demi cycle, qui assure l'inexistence d'harmoniques pairs.

$$\left\{ \begin{array}{l} a_n = 0 \\ b_n = \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_1(\theta) \cdot \sin(n \theta) \cdot d(\theta) \end{array} \right. \quad (6)$$

On développe, afin d'aboutir à un système algébrique d'équations transcendantes. Dans notre travail, nous avons utilisé une machine synchrone équilibrée, couplée en étoile à neutre isolé, donc à composante homopolaire de courant nulle. Par conséquent les harmoniques de rang $3k$ ($k \in \mathbb{N}^*$) s'annulent, et on ne s'intéressera qu'aux harmoniques d'ordre $6k \pm 1$ (5, 7, 11, 13,...). Ceci nous conduit au système suivant :

$$\left[\begin{array}{l} \frac{1}{2} - \cos\theta_1 + \cos\theta_2 - \cos\theta_3 + \dots \pm \cos\theta_m = \frac{U_1}{2U_0} = h \\ \frac{1}{2} - \cos 5(\theta_1) + \cos 5(\theta_2) - \cos 5(\theta_3) + \dots \pm \cos 5(\theta_m) = 0 \\ \frac{1}{2} - \cos 7(\theta_1) + \cos 7(\theta_2) - \cos 7(\theta_3) + \dots \pm \cos 7(\theta_m) = 0 \\ \dots = 0 \\ \dots = 0 \\ \dots = 0 \\ \frac{1}{2} - \cos(6k \pm 1)\theta_1 + \cos(6k \pm 1)\theta_2 - \cos(6k \pm 1)\theta_3 + \dots \pm \cos j((6k \pm 1)\theta_m) = 0 \end{array} \right. \quad (7)$$

avec : m ; nombre d'harmoniques à éliminer. et h ; facteur de forme

2-2-b- Cas où on élimine un nombre impair d'harmoniques

Dans ce cas, le système d'équations à résoudre sera :

$$\left[\begin{array}{l} -\frac{1}{2} + \cos\theta_1 - \cos\theta_2 + \cos\theta_3 + \dots \pm \cos\theta_m = \frac{U_1}{2U_0} = h \\ -\frac{1}{2} + \cos 5(\theta_1) - \cos 5(\theta_2) + \cos 5(\theta_3) + \dots \pm \cos 5(\theta_m) = 0 \\ -\frac{1}{2} + \cos 7(\theta_1) - \cos 7(\theta_2) + \cos 7(\theta_3) + \dots \pm \cos 7(\theta_m) = 0 \\ \dots = 0 \\ \dots = 0 \\ \dots = 0 \\ -\frac{1}{2} + \cos(6k \pm 1)\theta_1 - \cos(6k \pm 1)\theta_2 + \cos(6k \pm 1)\theta_3 + \dots \pm \cos j((6k \pm 1)\theta_m) = 0 \end{array} \right. \quad (8)$$

Les systèmes (7) et (8) sont à termes trigonométriques naturellement transcendants. Ils n'admettent ni solution mathématique directe, ni solution numérique adéquate. Après résolution du système d'équations, nous obtenons les résultats groupés dans le tableau 1 [8] : θ étant exprimé en degrés.

Rang	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}
5	12.00									
5,7	16.25	22.05								
5,7,11	8.74	24.39	27.75							
5,7,11,13	10.54	10.09	30.90	32.86						
5,7,11,13,17	6.79	17.30	21.03	34.67	35.99					
5,7,11,13,17,19	7.80	12.67	23.08	25.62	38.11	38.99				
5,7,11,13,17,19,23,25	6.19	10.45	18.40	21.04	30.49	32.85	42.43	42.90		
5,7,11,13,17,19,23,25,29,31	5.13	8.90	15.29	17.88	25.39	26.98	35.40	36.22	45.33	45.61

Tableau 1. Résultats obtenus selon le nombre d'harmoniques à éliminer.

3- Ondulations du couple électromagnétique :

3-1 Expression du couple :

On considère une machine synchrone triphasée avec stator en étoile, neutre isolé. On suppose néanmoins les hypothèses simplificatrices suivantes :

- la machine n'est pas saturée ;
- les courants statoriques sont équilibrés (composante homopolaire négligeable)
- le fondamental de chacun des courants d'alimentation est en phase avec la force contre électromotrice correspondante (grâce à l'autopilotage).

L'expression classique du couple électromagnétique instantané est donné par [8], [12]:

$$T_e(t) = \frac{1}{\Omega} [e_a(t).i_a(t) + e_b(t).i_b(t) + e_c(t).i_c(t)] \quad (9)$$

3-2 Effets des harmoniques sur le couple

Dans le cas où la force contre électromotrice est sinusoïdale, on a :

$$\left[\begin{array}{l} e_a = E_1 \sin(\omega t) \\ i_a = I_1 \sin(\omega t) + I_5 \sin(5\omega t) + I_7 \sin(7\omega t) + \dots + I_{6k \pm 1} \sin((6k \pm 1)\omega t) \\ e_b = E_1 \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ i_b = I_1 \sin(\omega t - 2\pi/3) + I_5 \sin(5\omega t - 2\pi/3) + \dots + I_{6k \pm 1} \sin((6k \pm 1)\omega t - 2\pi/3) \\ e_c = E_1 \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ i_c = I_1 \sin(\omega t + 2\pi/3) + I_5 \sin(5\omega t + 2\pi/3) + \dots + I_{6k \pm 1} \sin((6k \pm 1)\omega t + 2\pi/3) \end{array} \right. \quad (10)$$

L'expression du couple en fonction de la force électromotrice et des courants est donnée par :

$$T_e = \left(\frac{3E}{2\omega}\right) [I_1 + I_5 \cos(4\omega t) + I_7 \cos(6\omega t) + \dots + I_j \cos((j-1)\omega t)] \quad (11)$$

où : j est le rang des harmoniques des courants statoriques $j = (6k \pm 1)$, $k \in \mathbb{N}^*$

Nous remarquons clairement que dans l'expression de l'équation (11), le couple est la somme de deux termes. Le premier correspond à un couple constant produit par le fondamental du courant, le second est la somme de couples pulsatoires, produits par les harmoniques de courant d'ordre $(6k \pm 1)$. Afin de minimiser les pulsations du couple, il faut supprimer les harmoniques de courant indésirables, qui augmentent les pertes Joules et les pertes fer du moteur, réduisant le rendement de celui-ci [6].

4- Conception du capteur de position pour l'élimination des harmoniques :

Le capteur de position proposé permet de générer des commandes de l'onduleur basées sur la technique de modulation de largeur d'impulsion optimisée.

4-1 Capteur de position classique :

Dans la plupart des systèmes de positionnement, la solution la plus simple pour connaître la position instantanée consiste en la mesure incrémentale de l'angle de rotation au niveau de l'arbre du moteur. Le capteur de position est solidaire du rotor de la machine, et est constitué de deux parties distinctes, dont l'une est fixe, solidaire du stator, et l'autre mobile, solidaire du rotor.

La figure 2 représente un capteur de position de type optique, qui permet de générer trois signaux de largeur π , décalés de $2\pi/3$.

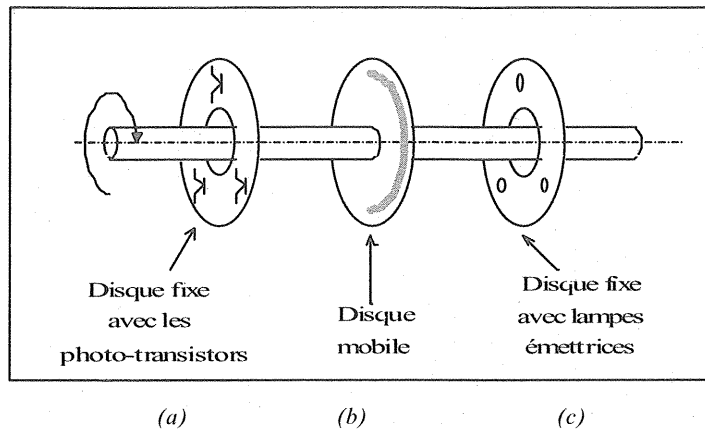


Figure 2 : représentation d'un capteur de position de type optique .
 (a) et (c) : parties fixes (b) : partie mobile

4-2 Réalisation du capteur de position proposé :

Le capteur réalisé est de type optique. Il permet de générer la commande que l'on désire, basée sur la technique de M.L.I optimisée, citée précédemment. La seule différence qui réside entre le capteur classique et celui proposé, est dans le disque de la partie mobile. Il est constitué de parties translucides et opaques permettant de hacher les faisceaux lumineux reçus par les détecteurs optiques ; ces derniers délivrent alors une suite d'impulsions électriques, possédant des largeurs différentes selon la position du rotor et le nombre des harmoniques que l'on désire éliminer. Notons que le disque de la partie mobile a successivement des formes différentes, selon le nombre d'harmoniques à éliminer. La figure 3 (a,b,c) montre certains exemples de disques mobiles selon le nombre d'harmoniques à éliminer pour une machine à deux pôles ($p=1$). Si le nombre de paires de pôles est différent de un (1), il faut tenir compte de la relation :

$$\theta_e = p \cdot \theta_m \quad (12)$$

avec: θ_e : angle électrique. θ_m : angle mécanique. p : nombre de paires de pôles.

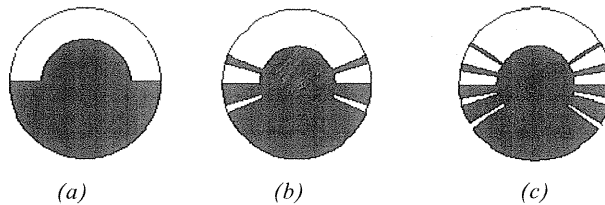


Figure 3 (a,b,c) : disques mobiles selon le nombre d'harmoniques à éliminer pour $P=1$.
 (a) cas d'un capteur de position classique.
 (b) cas où on élimine les 5^{ème}, 7^{ème} harmoniques .
 (c) cas où on élimine les 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques .

5-Résultats de simulation numérique et de mesures :

La figure 4 représente le schéma du système global, qui comprend une machine synchrone auto pilotée dont les paramètres sont donnés en annexe page 9. La machine est alimentée par un onduleur de tension commandé à partir d'un capteur de position qui génère les signaux de la M.L.I optimisée [8] .

La figure 5 (a,b,c,d,) représente la simulation numérique de la commande classique à pleine onde 180°. Nous remarquons sur l'analyse spectrale, la présence des harmoniques (5, 7, 11, 13,...) dans le courant de phase. Le calcul du facteur de distorsion du couple électromagnétique est de 69%.

Dans cet article, nous présentons les résultats (figure 6 (a,b,c,d)) dans le cas de la commande à M.L.I optimisée avec élimination des quatre premiers harmoniques (5,7,11 et 13). On voit clairement que les harmoniques de bas ordre ont été éliminés et le facteur de distorsion a diminué dans ce cas à 45%. Afin de valider le modèle mathématique de cette méthode, nous donnons les résultats obtenus expérimentalement suivant les deux cas de commande 180°, voir figures 7 (a,b,c) et à M.L.I optimisée figures 8(a,b,c)).

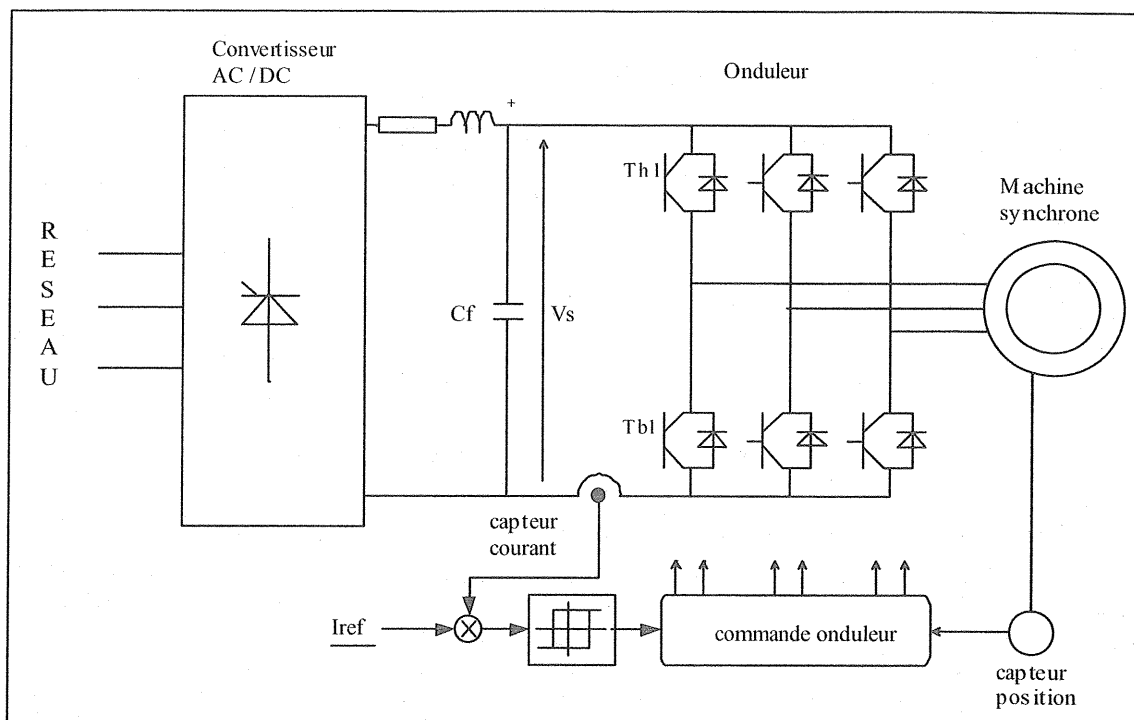
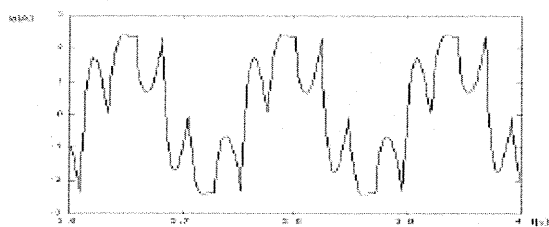
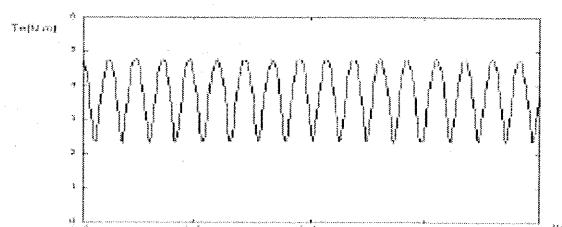


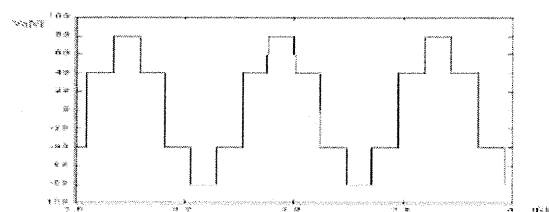
Figure 4: schéma du système global



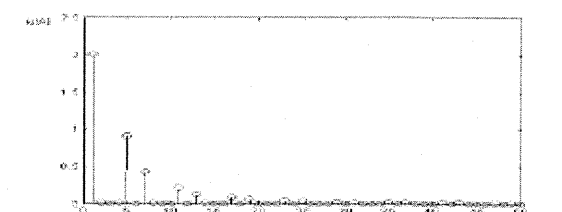
a- courant de phase



c- couple électromagnétique



b- tension de phase



d- spectre d'harmoniques

Figure 5 (a,b,c,d) : résultats de simulation numérique de la commande 180°.

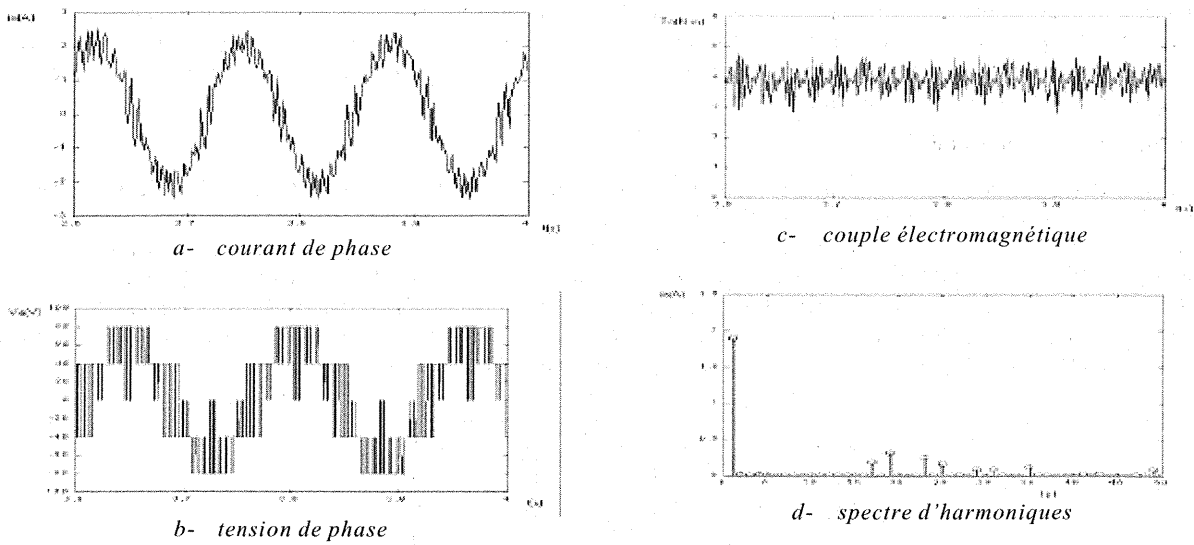


Figure 6 (a,b,c,d) : résultats de simulation numérique dans le cas de l'élimination des 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques

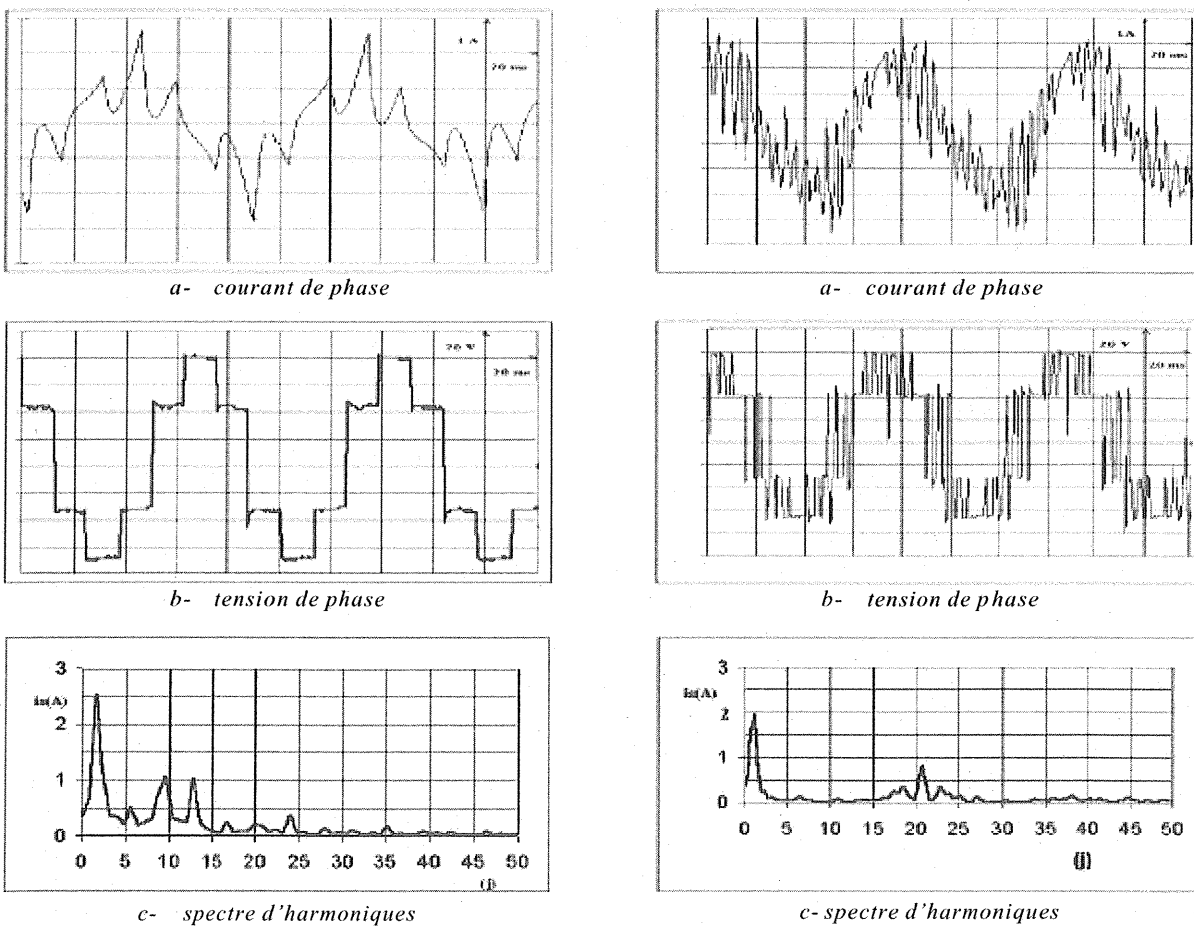


Figure 7 (a,b,c) : résultats pratique dans le cas tension de phase de la commande 180°

Figure 8 (a,b,c) : résultats pratique dans le cas de l'élimination des 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques

Nous pouvons noter que les ondulations du couple avec la méthode proposée ont été minimisées par rapport à celles de la commande 180°, ce qui améliore les performances dynamiques du système étudié. Ces résultats confirment l'hypothèse, déjà énoncée, que $(6k \pm 1)$ harmoniques étant présents dans les courants et tensions de phase, grâce à la méthode proposée, les quatre premiers harmoniques sont bien éliminés.

6- Contrôle direct du couple

Afin de contrôler le couple, nous avons opté pour la technique de contrôle du courant total par un régulateur à hystérésis [10]. Le courant total constitue le seul paramètre de réglage du couple.

Pour la mesure du courant total à l'entrée de l'onduleur, on utilise une méthode qui consiste à capter en même temps chaque courant traversant les transistors bas (figure 9) [10]. Il existe six configurations de l'onduleur, et on déduit que le courant mesuré par la sonde à effet Hall correspond à chaque sixième de la période de chaque courant de phase. Pour tenir compte des phases de commutation, on mesure aussi le courant total qui traverse toutes les diodes hautes (Dh1, Dh2, Dh3) dans le cas d'un hachage sur les transistors du bas. Le schéma de principe est présenté sur la figure 9.

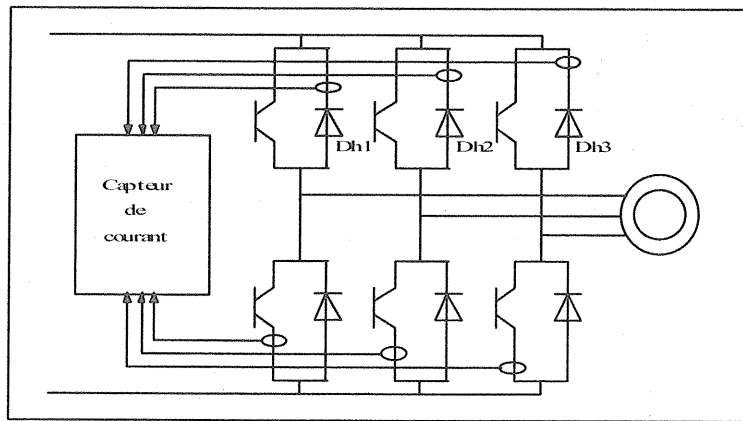


Figure 9 : schéma de principe de la mesure du courant en tenant compte des phases de commutation.

La méthode de contrôle du courant par hystérésis consiste à maintenir le courant total dans une bande fixe autour de sa référence. La bande à hystérésis est choisie proportionnelle à la référence du courant. Ce régulateur est constitué de deux comparateurs et d'un circuit logique adéquat. Les deux limites I_{min} et I_{max} étant générées, on compare le courant réel total par rapport à ses deux limites. Nous présentons les résultats expérimentaux obtenus en intégrant la boucle de courant.

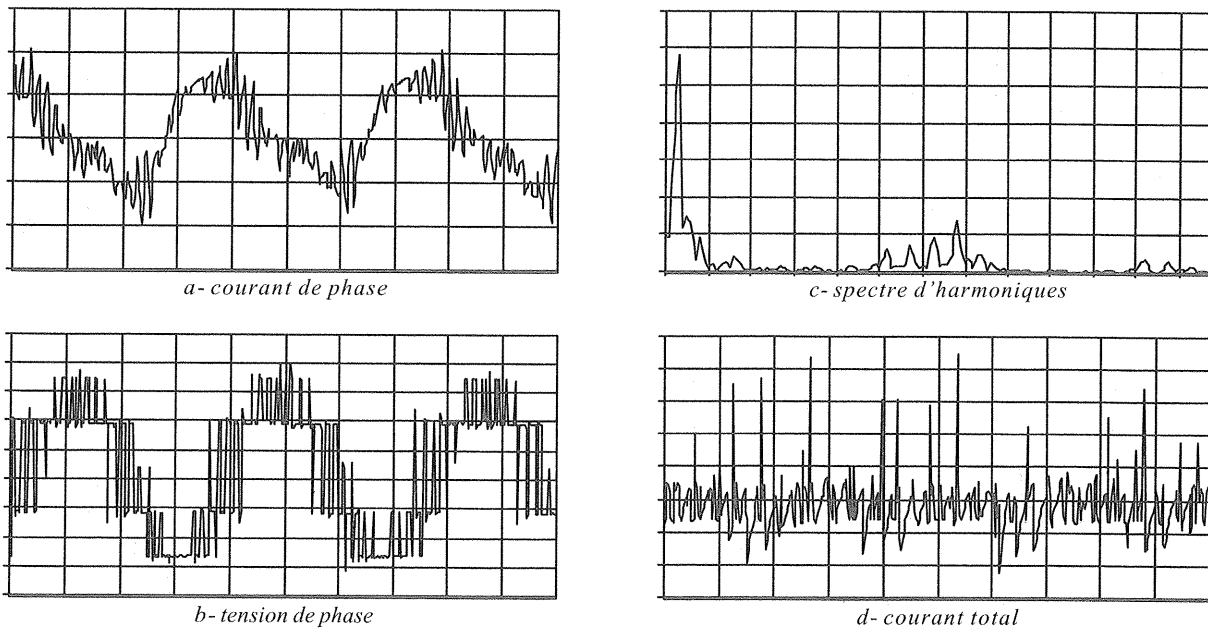


Figure 10 (a,b,c,d) résultats pratiques avec contrôle de courant et en éliminant les harmoniques.

Conclusions

Dans cet article, une application de la M.L.I optimisée pour la minimisation des ondulations du couple des machines synchrones auto-pilotées alimentées par onduleur de tension a été présentée. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la méthode. A partir de la structure de base d'un moteur synchrone auto-piloté, alimenté par un onduleur de tension, la mise en oeuvre du système de commande a été décrite. Les résultats pratiques montrent que l'implantation de la boucle de régulation du courant permet la commande directe du couple en utilisant un seul capteur de courant, le contrôle du courant par hystérésis n'introduit pas d'harmoniques de rang faible qui augmentent les ondulations du couple. Les résultats obtenus semblent satisfaisants tant par la simplicité de la réalisation que par les performances dynamiques obtenues du système.

Annexe :

$U_N=110$ V : tension nominale.

$I_N=1.8$ A : courant nominal.

$N_N=3000$ tr/mn : vitesse nominale.

$P=750$ W : puissance du moteur.

$R_s=6.05$ Ω , $L_d=0.668$ H, $L_q=0.359$ H

$J=0.1$ kg.m² $f_1=0.01$ N. s/rd

$\Phi_f=1.5$ Wb

$p=1$.

Bibliographie :

[1] LEGGATE, D., KERKMAN, R. J.: Pulse-based dead time compensator or P.W.M voltage inverter. IEEE Transactions in Industry Applications, vol 44, N°2, 1997.

[2] RUSSA, K., HUSSAIN, I., ELBULUK, M.E: Torque ripple minimization in switched reluctance machines over a wide speed range. IEEE Transactions in Industry Applications, vol 34, N°5, 1998.

[3] DE BERNARDIS, A. : Etude et optimisation d'un ensemble alternateur à aimants /redresseur commandé. Application à un véhicule hybride », Thèse de Doctorat, I.N.P.L, Nancy, France 2000.

[4] HARTAS, P., SHAHIN, A., NUTALL, K.I., SHIMMIN, D.: A novel permanent magnet DC motor and sensorless Electrical drive system. International Journal of Electronics, N°29, 2001, pp15-28.

[5] COMSA, A.: Contribution à l'optimisation de la commande par hystérésis des machines synchrones à aimants permanents. Thèse de Doctorat, I.N.P.L, Nancy, France 1997

[6] BONAL, J., SEGUIER, G.: Entraînements électriques à vitesses variables. Editions Technique et documentation, 1998.

[7] BOWES, S.R, MIDOUNE, A.: Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives. IEE Proceeding, Vol 132, Pt B N°3, 1986, pp : 1279-1285.

[8] REKIOUA, T., REKIOUA, D., LAPORTE, B., BENMAHAMMED, K.: Position sensor of torque ripple minimization of V.VI fed A.C Machines. Proceeding IEEE-IAS Annual Meeting, Roma , Italy, 2000.

[9] BOLOGNESI, P., CARARA, G., CASINI, D., TAPONNECCO, L.: New harmonic elimination methodology employing structural properties", Conference Electrimac's96, Saint Nazaire, France 1996, pp:273-279.

[10] PRESS, W., FLANNERY, B., TEUKOLSKY, S., VETTERLING, W.: Numerical Recipes. Cambridge University Press, 1988.

[11] B. K. Bose , "Power Electronics and Drives", Edition Prentice-Hall, 1986.

[12] LE-HUY, H., PERRET, R., FEUILLET, R. Minimization of torque ripple in brushless DC motor drives. IEEE Transactions on Industry Applications Vol IA-22, N°4, 1986, pp :748-755.

Outils informatiques d'enseignement : un exemple. La stabilité statique des réseaux d'énergie maillés

Michel MEUNIER,
professeur à Supélec
91 192 Gif sur Yvette

Généralités

Nous sommes tous confrontés à la nécessité ou au souhait d'utiliser les moyens informatiques pour enseigner. Une littérature importante mais, à mon avis, assez confuse existe sur ce sujet. L'objet de cet article est, en utilisant des mots simples, d'exposer quelques problèmes qui se posent quand on utilise un ordinateur à une fin pédagogique.

Il me semble qu'il est difficile, surtout quand on choisit l'approche par l'exemple, de séparer le contenu et la forme pédagogique. C'est la raison pour laquelle je me propose de traiter un exemple d'enseignement, sur un sujet dans lequel l'apport de l'informatique est évident et non discutable.

La stabilité statique d'un réseau est un très bon prétexte ; le comportement se décrit, de façon assez simple, quand le "réseau" se réduit à une ligne ; il y a en effet, à ce moment là, une approche analytique possible. Dès que le réseau est maillé, même, avec une structure simple, seul un calcul numérique peut représenter les phénomènes liés à un calcul de transit de puissance. Il faut effectuer la résolution numérique d'un système d'équations non linéaires, avec un nombre important d'équations ; il n'y a aucun moyen d'éviter l'informatique si on veut une certaine interactivité.

Les concepteurs des réseaux maillés n'y ont visiblement jamais pensé : l'enseignement du fonctionnement des réseaux maillés pose des problèmes didactiques. Pour rester le plus simple possible, nous nous limiterons au comportement "statique" des réseaux ; cela signifie le comportement en régime sinusoïdal permanent.

Un autre aspect est pris en compte : le lecteur peut essayer. Le logiciel peut être obtenu gratuitement et aisément dans sa version d'enseignement. La documentation nécessaire pour avoir les paramètres du réseau est simpliste puisque tout est décrit en partant de presque rien : une carte ordinaire.

La pédagogie et le P.C.

Je ne souhaite pas ici faire un traité de "pédagogie informatique" mais jeter quelques réflexions non exhaustives qui sont le résultat de quelques expériences personnelles.

Il y a, du moins j'ai expérimenté, deux formes d'utilisation : la démonstration et l'exercice.

La démonstration

Dans cette démarche, l'élève reste passif. Il faut projeter, clairement visible par tous, l'écran du P.C. Quand on lance la démonstration, on a immédiatement un intérêt important de toute la salle. Les élèves s'amusent beaucoup des incidents de fonctionnement, à condition qu'ils ne durent pas longtemps. Ce qui leur plaît, c'est l'angoisse manifestée par le "prof" quand "ça ne marche pas".

Pendant toute la démonstration, supposée se dérouler sans incident, le niveau de bruit est supérieur à l'usuel. C'est que le "prof" est maintenant dépersonnalisé. Il y a une machine entre le professeur et les élèves ; celui-ci s'adresse aux élèves via un médium qui le masque partiellement. La situation du professeur se rapproche de celle des élèves ; au même titre qu'eux, il devient spectateur de la même démonstration ; si la démonstration est complètement automatique (si c'est un film) le professeur est un spectateur à part entière. Même si vous intervenez, il est difficile d'avoir un silence parfait.

Les questions ne viennent pas. J'ai souvent fait l'erreur (et il n'y a pas de raison que d'autres ne la fassent pas) d'introduire dans la démonstration trop de concepts. Il y a alors une difficulté de compréhension sur laquelle nous reviendrons. Les questions ne peuvent survenir qu'après un temps d'assimilation qu'il faut prendre en compte. L'absence persistante de questions indique, avec sévérité, la mauvaise adaptation de la démonstration.

La compréhension pose un problème. Les élèves ont du mal à conceptualiser les relations qu'il y a entre l'écran

quand vous avez acquis une idée intuitive correcte des valeurs de paramètres.

Il y a une différence de comportement entre la réalité et le modèle (c'est malheureusement toujours le cas !). Le modèle suppose que les puissances consommées par les charges sont fixées. C'est un bon modèle quand le niveau de tension est bon : avec les régleurs en charge sur les postes HTB/HTA (Haute Tension / Moyenne

Tension) les charges continuent de voir une tension normale. Si le niveau de tension s'écroule, cela n'est plus le cas et les puissances consommées dans la réalité sont modifiées. Le logiciel, lui, continue imperturbablement de chercher une solution avec ces puissances consommées. Il ne trouvera pas de solution. On a dépassé la limite de stabilité statique.

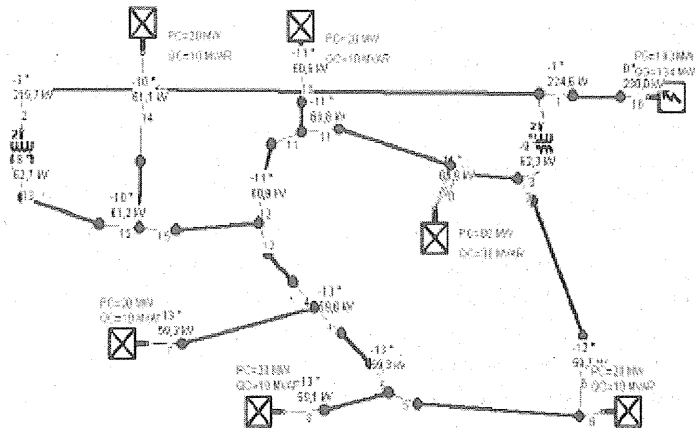


Figure 3 : résultat du calcul avec indication des tensions.

Avec les valeurs choisies (230 kV au barrage de la Rance et des rapports de transformation de 225/68), les tensions sur la boucle sont de 62 à 59 kV.

On peut alors jouer en faisant varier les charges, voir l'influence des puissances réactives. Le réseau tel qu'il est représenté là est très sensible à la puissance réactive. S'il est réellement dans les conditions de puissance réactive que nous avons choisies, il faut certainement prévoir un compensateur. Mais nous avons été sévère sur ce point...

Pour faire apparaître un défaut, le logiciel qui est très rustique impose de suivre un chemin détourné. Le plus simple est de mettre une ligne de longueur infinie.

Par exemple, si on met 50 000 km sur la ligne en sortie du deuxième poste de transformation (poste de Trégueux), on obtient le résultat suivant :

La tension à Plémy est tombée à 43,1 kV. Même avec des moyens de compensation énormes, il est impossible de retrouver une tension correcte.

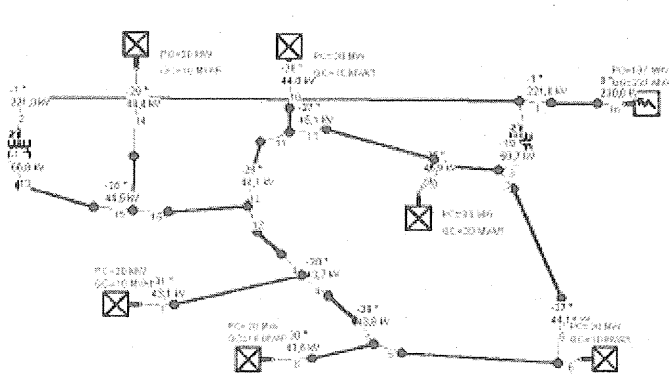


Figure 4 : valeur des tensions avec un défaut en sortie du poste de Trégueux.

De nombreux exercices, des manipulations de toute sorte, peuvent être faits. Quand on a joué avec ce logiciel, on invente facilement des tas de situations. Malgré la mauvaise qualité du modèle au voisinage de la limite de stabilité, il montre bien, quand il n'y a plus de solution, qu'une limite inacceptable a été franchie.

Conclusion

L'aspect technique

Le comportement des réseaux maillés ne peut être enseigné que qualitativement, sur des structures simplistes, sinon les développements numériques sont absolument nécessaires. Avec une aide informatique, beaucoup de possibilités sont ouvertes.

Le logiciel que *Supélec* propose permet de regarder ces réseaux en régime permanent équilibré à 50 Hz.

Nous sommes très désireux de voir ce logiciel utilisé et d'avoir un retour tant en termes pédagogiques qu'en termes de fonctionnalités du logiciel. Ce n'est qu'avec les expériences croisées des uns et des autres que la communauté pourra disposer d'outils de bonne qualité.

Il est accessible gratuitement et simple à utiliser (à notre avis tout au moins !).

L'aspect pédagogique

J'ai eu, ici, le souci de proposer modestement quelques éléments issus de nos propres expériences ainsi qu'un

outil dont les principales qualités sont la simplicité et la rusticité.

Cependant la mise en oeuvre de ce logiciel pose les problèmes pédagogiques habituels de l'enseignement assisté par ordinateur.

Or nous utilisons tous des moyens informatiques pour enseigner, nous savons que la préparation d'un outil informatique d'enseignement exige un temps considérable et qu'il est difficile d'utiliser, pour enseigner, le logiciel écrit par un autre !

En confrontant nos essais, nos réussites comme nos difficultés, nous pourrions espérer voir se constituer un "capital" de logiciels et de méthodes utilisables pour nos enseignements.

Dans cette revue, principalement destinée aux enseignants, je souhaite, ainsi que le comité de lecture, voir s'instaurer une rubrique EAO, qui soit avant tout un lieu d'échange et de dialogue, où chacun ait l'occasion de présenter ses expériences, les problèmes pédagogiques rencontrés et les logiciels mis au point, afin que chacun puisse s'enrichir de l'expérience des autres.

Ma conclusion est donc un appel à communications :

Faites nous part des vos essais ; quels en sont les succès ? les difficultés ? les échecs ? quels logiciels avez-vous utilisés ou conçus ? ; sous quelles formes avez-vous conduit cet EAO ? ; quel sujet, quel thème, quel projet, aimeriez vous voir traité en EAO, etc.

Quelques informations pratiques

Pour trouver le logiciel de calcul de transit : www.supelec.fr

Des questions ? Michel.meunier@supelec.fr; Patrick.bastard@supelec.fr

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

Christian LECLERC

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

Suite de la 3ème partie : L'ère des thyristors, leurs premières utilisations en traction monophasée

C.2 - L'application des thyristors aux matériels

Comme nous pouvions facilement le pressentir, c'est sur les redresseurs de traction que sont apparus les premiers thyristors à la SNCF.

Ils se sont donc d'abord imposés très rapidement en traction monophasée où leur utilisation en commutation naturelle, dans les divers schémas en ponts permettant la variation continue de la tension aux bornes des moteurs, a d'emblée "fait merveille" car ils prenaient la suite des systèmes électromécaniques à variation discontinue de tension (*graduateurs*), lourds, encombrants et d'entretien onéreux mais qui, ne l'oublions pas, avaient permis en leur temps le développement de la traction monophasée sous 25 kV.

Par la suite, mais suivant de quelques années seulement les essais et réalisations des premières séries de matériels monophasés à thyristors, ont été menées les études et expérimentations de thyristors en commutation forcée qui ont abouti à la réalisation de "hacheurs", auxiliaires tout d'abord puis de traction, sous 1500 V continu.

C.2.1 - Les thyristors sur les engins de traction monophasés

C'est à partir de 1963 qu'avec 6 engins, tous expérimentaux (4 automotrices et 2 locomotives, toutes issues de la transformation de matériels à diodes), que la SNCF est entrée dans l'ère des thyristors. Puis, en 1969, sont apparues les premières locomotives équipées de thyristors lors de leur construction, il s'agissait des puissantes CC 21000 d'ALSTHOM.

La suite sera une longue histoire, comme nous allons le voir... Mais commençons par les tout débuts.

1963 : l'automotrice Z 6004 (ex 9055)

En 1963, l'automotrice Z 6004 (que nous avons déjà rencontrée sous son ancienne identification, Z 9055 et on rappellera qu'elle était issue de la transformation d'une automotrice 750 V à courant continu de la banlieue de Paris-St.Lazare lorsqu'elle avait reçu des ignitrons à titre expérimental vers 1951, puis ce furent les premières diodes "SW" au silicium qui ont équipé son redresseur en 1957) est utilisée pour tester des thyristors AEG de 700 V et 100 A

(type BTY 23) sur un montage redresseur en pont mixte.

Le schéma de traction de cet engin de 560 kW (figure 68) était des plus simple puisque le transformateur, à un seul enroulement secondaire, alimentait le pont mixte SW chargé par les 4 moteurs de traction couplés en parallèles. Il faut aussi mentionner, à titre documentaire, l'installation en 1958 d'un dispositif expérimental à amplificateurs magnétiques auto-saturés (fabriqué par SAVOISIENNE) en complément du redresseur à diodes SW qui a été décrit en B.2.2 (*La Revue 3EI n°27*). Cet amplificateur magnétique permettait le réglage de tension en sortie du redresseur à diodes, en remplacement du rhéostat utilisé jusqu'alors, à l'instar du pont semi-commandé à thyristors qui a été adjoint en 1963 ; on pouvait mettre en service l'un ou l'autre de ces équipements par le jeu de sectionneurs.

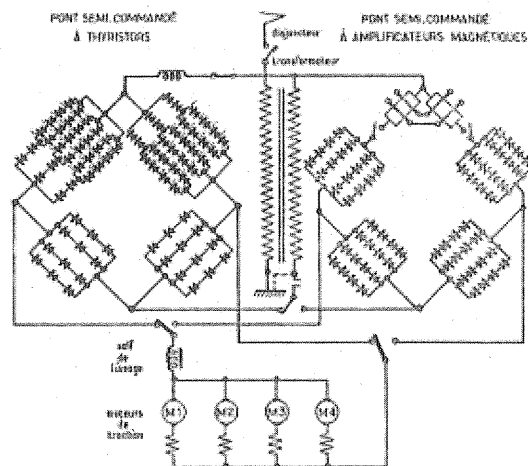


Schéma complet de la Z6004 montrant le pont mixte à thyristors (à gauche) juxtaposé au redresseur à diodes et à amplificateurs magnétiques de 1958 (à droite) qui lui ont donné le titre de "semi-commandé" également.
(schéma SNCF - DETE)

Figure 68

Comme il s'agissait, probablement, de la première application de thyristors en traction à la SNCF, le dimensionnement en tension des bras de thyristors était généreux, surtout vis à vis de la tension inverse. En effet, chaque bras de thyristors comportait des diodes en série destinées à renforcer la tenue en tension

inverse. C'est ainsi que les coefficients de dimensionnement des thyristors étaient de :

- 2,3 en tension directe
- 3,4 en tension inverse
- 1 en courant

Les calibres en tension et courant étaient de 700 V-100 A pour les thyristors et de 1200 V-200 A ; il s'agissait, bien sûr, de cellules vissées à tresse.

On trouvera, ci-dessous, le tableau de répartition des cellules, qui sont toutes de fabrication AEG :

cellules	type	calibres	nb. en série par file	nb. de files en //	nb. par bras	nb. total
diodes principales	SI91K	1200 V 200 A	3	4	12	24
diodes des bras à thyristors	"	"	2	3	6	12
thyristors	BTY23	700 V 100 A	4	6	24	48

1964 : la locomotive BB 20006

Cette machine de 2080 kW à 4 moteurs, était numérotée BB 8051, puis 10001 lorsqu'elle faisait partie du parc expérimental de Savoie.

Ses moteurs, à courant continu, étaient alimentés, à sa construction par ALSTHOM en 1951, par des redresseurs à vapeur de mercure polyanodiques à pompes à vide, puis par des excitrons monoanodiques, lesquels ont permis l'expérimentation du freinage électrique par récupération tel qu'il a été pratiqué par la suite sur certaines BB 16500 (comme déjà évoqué).

C'est en 1962-1964 qu'elle a reçu un équipement "silicium" à diodes et thyristors.

En traction seulement (figure 69) un seul redresseur "push-pull", équipé de 160 diodes "SW" 12B120 (2 bras de 8 files de 10 diodes en parallèles), alimentait les 4 moteurs (couplés en série-parallèles 2 à 2), le réglage de tension étant effectué par un dispositif "survolteur-dévolteur" opérant sur un enroulement secondaire du transformateur au moyen d'un inverseur et de contacteurs de changement de prises.

En freinage électrique par récupération (figure 70), les moteurs sont couplés en 2 groupes de 2 en série.

Chaque groupe est connecté à un pont complet de 96 thyristors SW (type TS W 70) de 600 V-70 A alimenté par un enroulement secondaire indépendant ; tandis que le secondaire équipé du dispositif survolteur-dévolteur, utilisé en traction (mais qui n'est pas manoeuvré en freinage), alimente un redresseur "push-pull" à 2 bras de 6 thyristors TS W 70 en parallèles pour l'excitation séparée des moteurs.

Les thyristors de 70 A utilisés avaient donc un calibre en courant très modeste, mais ils ont tout de même permis la réalisation du premier équipement à

thyristors qui fonctionnait en freinage par récupération jusqu'à une puissance maximale de 1200 kW.

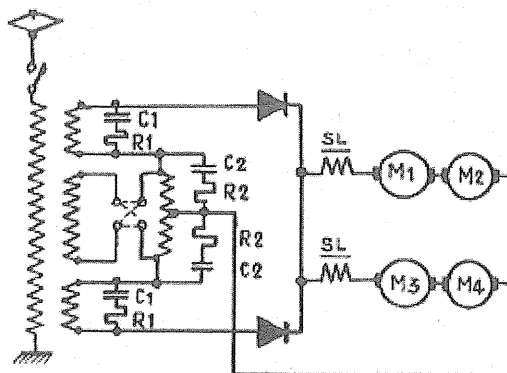


Schéma de la BB 20006 en traction

Le redresseur est un simple "push-pull". Le réglage de la tension aux bornes des moteurs est assuré par l'enroulement secondaire central équipé d'un équipement dit "survolteur-dévolteur" à inverseur et dispositif de changement de prises.

(schéma SNCF-DETE)

Figure 69

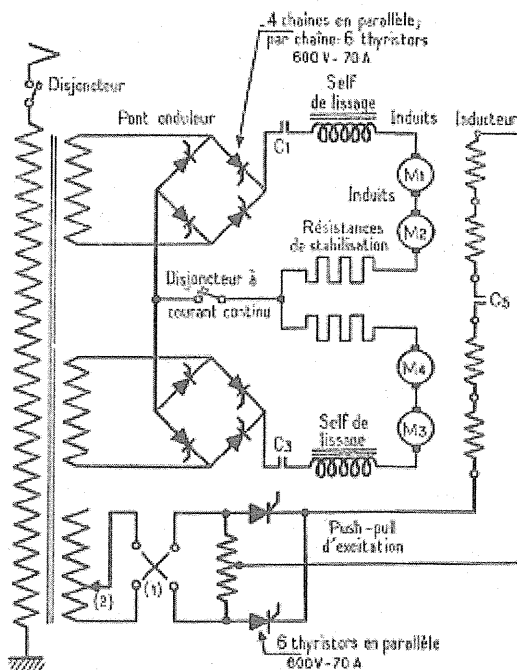


Schéma de la BB 20006 en freinage par récupération
Les 2 ponts complets à thyristors fonctionnent en onduleur tandis qu'un "push-pull" auxiliaire, également à thyristors, assure le réglage de l'excitation des 4 moteurs de traction (dont les inducteurs séparés ont été connectés en série); il est alimenté par l'enroulement survolteur-dévolteur de la configuration traction mais qui n'est alors pas manoeuvré.
(schéma SNCF-DETE)

Figure 70

Compte tenu de la nécessité de garantir une commutation sûre des thyristors des ponts qui, en freinage par récupération, fonctionnent en onduleur, les circuits électroniques de commande de l'amorçage des

thyristors doivent être particulièrement précis quant à la position et à la qualité des impulsions d'amorçage par rapport aux changements d'alternance de la tension d'alimentation (passages par zéro). Si, en traction, un raté d'allumage n'a pratiquement pas de conséquence, il n'en est pas de même en freinage car les tensions de sortie du pont onduleur et du moteur (devenu génératrice et dont on a inversé l'excitation) s'ajoutent et produisent des surintensités destructrices, tant du point de vue mécanique (accroissement brutal du couple résistant du moteur) qu'électrique (nécessité, dans le circuit des moteurs de traction, d'un disjoncteur à courant continu ultrarapide) ; il s'agit du phénomène dit de "reconduction".

Sur la BB 20006, le constructeur "SW" avait particulièrement soigné l'électronique de commande puisque les impulsions d'amorçage des thyristors se prolongeaient par une tension continue de maintien du courant de gâchette, tant que le thyristor commandé devait être dans l'état passant et cette gâchette était polarisée négativement lorsque le thyristor devait être bloqué, ce qui améliorait sa tenue en tension vis à vis des dV/dt .

Du point de vue installation des divers montages sur la locomotive, le pont de traction à diodes avait l'aspect des blocs cylindriques des BB 12000, mais il comportait, en partie inférieure, les 12 thyristors du montage "push-pull" d'excitation. Quant aux 2 ponts complets à thyristors, utilisés en freinage seulement, ils étaient regroupés en 1 seul bloc dont la ventilation forcée était assurée par une dérivation sur le circuit de ventilation des moteurs de traction.

Information d'ordre historique : la BB 20006 a été classée en attente d'amortissement en octobre 1971 et son équipement à thyristors a été déposé pour utilisation séparée comme matériel de plate-forme (laboratoire électrotechnique SNCF de Vitry sur Seine) et sur d'autres engins expérimentaux (couplage Z 4212 - CC 14003).

1965 : l'automotrice Z 6008 (ex 9058)

En 1965, on expérimente sur l'automotrice Z6008 de 775 kW à un seul moteur de traction (ex Z9058 qui avait été équipée d'un moteur monophasé à collecteur lors de sa construction en 1960), le schéma à 4 ponts mixtes en série, destiné à améliorer le facteur de puissance comme on l'a vu plus haut en C.1.2.2 (La Revue 3EI n° 28).

Les cellules ALSTHOM utilisées étaient en boîtiers vissés à tresse, du type AS12N (1200 V-250 A) pour les diodes et ATS12NC (1200 V-150 A) pour les thyristors ; elles se répartissaient selon le tableau suivant :

cellules	nb.en série	nb. en //	nb./ bras	coeff. en U	coeff. en I	nb. total
diodes	1	8	8	3,04	1,42	64
thyristors	1	6	6	3,04	1,30	48

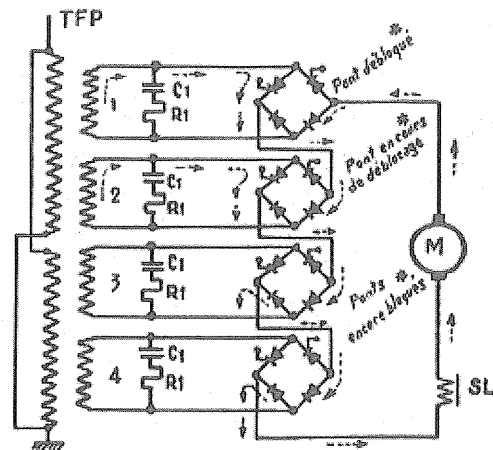


Schéma de l'automotrice Z 6008 de 775 kW à 4 ponts redresseurs semi-commandés. Chacun des ponts est alimenté par un enroulement secondaire indépendant et leurs déblocages s'opèrent successivement afin d'améliorer le facteur de puissance.
(schéma SNCF-DETE)

Figure 71

En ce qui concerne le dimensionnement en courant des thyristors, on constate que bien qu'il n'y en ait que 6 en parallèle par bras et que leur calibre en courant moyen ne soit que de 150 A (contre 250 A pour les diodes de même taille de pastille), leur coefficient de dimensionnement est à peine moindre que celui des diodes (1,30 contre 1,42).

Ceci s'explique par le fait que, dans un pont mixte, chaque bras de diodes est à peu près dimensionné pour le courant de démarrage (qui est de 1380 A pour la Z 6008) car, en plus du courant moteur qui circule lors de la période de conduction des thyristors, c'est par eux que ce courant se prolonge (self de lissage oblige) lorsque les thyristors sont bloqués (ce qui correspond, à peu près, à l'angle de retard à l'amorçage, lequel est maximum au démarrage). Quant aux thyristors ils ne verront passer le maximum de courant que lorsque le pont sera complètement déblocé, c'est à dire pratiquement à la vitesse maximale de l'engin ; chaque bras de thyristor sera donc dimensionné pour la moitié du courant au régime continu qui est, en général, de beaucoup inférieur au courant de démarrage.

Comme pour la Z 6004, vue précédemment, la Z 6008 avait reçu un équipement redresseur SILEC équipé d'amplificateurs magnétiques de la Société SAVOISIENNE installés dans l'automotrice.

1966 : la locomotive BB 16685

Elle était autrefois équipée d'excitrons bi-anodiques prototypes ; puis elle a reçu, en 1966, 2 ponts complets composés de 320 thyristors ALSTHOM du type ATS12CN1 (1200 V-150 A) en boîtier vissé à tresse.

Le schéma de la figure 72 représente leur disposition.

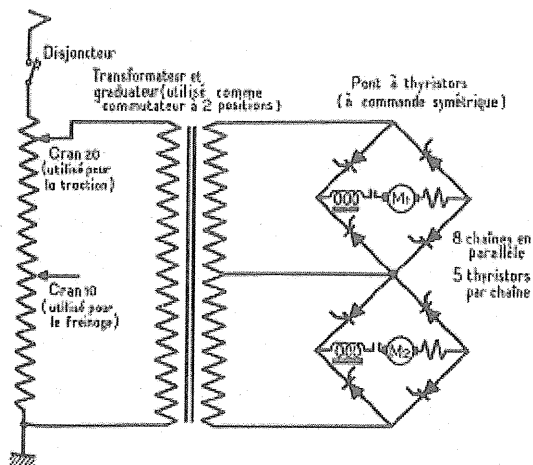


Schéma de la locomotive BB 16685 issu de la transformation de son équipement à excitrons d'origine. (schéma SNCF-DETE)

Figure 72

Avec cette locomotive de 2650 kW on arrive, pour la première fois à la SNCF, à l'utilisation des thyristors à la fois en traction et en freinage par récupération.

Comme indiqué sur le schéma ci-dessus, en traction, le gradateur HT, propre à la série des BB 16500, a été conservé mais il demeure bloqué au maximum de tension secondaire (cran 20) ; on admet 1250 A par moteur (sous 1100 V) au régime continu.

En freinage, cette intensité est limitée à 1000 A et le gradateur est ramené au cran 10 (manoeuvre à vide), on fonctionne donc à mi-tension comme sur les BB 16500 à excitrons.

L'excitation séparée des moteurs est assurée par un dispositif à selfs saturables et pont à diodes comme sur les autres engins à excitrons ; les selfs saturables assurent le réglage de la tension délivrée par le redresseur à l'instar des thyristors d'un pont mixte.

En partant de la vitesse maximale de la locomotive, la séquence type de freinage est la suivante :

- manoeuvre du gradateur (cran 20 à cran 10) puis couplage des inducteurs pour l'excitation séparée des moteurs de traction
- amorçage du freinage par commande des ponts en onduleur avec retard à l'amorçage des thyristors θ de 123° et excitation réglée à la valeur minimum de 235 A
- maintien de l'effort de freinage maximum (1000 A par moteur), au fur et à mesure de la décroissance de vitesse du train, en augmentant tout d'abord l'excitation jusqu'à sa valeur maximum de 760 A puis en réduisant la contre-tension de l'onduleur par réduction de θ de 123° à 63° (correspondant approximativement à l'arrêt du train).

Bien qu'avec les circuits électroniques de commande de l'angle de retard des thyristors on puisse pratiquer une variation continue de cet angle, la BB 16685 a, par analogie de conduite avec les BB 16500 à excitrons, conservé un servomoteur de

commande cran par cran : mais qui, au lieu de commander mécaniquement le gradateur, entraîne le curseur d'un petit autotransformateur basse tension fournissant une tension de référence qui définit l'angle θ de retard à l'amorçage des thyristors.

Cependant, le servomoteur possédant 40 crans, ceux-ci sont très resserrés ce qui confère au système des propriétés assez proches de celles obtenues par variation continue de l'angle d'amorçage. Cela permet de maintenir l'intensité des moteurs au plus près de leur valeur maximum et, en cas de détection de patinage (comparaison de la vitesse des 2 moteurs), de juguler rapidement celui-ci en augmentant l'angle de retard à l'amorçage (ou en réduisant le courant d'excitation) dans les proportions optima et avec les vitesses de variation appropriées.

Cette locomotive a aussi été utilisée, au début des années 1970, pour l'expérimentation d'un dispositif de démarrage rapide de trains légers de voyageurs basé sur le contrôle de la dérivée de l'accélération. Ce système électronique, réalisé en interne à la SNCF (DETE et Ateliers du Matériel de La Folie), mettait à profit la possibilité de variation continue de la tension redressée (le servomoteur à 40 crans n'étant, bien sûr, plus utilisé) que les redresseurs contrôlés à thyristors permettent de pratiquer avec beaucoup de facilité.

1967 : l'automotrice Z 8002

Cette automotrice à une seule caisse pouvant tracter 3 remorques, dont la partie électrique était d'origine CEM-OERLIKON, avait été mise en service en 1961 ; elle avait une puissance de 940 kW et 2 moteurs.

A son origine, elle avait été équipée d'un gradateur côté basse tension (il n'y a pas d'autotransformateur et le gradateur utilise des prises sur l'enroulement secondaire) et de 2 ponts à diodes en parallèle, alimentant un moteur chacun.

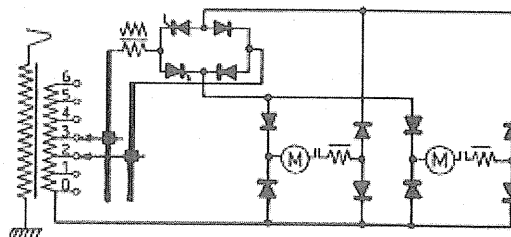


Schéma de l'automotrice Z 8002 (schéma SNCF-DETE)

Figure 73

En 1967, elle a reçu un petit pont mixte branché entre les 2 sélecteurs à rouleaux du gradateur et qui permettait l'ajout d'une tension réglable, dont la valeur maxi était la tension entre 2 prises successives du gradateur redressée, à la tension redressée principale délivrée par le gradateur à un cran donné (voir figure 73).

Ce système était, en quelque sorte, la version hybride (électromécanique et statique) du système,

entièrement statique, utilisé sur la Z6008 comme vu plus haut. Les semi-conducteurs utilisés, tous d'origine allemande, se répartissaient selon le tableau suivant :

cellules	type	calibres	nb. en série par file	nb. de files en //	nb. par bras	nb. total
diodes des ponts principaux	Siemens SSI-150	1000 V 200 A	6	2	12	96
diodes du pont de réglage	BBC DS....	600 V 200 A	2	5	10	20
thyristors du pont de réglage	AEG T95/600	600 V 95 A	2	10	20	40

1968 : l'automotrice Z 8001

Soeur jumelle de la Z 8002 précédente mais équipée en 1968 d'un seul pont mixte, alimentant les 2 moteurs en parallèle.

Le schéma du pont mixte était une variante de ceux que nous avons rencontrés jusqu'à présent (C.1.2.1.1 p 71 *La Revue 3EI* n° 28) ; les diodes du bras inférieur, indépendant du pont, assuraient seulement le passage du courant moteur prolongé durant les périodes de blocage des thyristors (diodes dites de "roue libre"), les autres diodes ne conduisant qu'en simultanéité avec les thyristors.

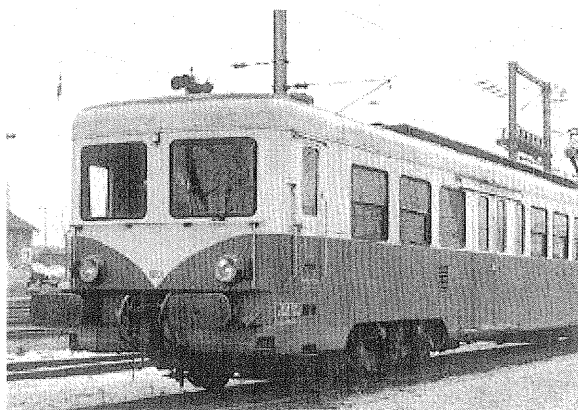
Ce schéma est représenté par la figure 75 tandis que le tableau ci-dessous indique la composition du redresseur qui utilisait des cellules en boîtier pressé (diodes AS20V ALSTHOM et thyristors SIEMENS)

cellules	type	calibres	nb. en série par file	nb. de files en //	nb. par bras	nb. total
diodes du pont mixte	Alsthom AS20V	2000 V 600 A	4	1	4	8
diodes du bras de "roue libre"			4	2	8	8
thyristors du pont mixte	Siemens BSTP 0260	900 V 550 A	9	1	9	18

1969 : les locomotives CC 21001 à 21004

Avec ces 4 locomotives bicourant de 5900 kW (figure 76), qui pouvaient circuler sous 25 kV-50 Hz et 1500 V=, on inaugure, en 1969, l'application des thyristors à des matériels conçus dès l'origine dans cet esprit.

La construction des CC 21001 et 21002 a précédé de peu celle des locomotives ALSTHOM monocourant de la série CC 6500, à courant continu 1500 V, dont les parties mécanique et électrique 1500 V= sont communes. Il s'agissait alors des engins les plus puissants de la SNCF.



L'automotrice Z 8001

Cet engin de 940 kW à une seule caisse, d'une longueur de 26,13 m et d'une masse totale de 59 t, avait un seul bogie bimoteur.

(photographie d'origine TCO)

Figure 74

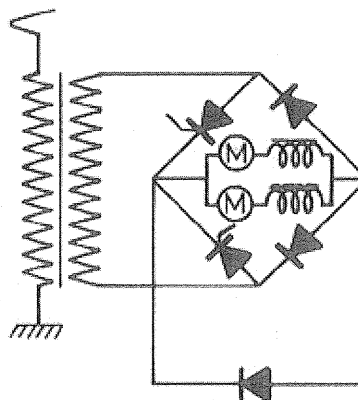


Schéma de l'automotrice Z 8001

Il s'agit d'un pont semi-commandé auquel a été ajouté un bras de diodes qui conduit uniquement pendant les instants où les thyristors sont bloqués (bras de "roue libre") (schéma SNCF-DETE)

Figure 75

De configuration "CC", elles ont 2 bogies à 3 essieux moteurs de même conception que ceux qui équipent les CC 40100 (*La Revue 3EI* n°27 page 80).

A titre documentaire, on peut décrire brièvement ces bogies à un seul moteur (figure 77) qui pouvaient rouler à plus de 240 km/h (essais sur CC 40100). Les 3 essieux sont entraînés par un train d'engrenages commun à 2 rapports de réduction possibles, (régime "voyageurs" à Vmax de 220 km/h ou "marchandises" à Vmax de 100 km/h ; la manoeuvre de changement étant faite à l'arrêt).

Les moteurs de traction de 2760 kW, à collecteurs, étaient, en fait, des moteurs doubles en ce sens que 2 induits étaient "accouplés" du côté de leurs collecteurs (on parle aussi de montage en "tandem") ; cela aboutissait à avoir 4 moteurs électriquement indépendants alors que mécaniquement il ne s'agissait que d'un seul moteur ; ce type de moteur a déjà été

rencontré en A.2.3.1 (*La Revue 3EI* n° 25 page 62), il s'agissait alors du moteur monophasé direct de la locomotive expérimentale AEG E244.22.

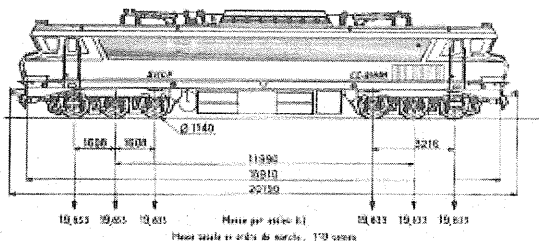
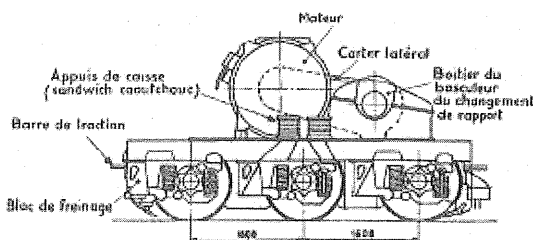


Diagramme de la locomotive CC 21001
Cet engin de 5900 kW avait une longueur de 20 m et une masse de 119 tonnes
(extrait d'un article de la RGCF d'octobre 1967)

Figure 76

Les moteurs ALSTHOM (de type TTB 665 A) des CC21000 et 6500 sont dits "autoventilés" car leur ventilation est assurée par 2 couronnes à ailettes portées par l'induit à chacune des extrémités, ils sont donc autonomes en ce qui concerne leur refroidissement.



Dessin simplifié d'un bogie équipant les CC 21000 et 6500
On remarquera les tailles imposantes du moteur double et du carter de transmission incorporant un réducteur à 2 rapports
(extrait d'un article de la RGCF d'octobre 1967)

Figure 77

La figure 78 suivante, représente le schéma des circuits de traction complets de la locomotive. Il est disposé en configuration traction sous courant monophasé (tracés en traits épais alors que la configuration 1500 V= apparaît sous la forme des tracés du schéma en traits fins).

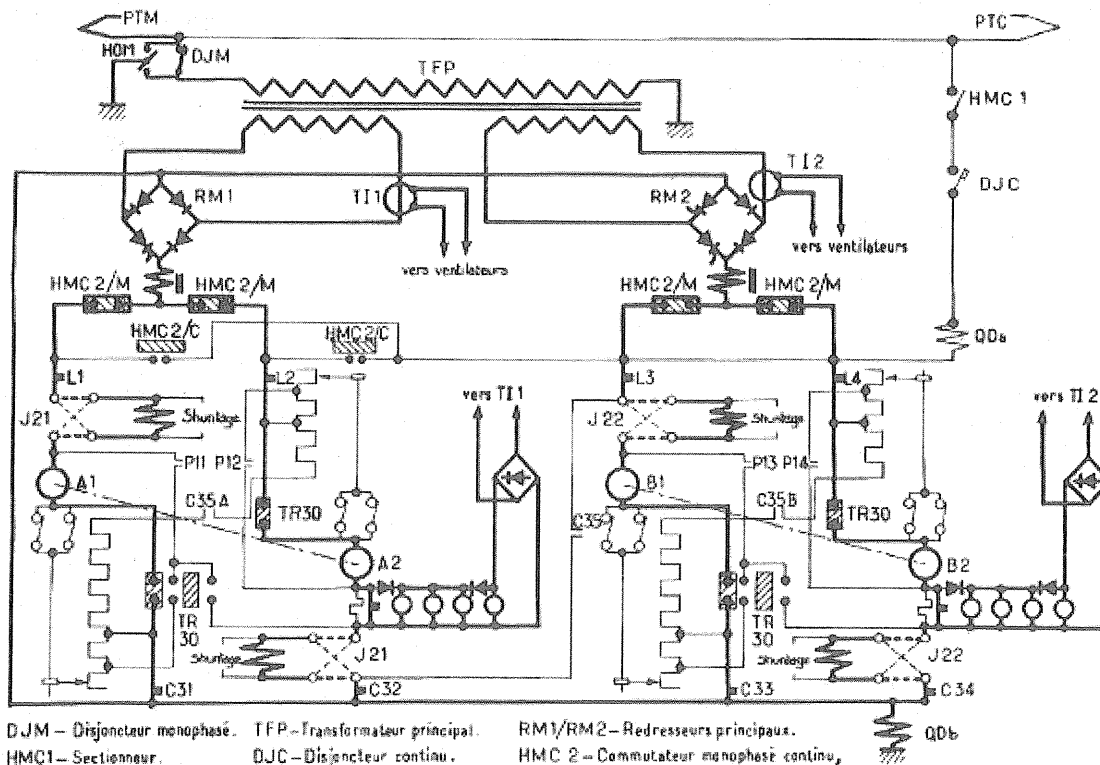


Schéma complet des circuits de traction des CC 21000 Les commutateurs HMC2 sont représentés en position "M" (pour monophasé) tandis que le sectionneur HMC1, qui permet l'alimentation par le pantographe 1500 V= PTC, est bien en position d'ouverture. On remarquera l'alimentation particulière des moteurs des groupes de ventilation du transformateur, des redresseurs et des rhéostats au moyen des transformateurs d'intensité TI1 et TI2. Les commutateurs repérés TR30 permettent, entre autres, de passer de la configuration "traction" à la configuration "freinage rhéostatique" avec excitation séparée des moteurs (les 4 inducts sont alors connectés en série et alimentés par un convertisseur statique continu/continu, qui assure aussi la charge des batteries).
(extrait d'un article de la RGCF d'octobre 1967)

Figure 78

Les 2 ponts redresseurs principaux sont repérés RM1 et RM2 ; on remarquera aussi 2 petits redresseurs auxiliaires, qui sont alimentés par des transformateurs d'intensité (TI1 et TI2) montés dans l'alimentation alternative des redresseurs de traction ; ils assurent l'alimentation des moto-ventilateurs dont le débit est ainsi asservi aux besoins puisque proportionnel aux courants de traction absorbés par les moteurs.

En fonctionnement sous 1500 V=, l'indépendance électrique des 4 moteurs est mise à profit pour réaliser, au moyen de divers contacteurs et de 2 gradateurs d'élimination du rhéostat (il y a 2 gradateurs, de type circulaire à 28 crans, commandés par un servomoteur commun), des couplages série-parallèle permettent de circuler à des vitesses différentes sans utiliser le rhéostat, qui est donc réservé aux démarrages et au freinage électrique dit, en l'occurrence, "rhéostatique".

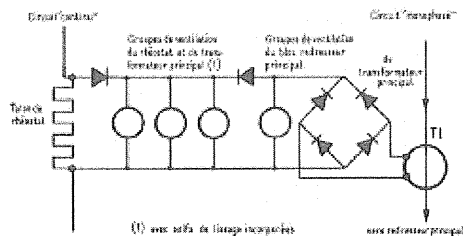
Sous caténaire 25 kV les 2 moteurs d'un bogie sont couplés en parallèles, chacun étant alimenté par un pont mixte équipé de cellules ALSTHOM, en boîtiers pressés double-face, selon le tableau ci-dessous

cellules	type	calibres	nb. en série par file	nb. de files en //	nb. par bras	nb. total pour les 2 ponts
diodes	AS20V	2000 V 600 A	4	4	16	64
thyristors	ATS16H	1600 V 400 A	5	5	25	100

En ce qui concerne le schéma purement monophasé des CC 21000, on retrouve tout ce qu'il y a de plus simple. Il se résume à un transformateur principal, sans gradateur bien entendu puisque le réglage de tension par thyristors a été prévu à la conception, chacun des 2 ponts mixtes est alimenté par un enroulement secondaire qui lui est propre.

Les cellules pressées sont installées dans 2 blocs de type armoires (l'une est représentée à la figure 80), constituant chacun un pont mixte d'une masse de 1215 kg et d'un volume de 1,92 m³.

L'alimentation des groupes de ventilation des redresseurs, des aéro-réfrigérants du transformateur et du rhéostat (rhéostat de démarrage en fonctionnement sous 1500 V = et de freinage rhéostatique dans tous les cas) est assurée par des transformateurs d'intensité dont le primaire est inséré dans le circuit alternatif de chacun des 2 ponts mixtes, les secondaires alimentent les moteurs des ventilateurs via un redresseur auxiliaire à diodes ; on obtient ainsi une vitesse variable des ventilateurs proportionnelle au débit de chaque redresseur, donc directement liée à leur échauffement, cette adaptation de la ventilation aux besoins est très favorable aux plans énergétique mais aussi acoustique. Sous caténaire 1500 V, les moto-ventilateurs sont connectés aux bornes d'un élément du rhéostat (appelé "talon") comme le montre le schéma de la figure 79.



L'un des 2 dispositifs d'alimentation des moto-ventilateurs. Des diodes de blocage font qu'en monophasé, tous les moteurs sont alimentés (le "talon" de rhéostat est hors circuit), tandis qu'en 1500 V=, la ventilation des redresseurs ne l'est plus.

(extrait de la RGCF d'octobre 1967)

Figure 79

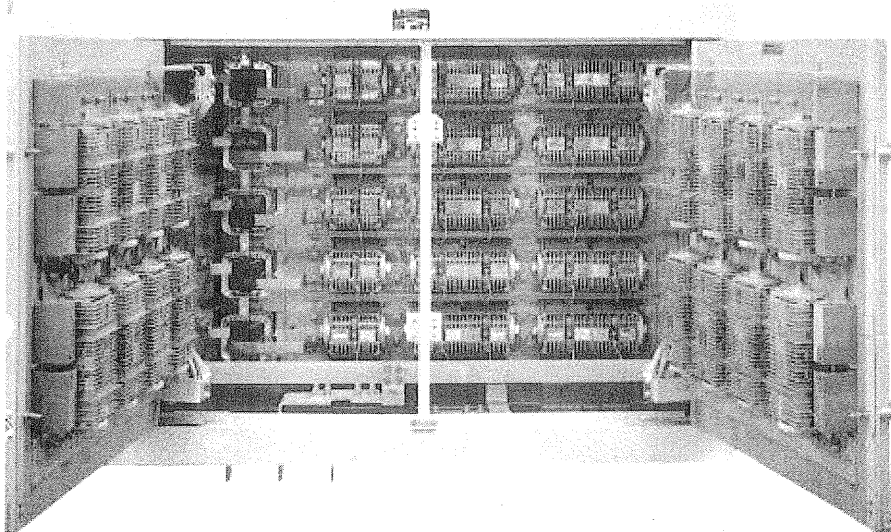


Figure 80

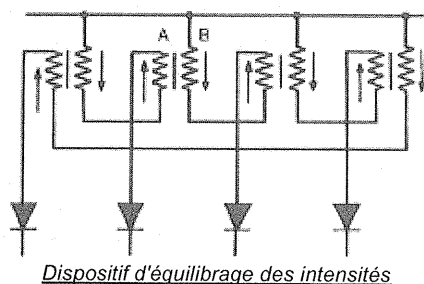
L'un des redresseurs des CC 21000 monté en armoire

On remarquera, au fond à gauche, la présence de bobinages montés sur circuits magnétiques ; il s'agit des selfs dites d'équilibrage des courants. (photographie d'origine ALSTHOM)

Comme indiqué en légende de la *figure 80*, chaque file de thyristors a, en série, 2 bobines : une qui lui appartient (si l'on peut dire), dite bobine "A", et une, dite bobine "B", placée en série avec une autre file ; un circuit magnétique couple une bobine "A" à une bobine "B" et cela pour toutes les files d'un même bras selon une permutation circulaire.

Les sens de bobinage respectifs des 2 bobines d'un même circuit magnétique sont tels que toute croissance du courant dans une file générera dans sa propre bobine "A" une force contre-électromotrice qui s'y opposera, tandis que, grâce au couplage, une tension sera induite dans la bobine "B" qui, elle, favorisera la montée du courant dans la file à laquelle "B" appartient et ainsi de suite pour toutes les files du bras.

Le schéma de la *figure 81*, ci-dessous, représente ce dispositif appliqué à 4 files de diodes.



Dispositif d'équilibrage des intensités

Figure 81

En ce qui concerne la commande des thyristors, il est nécessaire d'avoir un synchronisme presque parfait dans la distribution des impulsions d'amorçage à tous les thyristors d'un bras, surtout en ce qui concerne les thyristors d'une même file car le dispositif à selfs d'équilibrage des courants autorise surtout une plus grande tolérance dans les amorçages entre les files ; bien que la contre-tension développée dans la self dite "A", lors de l'amorçage de sa file, contribue à réduire la contrainte en tension du thyristor le plus tardif à s'amorcer.

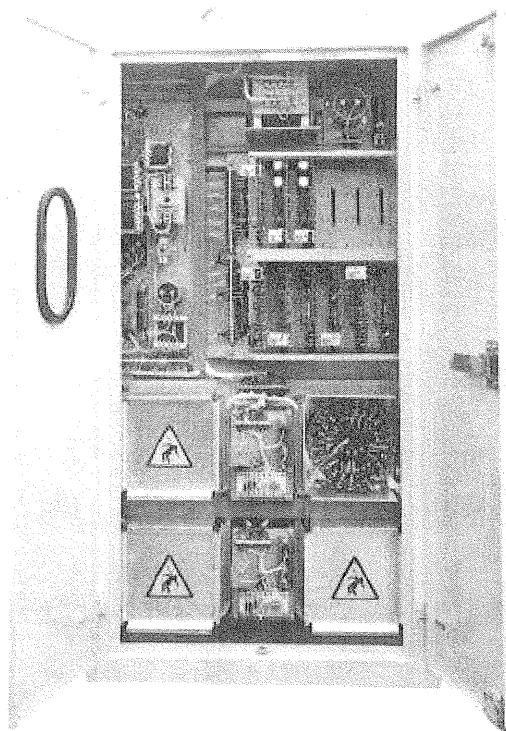
Sur les CC 21000, le constructeur a utilisé des transformateurs d'impulsions à 24 secondaires dont les enroulements (concentriques 2 à 2) se répartissent sur un circuit magnétique de forme torique de façon à ce que les réactances soient le plus égales possible, tandis que la tension d'isolement entre les enroulements primaires, connectés aux circuits électroniques de commande, et les secondaires, reliés aux potentiels élevés des semi-conducteurs, doit être très importante (de l'ordre de 10 kV).

Ces transformateurs ont 2 enroulements primaires, l'un est connecté à la sortie du générateur d'impulsions, l'autre, alimenté par une tension continue, est un enroulement de prémagnétisation destiné à retarder la saturation du circuit magnétique provoquée par les impulsions d'amorçages unipolaires dont la durée est relativement importante (1600 μ s, ou 30° électriques, pour les CC 21000).

Chaque bras de thyristors étant composé de 25 cellules, 2 transformateurs à 24 secondaires, dont les

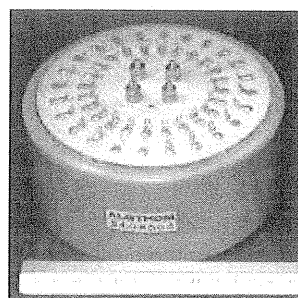
primaires de commande sont branchés en parallèle sur la sortie du générateur d'impulsions correspondant au bras considéré, sont nécessaires (15 secondaires sont utilisés pour l'un et 10 pour l'autre, les secondaires non utilisés sont chargés par une petite diode qui simule une jonction de gâchette de thyristor).

Les circuits électroniques de commande étaient installés dans 2 armoires (1 par pont) dont l'une est représentée à la *figure 82*. En partie basse de cette armoire, on remarquera les 4 compartiments (dont l'un est ouvert) contenant les transformateurs d'impulsions ; leur relation avec la haute tension impose l'apposition du symbole d'avertissement (jaune triangulaire) réglementaire. La *figure 83* représente l'un de ces transformateurs d'impulsions.



Armoire des circuits électroniques de commande des thyristors des CC 21000. (photographie ALSTHOM)

Figure 82



Transformateur d'impulsions à 24 secondaires utilisé pour l'amorçage des thyristors des redresseurs de traction (photographie ALSTHOM)

Figure 83

Après ce qui a été écrit précédemment au sujet du facteur de puissance des engins à thyristors et des schémas propres à l'améliorer, notamment le dispositif

à 4 ponts débloqués successivement de l'automotrice Z 6008 de 1965, on peut s'étonner que des locomotives aussi puissantes que les CC 21000 n'aient qu'un simple pont mixte par moteur double de 2300 kW.

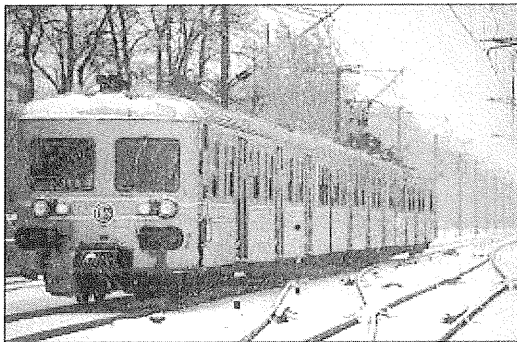
En fait, seuls 4 exemplaires de cette série ont été construits et seule leur version mono courant 1500 V= (les CC 6500) a été réellement développée.

Toutefois, il s'agissait d'engins puissants, capables d'atteindre très vite la vitesse correspondant au déblocage complet des thyristors où l'on atteignait alors le maximum du facteur de puissance, λ , la montée finale en vitesse était obtenue par réduction du champ des moteurs de traction, appelé aussi "shuntage" des inducteurs, au moyen de résistances et de contacteurs, ce qui n'influe pas sur le λ . Il faut savoir que la réduction du champ d'excitation d'un moteur de traction permet, lorsque la tension redressée d'alimentation du moteur a atteint son maximum, de réduire la force contre-électromotrice développée par le moteur et d'augmenter ainsi le courant absorbé, donc le couple, ce qui s'accompagne d'une augmentation de la vitesse. La plage de vitesse du moteur est ainsi plus étendue, sans surdimensionnement et sans qu'il soit besoin d'augmenter sa tension d'alimentation.

1970 : les rames automotrices de banlieue Z 6150 à Z 6185

Ce sont des éléments automoteurs de 660 kW à 3 caisses "inox", il n'y a qu'un seul bogie monomoteur.

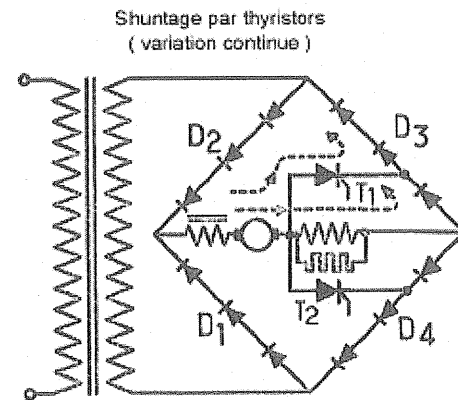
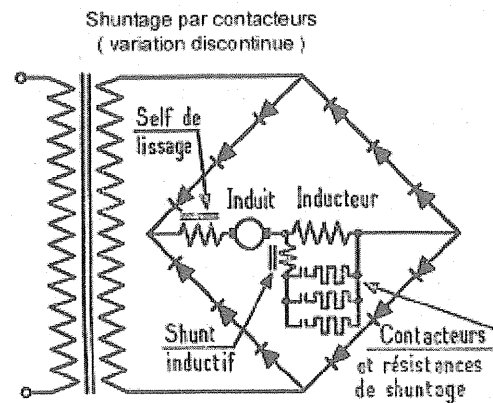
Construites pour la banlieue nord de Paris, ces rames sont dérivées des Z 6101 à 6120, sorties en 1965, équipées d'un unique pont mixte avec réglage de tension, aux bornes du moteur de traction, par gradateur circulaire au secondaire du transformateur et "shuntage" des inducteurs par résistances et contacteurs.



Elément automoteur de banlieue de la série Z 6150 à 6185 (photographie d'origine SNCF)

Figure 84

En 1969, les Z 6121 à 6149 qui ont suivi, ont inauguré un dispositif de "shuntage" continu à thyristors qui avait été expérimenté sur l'automotrice prototype Z 6009. Les schémas de la figure 85 montrent les 2 dispositifs qui sont, généralement, mis en oeuvre lorsque le gradateur est à son dernier cran.



Schémas représentant les 2 dispositifs de "shuntage" des inducteurs utilisés sur les automotrices des séries Z 6100 (schémas SNCF - DETE)

Figure 85

Dans le cas du shuntage par thyristors, la dérivation d'une partie du courant qui passe dans les inducteurs ne se fait plus en permanence au travers d'un jeu de résistances mais périodiquement par amorçage des thyristors spécifiques qui, toutefois, ne sont pas connectés directement aux bornes des inducteurs mais englobent une diode du bras du pont correspondant.

C'est la diode du bras de pont associée avec chacun des 2 thyristors de shuntage qui permettra le blocage de celui-ci, cela se produit donc lors de la commutation du bras auquel elle appartient, c'est à dire au changement d'alternance.

Sur le dispositif de shuntage à thyristors, on notera tout de même la présence d'une résistance connectée directement aux bornes des inducteurs ; il s'agit de la résistance dite de "shuntage permanent" qui a, indépendamment du dispositif de shuntage par thyristors, pour rôle de dériver hors des inducteurs (lesquels sont bien entendu selfiques) la composante alternative à 100 Hz du courant redressé, donc de réduire l'ondulation du flux qui est préjudiciable à la qualité de la commutation des sections d'induit par le collecteur.

Cette résistance, qui procure un taux de shuntage minimum de l'ordre de 10 à 12 %, est aussi indispensable au fonctionnement des thyristors de

shuntage car, en son absence, la self des inducteurs empêcherait une dérivation importante du courant par les thyristors. Même en les amorçant en début d'alternance on ne dépasserait pas un taux de shuntage de quelques %, alors qu'il est courant d'atteindre 70, 75 % avec la résistance. En réalité, la résistance de shuntage permanent est court-circuitée périodiquement par une résistance, de valeur presque nulle, constituée par les thyristors lorsqu'ils sont à l'état passant.

Si l'amorçage des thyristors de shuntage se fait avec un angle de retard θ° , la valeur moyenne de la résistance de shuntage permanent, que l'on peut dire "modulée", sera approximativement :

$$R_x \frac{\theta^\circ}{180^\circ} \quad (R \text{ étant la valeur de la résistance réelle}).$$

On peut utiliser le système de shuntage à thyristors aussi bien sur un simple pont à diodes (Z 6121 à 6149) que sur un pont mixte, telles les rames Z 6150 à 6185, sur le pont mixte desquelles une diode a été ajoutée en série avec les thyristors pour recevoir les cathodes des thyristors de shuntage.

Quel que soit le schéma utilisé, les thyristors de shuntage ne supportent pas de tension directe supérieure à quelques dizaines de volts et en inverse, la tension sera à peu près celle supportée par les cellules des 2 bras du pont après lesquelles se greffent les cathodes des thyristors de shuntage.

Le schéma représenté à la figure 86 est celui utilisé pour le pont mixte des Z 6150 à 6185

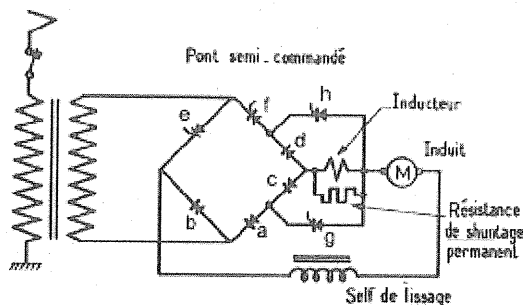


Schéma du redresseur semi-commandé des Z 6150 à 6185. Il comporte un dispositif de "shuntage" de l'inducteur du moteur à thyristors (variation continue du taux de shuntage) (schéma SNCF - DETE)

Figure 86

Quant aux cellules utilisées sur ces matériels elles sont de fabrication SILEC pour les Z 6101 à 6120 (diodes en boîtiers vissés), ALSTHOM pour les Z 6121 à 6145 (diodes et thyristors de shuntage en boîtiers pressés) et SILEC pour les Z 6150 à 6185 (diodes et thyristors en boîtiers vissés). Le tableau ci-après en indique la répartition.

Contrairement à ce qui s'est jusqu'alors pratiqué, le refroidissement des semi-conducteurs de ces rames automotrices de banlieue ne se fait plus en ventilation forcée (qui se définit comme étant une circulation d'air au travers des ailettes des refroidisseurs, activée vigoureusement par des groupes moto-ventilateurs spécifiques ou partagés avec d'autres fonctions) mais

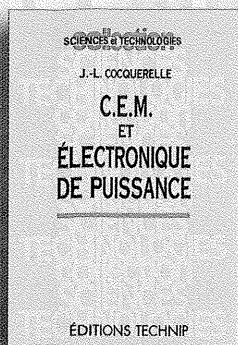
en ventilation naturelle. En effet, les refroidisseurs, sur lesquels sont vissées les cellules, sont disposés horizontalement en toiture sous de simples capots de protection ; c'est le courant d'air provoqué par le déplacement du train qui assure l'évacuation thermique. Nous retrouverons ce mode de refroidissement sur de nombreux matériels automoteurs car, vu la surface libre disponible en toiture et les puissances relativement modestes, ils se prêtent bien à ce type d'installation qui a le grand avantage d'être le plus simple et le plus économe en énergie.

cellules	types	calibres	nb. en série par file	nb. de files en //	nb. par bras	nb. Total
Z 6101 à 6120 (sorties en 1965 avec diodes SILEC T24 de 1000 V-200 A, puis TA3012RA en 1971)						
diodes	SILEC TA3012RA	1200 V 300 A	4	5	20	80
Z 6121 à 6149 (sorties en 1969)						
diodes de redressement	ALSTHOM AS25V	2500 V 600 A	2	2	4	16
diodes associées au shuntage	ALSTHOM AS20V	2000 V 600 A	1	2	2	4
thyristors de shuntage	ALSTHOM ATS5H	500 V 400 A	1	2	2	4
Z 6150 à 6185 (sorties en 1970) *						
diodes a et b	SILEC NT251	1600 V 250 A	3	5	15	30
diodes c			1	4	4	4
diodes d			1	5	5	5
thyristors e et f	SILEC TT2100	1000 V 150 A	5	4	20	40
thyristors h et g			1	3	3	6

* nota : pour les cellules des Z 6150 à 6185, les repères de a à h sont ceux indiqués sur le schéma de la figure 86.

Bibliographie :

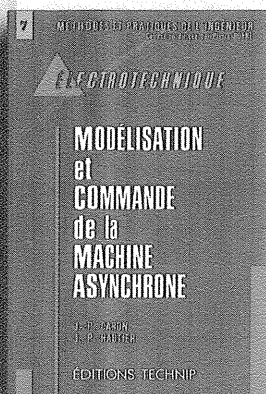
- cours de traction électrique de F.Nouvion SNCF-DETE
- extraits de la Revue Générale des Chemins de Fer (tiré à part) d'octobre 1967
- documents et photographies ALSTHOM et Traction CEM Oerlikon
- documents internes SNCF - DETE



C.E.M. et électronique de puissance

Pour mieux comprendre les implications de la compatibilité électromagnétique en électronique et électrotechnique. J.-L. Cocquerelle. Broché, 240 p. €33

Génie électrique. Du réseau au convertisseur
Apprendre par l'exemple, une démarche rapide et efficace appliquée au génie électrique. J.-L. Cocquerelle. Broché, 304 p. €42

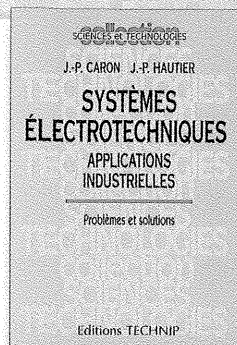


Modélisation et commande de la machine asynchrone

Clair et rigoureux, l'ouvrage prend en compte les évolutions considérables de l'électrotechnique et permet d'appréhender les fondements du contrôle vectoriel. J.-P. Caron, J.-P. Hautier. Relié, 304 p. €51

Systèmes électrotechniques Applications industrielles Problèmes et solutions

Douze problèmes d'applications industrielles ou d'études avancées concernant le transport, la distribution et le conditionnement de l'énergie électrique. Un ouvrage clair et abondamment illustré. J.-P. Caron, J.-P. Hautier. Broché, 288 p. €33

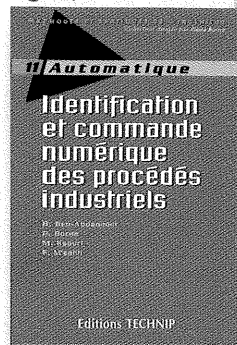


Automatique des systèmes continus Éléments de cours et exercices résolus

L'essentiel de l'automatique en une trentaine d'exercices pratiques. C. Sueur, P. Vanheeghe, P. Borne. Broché, 192 p. €36

Identification et commande numérique des procédés industriels

Les principales données théoriques et pratiques permettant de réussir l'application d'une commande numérique adaptative à un procédé industriel. R. Ben Abdennour, P. Borne, M. Ksouri, F. M'sahli. Relié, 256 p. €44



t Editions TECHNIP

27, rue Ginoux, 75737 Paris Cedex 15 • Tel. 01 45 78 33 80
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

- ☛ Les alimentations et convertisseurs embarqués - n° 29 (juin 2002)
- ☛ Pratiques pédagogiques et réalités industrielles n° 30 (septembre 2002)
- ☛ Mesures dans des systèmes électrotechniques n° 31 (décembre 2002)