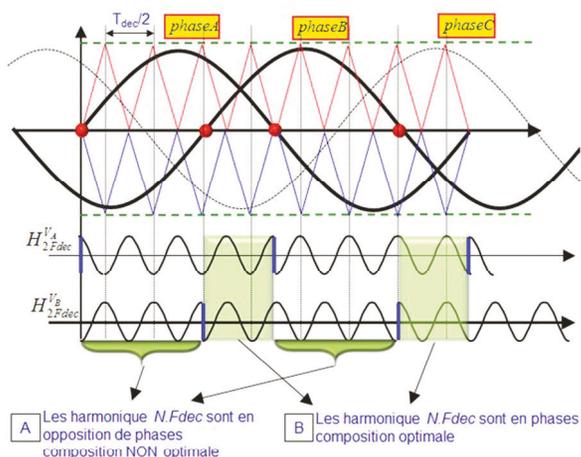


La Revue

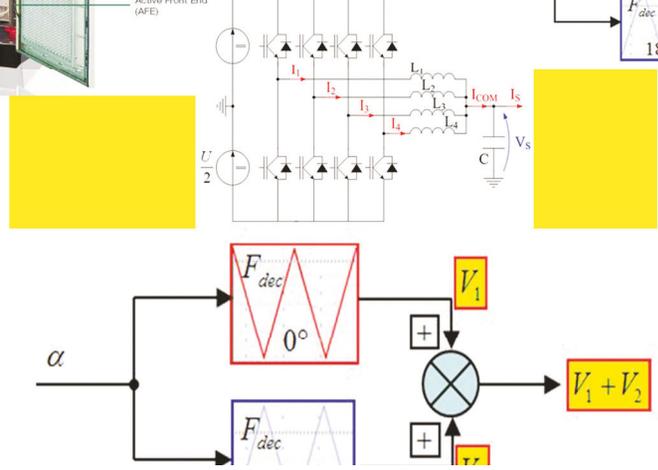
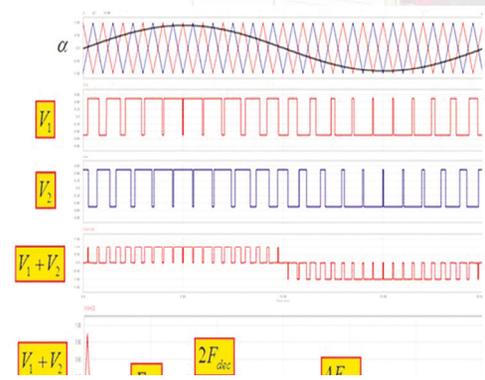
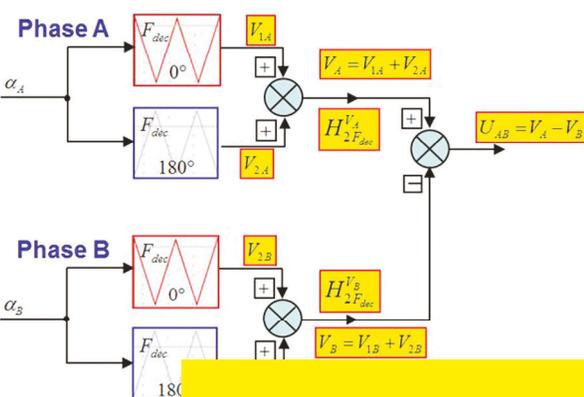
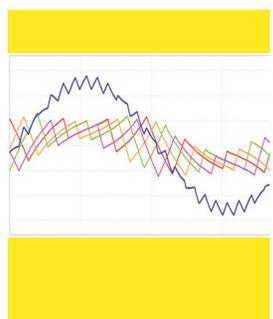
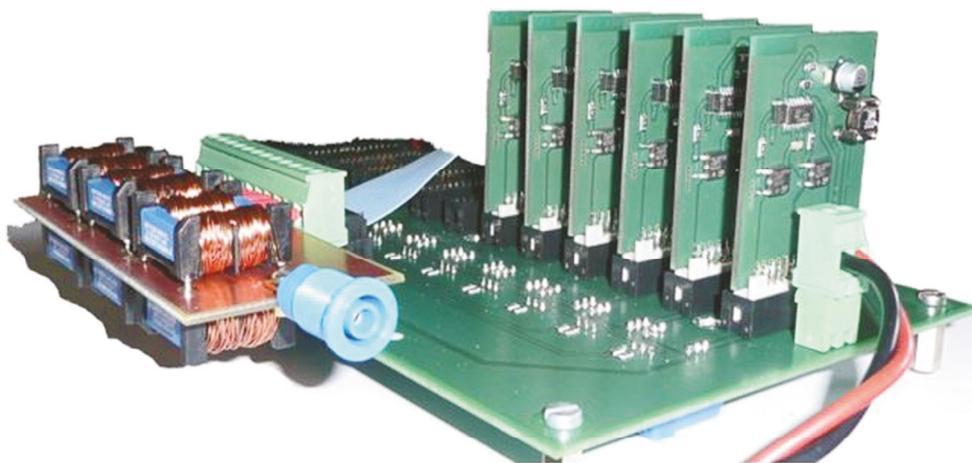


SEE.I

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



A Les harmonique $N.F_{dec}$ sont en opposition de phases composition NON optimale
 B Les harmonique $N.F_{dec}$ sont en phases composition optimale



Convertisseurs multicellulaires parallèles et séries de puissance

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



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



EMTP-RV

The reference for power systems transients



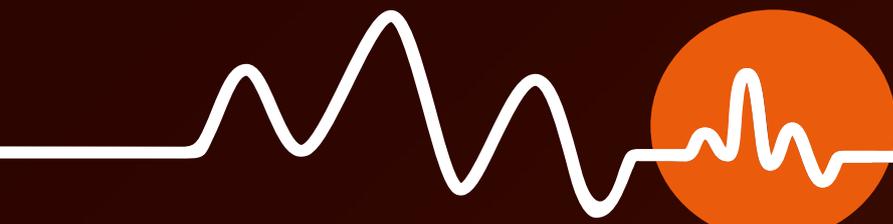
Are you **sure**
you are using
the **right tool**
for **transient analysis?**

▶ KEY STUDIES

Insulation coordination
Transient stability

HVDC & FACTS
Wind generation

Power quality



EXPECT MORE THAN POWER!

www.emtp.com

EMTP-RV simulation software





La Revue 3EI

publication trimestrielle
du Cercle Thématique 13-01
de la SEE

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

17, rue de l'Amiral Hamelin, PARIS 75783 CEDEX 16
Tél : 01 56 90 37 00 Fax : 01 56 90 37 19
site web : www.see.asso.fr

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00042, APE 9412 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

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

La Revue 3EI, Édition SEE,
17 rue de l'Amiral Hamelin
75783 PARIS Cedex 16

Directeur de la publication
François GERIN
Président de la SEE

Rédacteur en Chef
Franck LE GALL

Adresser les propositions d'article à :
revue3ei.art@voila.fr

Communication
Mr Alain Brenac
communication@see.asso.fr
01 56 90 37 09

publicité au rapport

Abonnement (4 numéros par an)
Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2013.

tarifs TTC :

Individuel :

France et CEE.....39 €

Pays hors CEE.....49 €

Collectivités

France et CEE.....55 €

Pays hors CEE.....68 €

Réalisation et impression

Repro-Systèmes

23, rue de Verdun 77181 Le Pin

Routage et Expédition

Départ Presse

ZI les Richardets

93966 Noisy le Grand

Dépôt Légal : Avril 2013

Commission Paritaire 1212 G 78028
ISSN 1252-770X

Sommaire du n° 72

Convertisseurs multicellulaires parallèles et séries de puissance

- p. 2 Éditorial,
- p. 3 Publications, Informations,
- p. 4 Convertisseur Multiniveaux
T. MEYNARD, G. GATEAU INP, UPS, CNRS TOULOUSE
- p. 11 Convertisseurs Multicellulaires Série Principe, Equilibrage Naturel et Modulation Triphasée
T. MEYNARD, G. GATEAU INP, UPS, CNRS TOULOUSE
- p. 21 Principe de fonctionnement et commande de type pleine onde d'un convertisseur MMC
(Multilevel Modular Converter)
D. LABROUSSE, G. FELD, B. REVOL ENS CACHAN
- p. 27 Une approche applicative des convertisseurs multicellulaires
C. RIZET SIREPE 73460 MONTAILLEUR
- p. 35 Onduleur multicellulaire parallèle à Transformateurs Inter Cellules
F. ADAM ENS CACHAN
- p. 42 Dimensionnement d'un coupleur magnétique robuste pour la mise en parallèle de cellules de commutation
S. SANCHEZ, D. RISALETTO, F. RICARDEAU, T. MEYNARD, E. SARRAUTE
INP, UPS, CNRS ENSEEIHT TOULOUSE

Hors thème

- p. 50 Alimentation des microprocesseurs de nouvelle génération
E. LABOURÉ SUPELEC
- p. 59 Identification et régulation d'une alimentation à découpage Forward dans l'environnement
Matlab/Simulink/dSPACE
JM ROUSSEL, B EMILE, E PERRONNIN IUT CHATEAUROUX
- p. 65 Installation solaire photovoltaïque autonome utilisant des cellules en couches minces CIS
J. SERRES et P. DUBOIS BTS Electrotechnique GARDANNE

Histoire des sciences

- p. 71 La Compagnie Générale d'Electricité à Ivry-sur-Seine « Là naissent chaque jour des milliers
d'étoiles artificielles qui auront pour firmament le plafond de nos demeures
A. BRUGIER IUT SAINT DENIS

Et Demain ?

- p. 79 Et demain ? Tour d'horizon des avancées technologiques

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

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

Le thème de la revue 3EI pour ce numéro d'avril 2013 est consacré aux **convertisseurs multicellulaires parallèles et séries de puissance**, sujet d'une importance primordiale lorsque les niveaux de tension ou de courant dépassent les valeurs que peuvent supporter un interrupteur.

Les six articles présentés dans ce thème, orchestré par M. Gilles Feld, nous font rentrer progressivement dans le monde des convertisseurs multiniveaux qui, bien que basés sur des technologies développées à partir des années 70, n'ont connu un essor important que depuis ces quinze dernières années.

L'article « chapeau » de M. Meynard, introduit le sujet en présentant les structures de bases utilisées dans les associations série et parallèle des convertisseurs multicellulaires.

Le second article, écrit par M. Gateau et M. Meynard, explique avec beaucoup de pédagogie, le fonctionnement des convertisseurs multicellulaires série ainsi que la complexité croissante des commandes multiniveaux.

Ensuite, M. Labrousse, M. Feld et M. Revol décrivent le fonctionnement de ces convertisseurs pour l'application aux nouvelles liaisons à tension continue.

La nécessité de la création d'une « boîte à outils » de comparaison des performances des différents convertisseurs multiniveaux, nécessaire pour objectiver les choix de conception, est mise en évidence dans le texte de M. Rizet.

Ce panorama sur les convertisseurs multiniveaux s'achève par deux articles sur les associations parallèles. M. Adam présente de nouvelles perspectives ouvertes dans le domaine des onduleurs multicellulaires parallèles et M. Sanchez et ses co-auteurs proposent le dimensionnement d'un coupleur magnétique pour assurer l'équilibrage de ce type de structures.

Ouvrant la série des articles « hors thème », M. Labouré propose des applications multicellulaires pour les alimentations des microprocesseurs de nouvelle génération. Nous restons donc ici sur des technologies très proches de celles étudiées dans le thème, mais pour des applications de faible puissance.

Vous aurez aussi le plaisir de lire deux articles pédagogiques basés respectivement sur l'étude d'une alimentation Forward à l'aide des outils Matlab/simulink/dSPAC et sur une installation de panneaux solaires nouvelle génération.

Dans la rubrique « histoire des sciences », M. Brugier nous retrace l'histoire de l'usine de CGE d'Ivry que l'on appelait l'« usine des lampes » ! Un dernier hommage à cet objet bien utile aujourd'hui tombé en désuétude qu'à été l'ampoule à incandescence.

Pour clore ce numéro, la rubrique « Et demain... ? », vous donnera quelques nouvelles des actualités scientifiques et techniques sur le thème « biologie et électricité »...

Le site de la revue (<http://www.see.asso.fr/3ei>) évolue en permanence et vous pouvez dès **aujourd'hui vous abonner directement par voie numérique**. Nous souhaitons que ce mode d'abonnement soit de plus en plus utilisé pour limiter le temps de traitement au format papier des demandes d'abonnement.

Enfin, nous avons le plaisir d'accueillir M. Marc Petit de Supelec au sein du comité de rédaction de la revue 3EI, en remplacement de M. Vidal, que nous remercions vivement pour toutes ces années passées au service de la revue 3EI.

Le numéro d'octobre sera consacré aux **projets en STI2D**. N'hésitez pas à nous proposer des articles sur votre expérience (à envoyer à l'adresse e-mail revue3ei.art@voila.fr).

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue3EI

La Revue 3EI

Comité de publication

Hamid BEN AHMED

Jean BONAL

Arnaud BRUGIER

Jacques COURAULT

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean-Philippe ILARY

Chérif LAROUCI

Marie-Michèle LE BIHAN

Franck LE GALL

Pascal LOOS

Marc PETIT

Sylvain PIETRANICO

Oviglio SALA

Jean-François SERGENT

Jean-Claude VANNIER

Faites connaître notre revue !
Vous en assurez ainsi la pérennité.



Précis d'électrotechnique

L'essentiel du cours,
exercices et problèmes corrigés

Licence
Écoles d'ingénieurs

DUNOD

Précis d'Electrotechnique *L'essentiel du cours, exercices et problèmes corrigés*

Christophe Palermo

Sciences Sup, Dunod

Cet ouvrage est conforme au programme des filières GEII, Mesures physiques, GIM et Génie chimique. Le cours, concis, clair et pédagogique, est ponctué de rubriques "En bref" qui signalent les notions importantes à retenir. Dans chaque chapitre, de nombreux exercices basés sur des situations concrètes permettent de se préparer aux épreuves.

Cet ouvrage propose un cours d'électrotechnique de niveau L1/L2. Le cours, concis, clair et pédagogique, est ponctué de rubriques "En bref" qui signalent les notions importantes à retenir. Dans chaque chapitre, de nombreux exercices basés sur des situations concrètes permettent de se préparer aux épreuves. Les corrigés, détaillés, mettent l'accent sur la méthodologie. Un chapitre est consacré au problème de la sécurité électrique.

Sommaire Énergétique et dimensionnement. Sécurité électrique. Machines électriques tournantes. Machine à courant continu. Transformateur monophasé. Systèmes triphasés équilibrés. Alternateur monophasé. Moteur asynchrone. Mesures de puissance.



LA CLIMATISATION SOLAIRE

Thermique ou photovoltaïque

DUNOD

La climatisation solaire Thermique ou photovoltaïque

Daniel Mugnier, Francis Meunier

Technique et Ingénierie, Dunod

Dans un contexte de raréfaction du pétrole et de dérèglement climatique, les efforts de réduction de consommation d'énergie primaire (gaz, fioul, électricité) dans le bâtiment vont être intensifiés par le développement des bâtiments à basse consommation (BBC) ou à énergie positive (BEPOS). Paradoxalement, ces nouveaux bâtiments ont besoin de climatisation. La climatisation solaire désigne l'ensemble des techniques de climatisation utilisant l'énergie solaire comme ressource énergétique primaire. Il existe deux grandes filières : une filière thermique (utilisation du solaire thermique pour alimenter une machine à froid ou un système de conditionnement d'air par évaporation) et une autre électrique (via le photovoltaïque, pour alimenter un climatiseur traditionnel en électricité). Cet ouvrage détaille les différents procédés utilisés dans les 2 grandes filières thermiques et photovoltaïques avec des études de cas et des retours d'expérience d'application de la climatisation solaire. Il proposera par ailleurs d'autres solutions de climatisation renouvelable dans chacune des filières.

Sommaire La climatisation solaire thermique. Capteurs. Procédés. Système intégré. Choix technologiques. La climatisation solaire photovoltaïque. Technologie des cellules. Système intégré. Etudes de cas et retour d'expérience. Autre solution de climatisation renouvelable

Info : sur le site internet www.eduscol.education.fr vous pouvez trouver de nombreuses informations relatives aux nouveaux programmes (développement durable ...), des annales et de nombreuses ressources pédagogiques



éduscol

Portail national des professionnels de l'éducation



Rechercher sur le portail éducol

Entrez votre recherche ici

OK

Retrouvez toute l'information sur le site education.gouv.fr



SOCLE COMMUN
ÉCOLE - COLLÈGE

LYCÉE ET FORMATION
PROFESSIONNELLE

PERSONNALISATION
DES PARCOURS

FORMATION
DES ENSEIGNANTS

ÉTABLISSEMENTS
ET VIE SCOLAIRE

INNOVER ET
EXPÉRIMENTER

ENSEIGNER AVEC
LE NUMÉRIQUE

EUROPE
MONDE

Convertisseur Multiniveaux

Thierry MEYNARD (1,2,3), Guillaume GATEAU (1,2)

- (1) Université de Toulouse ; INP ; UPS ; LAPLACE(Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie);ENSEEIH, 2 rue Charles Camichel, BP 7122, F-31071 Toulouse cedex 7, France. thierry.meynard@laplace.univ-tlse.fr
- (2) CNRS ; LAPLACE; F-31071 Toulouse, France.
- (3) 3DPHI, 3D Power Hybrid Integration.

Résumé : Les convertisseurs multiniveaux se sont d'abord imposés sous leur forme série comme des solutions incontournables dans le domaine des variateurs de vitesse moyenne tension (typ. 1 à 10 kV_{DC}). Plus récemment, leur aptitude à utiliser des semiconducteurs basse tension a été utilisée pour concevoir des équipements à haut rendement fonctionnant sous des tensions assez classiques de l'ordre de 750V ou même de 300V, notamment dans le domaine des alimentations de secours et des énergies renouvelables. Parallèlement, l'application exigeante des alimentations de processeurs a conduit au développement de s convertisseur entrelacés qui ne sont autres que des convertisseurs multiniveaux parallèles. Cette version parallèle a inversement été utilisée pour des tensions et des puissances de plus en plus importantes. Avec les variantes série et parallèle, le concepteur dispose donc aujourd'hui de degrés de liberté supplémentaire qui peuvent d'ailleurs être combinés, mettant ainsi en concurrence des semiconducteurs de calibre très différent (en tension et/ou en courant), voire des technologie différentes (Mosfet vs IGBT, silicium vs Grand Gap).

1. Introduction

La génération de formes d'ondes multiniveaux n'est pas une technique récente à proprement parler. Il est toujours difficile d'identifier avec certitude le point de départ d'une idée, mais on peut au moins citer les onduleurs 'polygonaux' qui dans les années 70 utilisaient n onduleurs pleine-onde découpant à 50 Hz alimentant des transformateurs basse fréquence dont les secondaires étaient connectés en série pour créer une forme d'onde en escalier s'approchant mieux d'une sinusoïde.

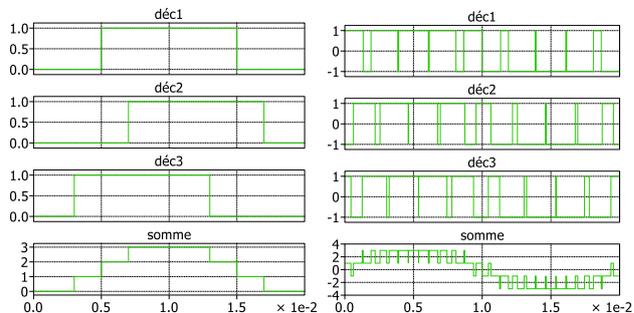
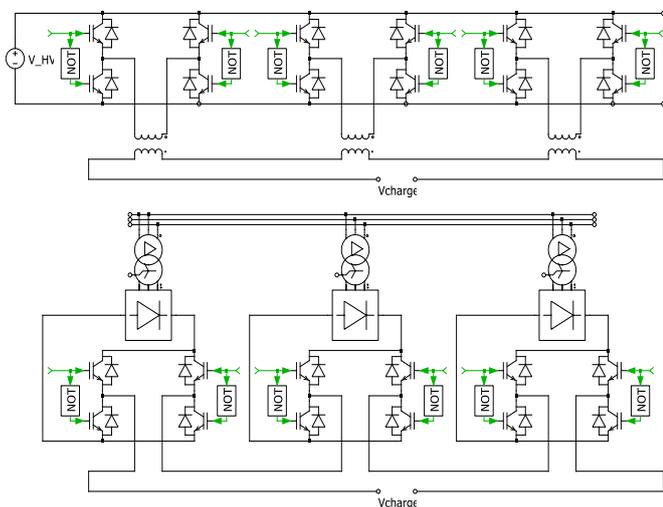


Figure 1 : Sommation de tensions par onduleurs polygonaux et cascades.

Plus récemment, les onduleurs cascades reprennent l'idée d'utiliser l'isolation galvanique pour sommer des tensions ; les sorties d'onduleurs de tension alimentés par des sources de tension isolées (transformateurs basse fréquence aussi, donc) sont connectés en série pour créer des formes d'ondes multiniveaux.

2. Multicellulaires Série

2.1- Onduleurs clampés à diode

L'introduction des structures 'Neutral Point Clamped' [1] en '79 est l'évènement qui marque le début d'une intense période de réflexion autour des principes de génération de formes d'ondes multiniveaux

sans transformateur. Cette structure, introduite par Baker et mise en valeur par les travaux de Nabae et Akagi, permet, par ajout de deux diodes reliées à un point milieu, d'assurer l'équilibrage des tensions dans une cellule de commutation utilisant deux associations séries de deux semi-conducteurs.

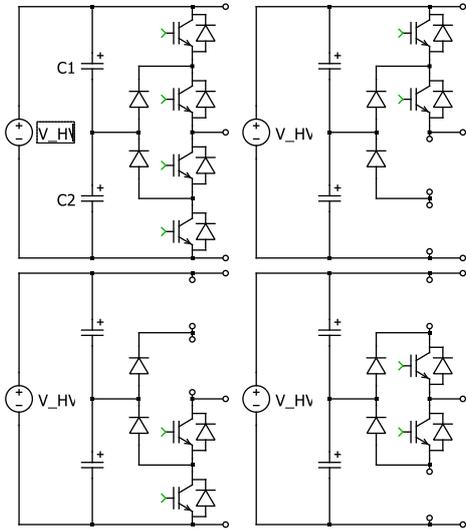


Figure 2 : Onduleur 'Neutral Point Clamped', topologie et différents états

Mais, en plus de cette fonction d'équilibrage, ces diodes permettent également de désynchroniser les commandes des semi-conducteurs associés en série et de créer un niveau intermédiaire de la tension découpée d'où la dénomination 'onduleur 3-niveaux'.

Le(s) point(s) intermédiaire(s) étant réalisé(s) par association série de condensateurs sur le bus de tension continu, le courant moyen prélevé sur ce(s) point(s) doit être nul(s) et cette condition est responsable des principales limitations de cette structure :

- le fonctionnement en hacheur est impossible puisqu'à chaque utilisation du niveau intermédiaire, le courant de la source de courant circule dans les condensateurs, et si ce courant est unidirectionnel la valeur moyenne ne peut être nulle),
- la généralisation à un nombre supérieur de niveaux est irréaliste ; le circuit peut être généralisé, mais la condition de nullité des courants moyens dans les condensateurs induit des restrictions très importantes sur le motif de modulation.

Le domaine d'application privilégié de ces structures se trouve donc 'restreint' aux onduleurs de tension triphasés, ce qui correspond néanmoins à un domaine d'application colossal et fait de cette structure la figure de proue de la conversion multiniveaux.

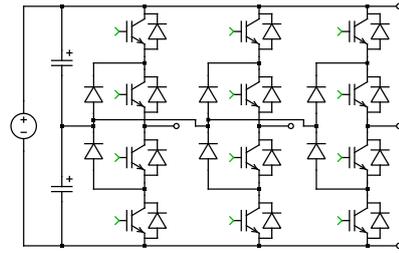


Figure 3 : Exemple de convertisseur NPC industriel

Il est également possible d'associer aux diodes de clamp des interrupteurs actifs ce qui procure à cette structure des états redondants qui peuvent être utiles pour mieux répartir les pertes dans les différents semi-conducteurs et pour la gestion du point milieu notamment dans des phases de démarrage de machine avec très basse fréquence de modulation.

2.2- Convertisseurs à condensateurs flottants

La structure 'FlyingCapacitor'[2] permet elle aussi d'assurer l'équilibrage des tensions aux bornes de semi-conducteurs associés en série, mais comme son nom l'indique ceci est obtenu au moyen de condensateurs.

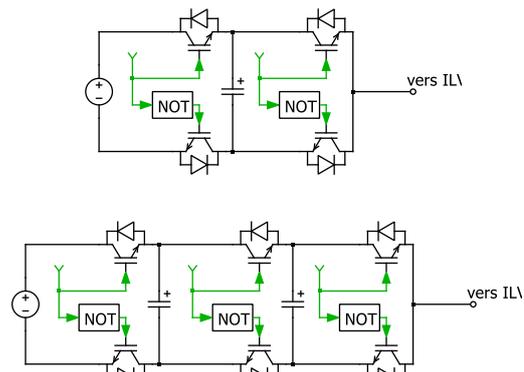


Figure 4 : Convertisseur multicellulaire série 'FlyingCapacitor' à 2 et 3 cellules

L'analyse des phases de fonctionnement montre que le courant dans ces condensateurs est bien un courant bidirectionnel, même en présence d'un courant unidirectionnel au niveau de la source de courant I_{LV} . Par rapport au NPC, cette structure dispose donc de plusieurs atouts :

- elle est utilisable en hacheur et en onduleur,
- elle est directement généralisable à un nombre quelconque de semi-conducteurs en série,
- dans la mesure où elle est une véritable association de cellules, elle délivre une tension découpée à $n_{Cell} \cdot F_{déc}$ avec une ondulation V_{HV}/n_{Cell}
- elle permet d'utiliser une inductance de filtrage réduite dans un rapport n_{Cell}^2 par rapport à une cellule 2-niveaux commutant la même tension, à la même fréquence et ayant la même ondulation de courant.

L'inconvénient majeur de cette structure est évident, il s'agit des condensateurs flottants eux-mêmes, et cet inconvénient a un poids très différent selon les domaines d'application. Ces condensateurs sont dimensionnés par la fréquence de découpage, et c'est donc essentiellement la capacité des semi-conducteurs à commuter en haute fréquence qui conditionne le volume et le prix de ces éléments supplémentaires. Malgré cette caractéristique, ce schéma a été utilisé avec succès dans des applications de forte puissance, domaine où la fréquence de découpage est particulièrement basse (de 900 Hz à 2kHz dans ces applications...)



Figure 5 : Exemple de convertisseurs FC industriel (Symphony ALSTOM, 4160Veff entre phase, puissance de de 280 à 2240 kW)

Ce schéma n'est pas exclusivement destiné à des applications de forte puissance, et actuellement, c'est plutôt sous l'angle de l'efficacité énergétique que l'on s'intéresse à ce schéma avec la possibilité d'utiliser des composants 'basse tension' très performants (Mosfets silicium ou HemfetsGaN avec calibre autour de 100V pour des applications sous quelques centaines de volts, ou MosfetsSiC 1200V pour des applications sous quelques kV...).

2.3- Circuits dérivés et combinaisons

Le schéma FlyingCapacitor étant à la fois une association de cellules et une cellule de commutation macroscopique, il peut être utilisé comme une brique de base permettant de construire d'autres structures [3]. On peut notamment l'utiliser pour construire des 'hyper-cellules de commutation' pour bus de tension multipoint ce qui peut des faire de différentes manières : Alimenté par un bus de 10kV, l'ACS 2000 d'ABB fait partie de cette famille (topologie fig. 6d).

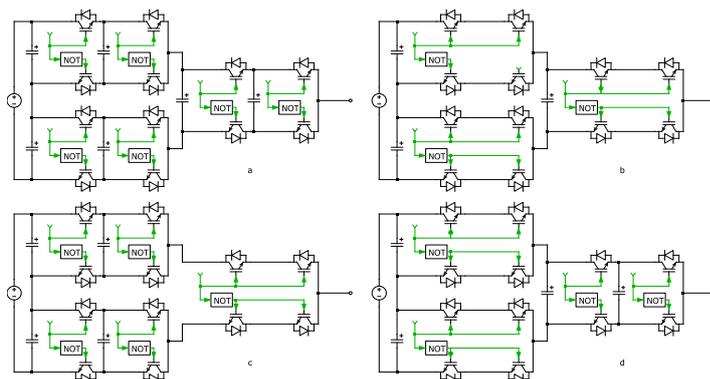


Figure 6 : Hyper-cellules de commutation
a : association de cellules 3-niveaux,
b : association de cellules 2-niveaux (ANPC),
c : cellules 3niveaux + aiguilleur basse fréquence,
d : cellule 3-niveaux connectable au 1/2-bus >0 ou <0

Il est également possible transformer cette association de trois cellules de commutation en une seule cellule dite multicellulaires superposés [4]. Cette structure a pour avantage de disposer de 3 chemins véritablement différents pour le courant de la source I_{LV} , ce qui permet de répartir les pertes dans les semi-conducteurs de manière beaucoup plus harmonieuse

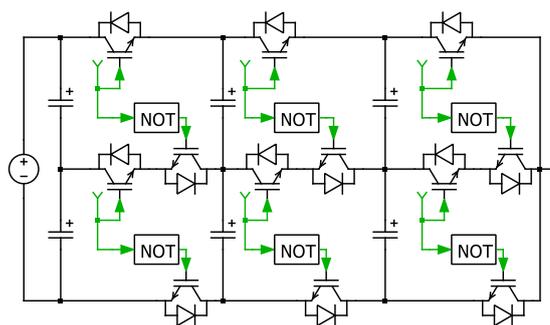


Figure 7 : Convertisseurs multicellulaires superposés 2x2 ('StackedMultiCel')



Figure 8 : Variateur pour machine 6 ou 6.9kV d'une puissance de 300 à 800 kW.

2.4- Convertisseurs multiniveaux modulaires

En rupture assez radicale avec la conception classique, le ModularMultilevelConverter [5] utilise deux séries de cellules de commutation pour répartir le courant i_{LV} sur les 2 bornes de la source VHV. En première analyse, ce convertisseur est pénalisé par le doublement de la quantité de silicium installé et par la présence de condensateur et d'inductance au sein même de la macro-cellule de commutation. Toutefois la modularité et l'absence de condensateur haute tension en fait une solution de choix pour les convertisseurs de réseau utilisant des centaines de cellules de base et commutant des centaines de kV !... Dans ces applications, l'excellence du rendement résultant de la très basse fréquence de commutation est un atout indéniable qui justifie le travail de développement d'algorithmes complexes de régulation des tensions des différents modules.

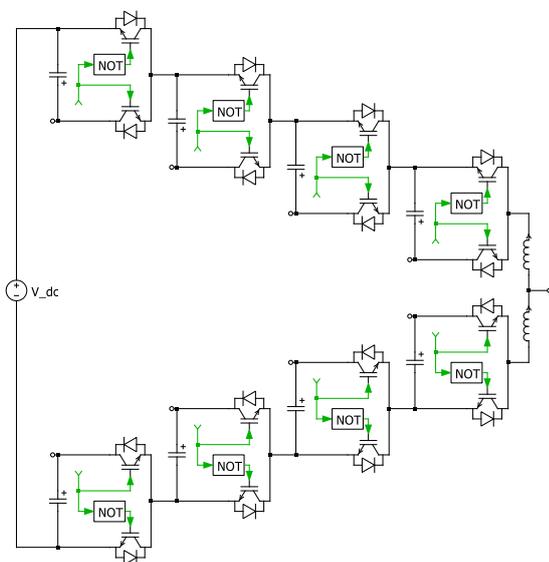


Figure 9 : ModularMultiLevelConverter

2.5- Conclusion sur les multiniveaux

L'association série de composants basse tension permet en général d'accéder à des vitesses de commutation supérieures (amélioration technologique) et donc de réduire les pertes par commutation. Si cette association permet de générer des formes d'ondes de tension multiniveaux, on bénéficie en outre d'une amélioration structurelle. La combinaison de ces améliorations permet d'améliorer sensiblement le compromis entre volume des filtres et rendement et même d'améliorer ces deux critères.

Toutefois, une cellule de commutation est située entre deux sources et doit en pratique être équipée de deux filtres. Or, toutes les améliorations décrites ci-dessus concernent uniquement le coté Basse Tension. Il est donc intéressant de s'intéresser à la dualité pour bénéficier d'améliorations coté Haute Tension

3. Dualité et Convertisseurs Multicellulaires Parallèles

3.1- Convertisseurs entrelacés

L'application systématique des règles de dualité permet d'identifier le circuit dual du circuit FlyingCap. Ce circuit comporte, comme le Flying Cap, des composants passifs subissant des contraintes différentes dans les différentes cellules (I_{LV}/n_{Cell} , $2 I_{LV}/n_{Cell}$, ...). On lui préfère donc un circuit plus classique avec inductances connectées en étoile et donc toutes parcourues par I_{LV}/n_{Cell} .

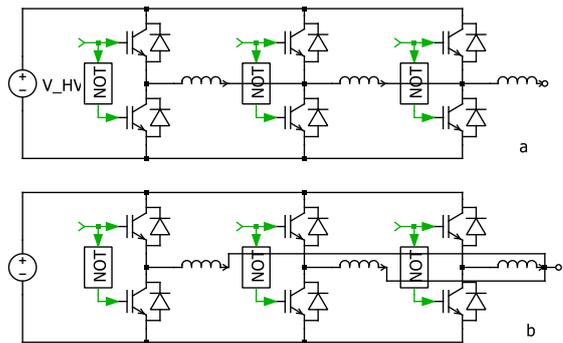


Figure 10 : Dual du FC et multicellulaire parallèle avec inductances de liaison en étoile

Ce dernier circuit est extrêmement intéressant car il donne effectivement les améliorations de spectre de courant attendues côté Haute Tension, mais on peut montrer qu'il permet aussi de réduire les énergies stockées dans les filtres côté Basse Tension comme le ferait un multicellulaire série. Ce circuit est donc intrinsèquement plus performant que le FlyingCapacitor, mais il n'a malheureusement pas de dual (sauf lorsque $n_{Cell}=2$).

3.2- Convertisseurs entrelacés à Transformateurs InterCellules (ICT).

Compatible avec un fonctionnement hacheur ou onduleur, directement généralisable à un nombre quelconque de cellules et permettant une réduction des éléments de filtrage dans un rapport n_{cell}^2 des deux côtés, ces convertisseurs entrelacés semblent avoir toutes les qualités et on peut être tenté d'utiliser systématiquement ce circuit avec un nombre de cellules élevé. Toutefois on se rend rapidement compte que la réduction de l'énergie stockée côté Basse Tension obtenue dans le cadre d'un dimensionnement à ondulation de courant **total** constant, conduit à des ondulations **individuelles** inacceptables au-delà de 4 ou 5 cellules.

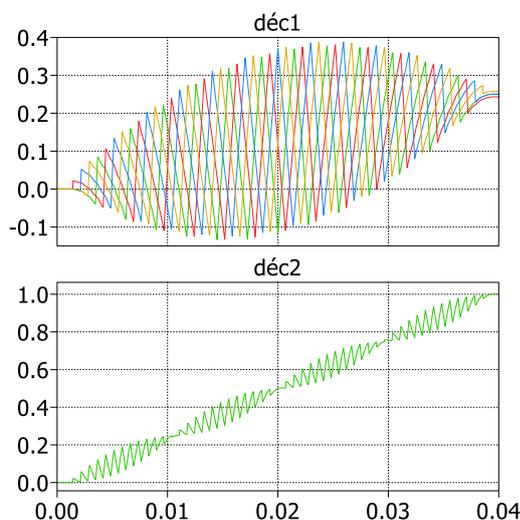


Figure 11 : Ondulations individuelles et totale

Ce problème peut toutefois être résolu en introduisant un couplage magnétique entre les différentes inductances de sorte que les courants dans toutes les bobines deviennent, (au courant magnétisant près) égaux entre eux et égaux à I_{LV}/n_{cell} . Il y a bien sûr différentes variantes de couplage possibles et un certain nombre de subtilités liées à la réalisation et à la commande de ces dispositifs [7-14]

Au vu de ces différentes caractéristiques, cette structure est susceptible de couvrir un très large domaine d'application. Ainsi, l'aptitude à traiter des courants forts (parallélisation) et les performances dynamiques exceptionnelles (réduction de filtres) ont permis à cette technique de s'imposer comme la solution de référence dans les alimentations de processeurs, typ. 1V/100 A [15], alors que la réduction des pertes et du volume des parties magnétiques a conditionné le choix de cette technique pour des convertisseurs de 60MW pour le CERN [16]. Nous nous limiterons ici à citer ces deux applications 'extrêmes' et invitons le lecteur intéressé à faire ses propres recherches pour découvrir les

nombreuses applications existant dans des domaines de puissance et de tension intermédiaires.

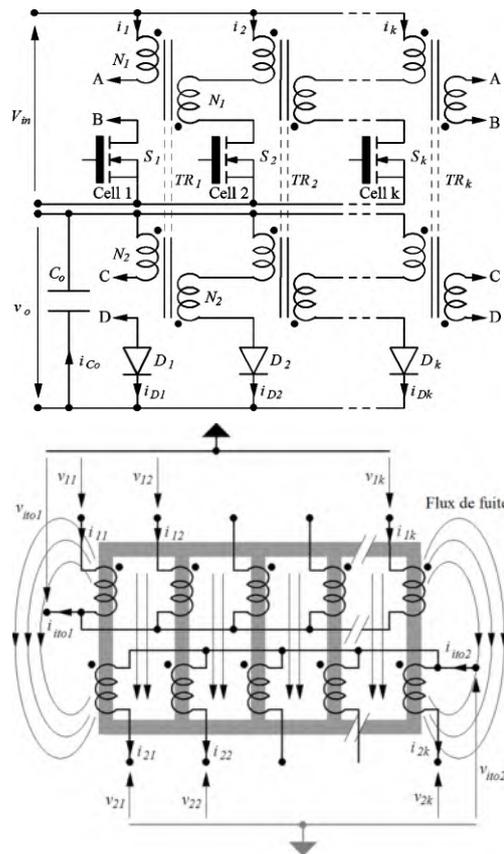


Figure 12 : Flyback multicellulaire parallèle à Transformateur InterCellules

4. Convertisseurs Multicellulaires Parallèles avec Isolation Galvanique Haute Fréquence

Mutualiser l'énergie stockée dans un circuit magnétique commun à plusieurs cellules de commutation est le principe sous-jacent aux circuits précédents, mais on peut aller plus loin encore et profiter de ces mêmes composants magnétiques couplés pour réaliser l'isolation galvanique requise dans de nombreuses applications.

La première réalisation de ce principe est une structure de Flyback multivoie couplé, déduite assez directement du 'buck-boost' multivoie couplé de la même manière que le flyback classique est déduit du buck-boost classique. Habituellement, le flyback se trouve cantonné à des applications de petite puissance car le dispositif d'isolation est une inductance et non un transformateur (d'où un volume conséquent) et car l'inductance de fuite intervient directement dans la maille de commutation (surtension avec énergie $\frac{1}{2}li^2$ à dissiper à chaque commutation). L'impact de ces deux phénomènes est grandement réduit dans le cas du flyback multivoie : mutualisation du réservoir d'énergie pour le premier écueil, et le fractionnement du courant

pour le second. C'est ainsi qu'un Flyback de 12kW compact et avec un bon rendement a pu être réalisé [17,18].

D'autres structures multicellulaires utilisant un composant magnétique unique pour réaliser à la fois les 3 fonctions de filtrage du courant total, de couplage des courants des différentes cellules et d'isolation galvanique entre primaire et secondaires sont possibles [19].

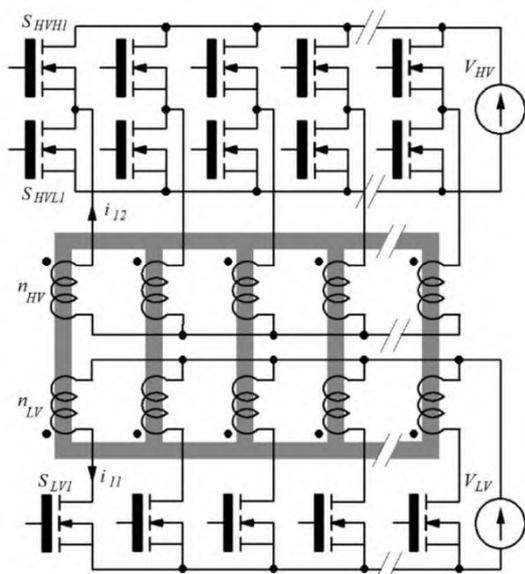


Figure. 13 : Convertisseur isolé multicellulaire parallèle à transfert direct et Transformateur InterCellules

5. Conclusions

Les convertisseurs multicellulaires existent donc maintenant sous forme série et parallèles, avec différentes topologies dont certaines sont susceptibles de fonctionner en hacheur ou en onduleur, avec ou sans isolation galvanique. Ces variantes série et parallèle peuvent bien sûr être combinées :

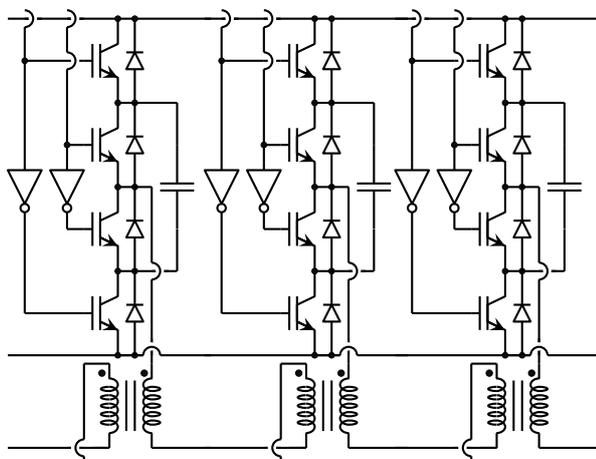


Figure. 14 : Convertisseur multicellulaire série-parallèle

Ces nouveaux degrés de liberté ouvrent de nouvelles perspectives et permettent notamment de mettre véritablement en concurrence une multitude de semi-conducteurs de calibres hétérogènes. Il est donc plus que jamais nécessaire de rationaliser la démarche de conception et de mettre en place des méthodes d'évaluation rapides, d'autant que l'arrivée des composants 'grand gap' est susceptible de changer la donne. Enfin pour que la fiabilité ne soit pas le tendon d'Achille de ces structures de plus en plus fractionnées, il est nécessaire de développer des technologies de réalisation adaptées à ce fractionnement. C'est une des motivations essentielles des 12 laboratoires qui se sont associés au sein de 3DPHI (3D Power HybridIntegration) ...

Références

1. Nabae, Akira; Takahashi, Isao; Akagi, Hirofumi; "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-17, no.5, pp.518-523, Sept. 1981
2. "Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique", T. MEYNARD, H. FOCH. (Déposant CNRS)
Brevet Français N° 91.09582 France, 25 Juillet 91
3. "Converter Circuit for Connecting a Plurality of Switching Voltage Levels", P. BARBOSA, J. STEINKE, P. STEIMER, L. MEYSENC, T. MEYNARD
Brevet publié WO 02005036719, 21 Avril 2005
4. "Device for Converting MultiCellEnergy", T. MEYNARD, H. FOCH, G. GATEAU
Demande de Brevet Français N° 00 06786 (Déposant : CNRS), 26 Mai 00, Brevet Français FR2809548, 30 Novembre 01
5. Lesnicar, A.; Marquardt, R.; , "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, vol.3, no., pp. 6 pp. Vol.3, 23-26 June 2003
6. "Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using InterCell Transformers", F. FOREST, T. MEYNARD, E. LABOURE, V. COSTAN, A. CUNIERE, E. SARRAUTE, *IEEE Trans. Power Electronics* Volume 22, N° 3, pp 934-942, May 2007

7. "Analytic Design Method based on Homothetic Shape of Magnetic Cores for High Frequency Transformers", F. FOREST, E. LABOURE, T. MEYNARD, M. ARAB, IEEE Transactions on Power Electronics Volume 22, N°5, pp 2070-2080, Sept 2007
8. "Theoretical Approach to InterCell Transformers. Application to interleaved converters ", E. LABOURE, A. CUNIERE, T. MEYNARD, F. FOREST, E. SARRAUTE, IEEE Transactions on Power Electronics Volume 23, N° 1, pp 464 – 474, Janv 2008
9. "Design and Comparison of Inductors and InterCell Transformers for Filtering of PWM Inverter Output", F. FOREST, E. LABOURE, T. MEYNARD, V. SMET, IEEE Transactions on Power Electronics Volume 24, N°3, pp 812-821, Mars 2009
10. "Nouvelles architectures de convertisseurs électroniques de puissance utilisant des transformateurs intercellulaires ", E. LABOURE, F. FOREST, T. MEYNARD, P. CUSSAC, Revue European Journal of Electrical Engineering, vol 12/2, pp 169-192, Avril 2009
11. "Parallel three-phase inverters: Optimal PWM method for flux reduction in InterCell Transformers" B. COUGO, T. MEYNARD, G. GATEAU IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 8, pp. 2184-2191, 2011
12. "Optimal PWM method for flux reduction in InterCell Transformers coupling double three-phase systems" B. COUGO, T. MEYNARD, F. FOREST, E. LABOURE, European Journal of Electrical Engineering, v.15/1, pp23-28., 2012
13. "PD Modulation Scheme for Three-Phase Parallel Multilevel Inverters ", B. COUGO, T. MEYNARD, G. GATEAU, M. BOBROWSKA, M. COUSINEAU IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 690-700, Février2012
14. "Design and characterization of a 8-phase 130kW ICT for the DC-DC stage of a modular UPS systems ", F. Forest, T. Meynard, C. Rizet, J.J Huselstein, D. Flumian, A. Lacarnoy, IEEE Trans. Power Electronics A paraitre en 2013
15. "Investigation of candidate VRM topologies for future microprocessors [voltage regulator modules]», X. Zhou; X. Zhang; J. Liu; P.-L. Wong; J. Chen; H.o-P. Wu; Amoroso, L.; Lee, F.C.; Chen, D.Y., *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual* , vol.1, no., pp.145,150 vol.1, 15-19 Feb 1998
16. "A novel 60 MW Pulsed Power System based on Capacitive Energy Storage for Particle Accelerators", C. Fahmi, A. Rufer, F. Bordry and J. P. Burnet, EPE 2007: 12th European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, 2-5 September 2007
17. "Dimensionnement de transformateurs intercellulaires pour un convertisseur Flyback multicellulaire de forte puissance " B. GELIS, F. FOREST, J.J HUSELSTEIN, E. LABOURE, T. MEYNARD, P. CUSSAC, European Journal of Electrical Engineering, vol 12/2, pp 193-208, Avril 2009
18. "Conception et réalisation d'un Flyback à huit cellules 28V-300V-12kW utilisant des transformateurs intercellulaires" F. FOREST, B. GELIS, J.J. HUSELSTEIN, B. COUGO, E. LABOURE, T. MEYNARD, European Journal of Electrical Engineering, v. 14/5, pp. 635-652, 2011
19. " An Isolated Multi-cell InterCell Transformer Converter for Applications with a High Step-up Ratio " F. FOREST, E. LABOURE, T. MEYNARD, B. GELIS, J.J HUSELSTEIN, J. BRANDELERO, IEEE Trans. Power Electronics vol28, N°3, pp1107-1119, Mars 2013

Convertisseurs Multicellulaires Série

Principe, Equilibrage Naturel et Modulation Triphasée

Guillaume GATEAU (1,2), Thierry MEYNARD (1,2,3)

- (1) Université de Toulouse ; INP ; UPS ; LAPLACE (Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie) ; ENSEEIHT, 2 rue Charles Camichel, BP 7122, F-31071 Toulouse cedex 7, France. guillaume.gateau@laplace.univ-tlse.fr
- (2) CNRS ; LAPLACE ; F-31071 Toulouse, France.
- (3) 3DPHI, 3D Power Hybrid Integration.

Résumé : Les applications de conversion d'énergie « moyenne tension » (qq MVA sous 10kV) sont depuis quelques années en très forte augmentation avec en particulier le secteur de la vitesse variable. Parmi les structures de conversion couramment utilisées, la structure multicellulaire série (autrement appelée FC : FlyingCapacitor) arrive, après presque 20 ans d'existence et quelques succès industriels, à maturité avec en particulier un brevet qui sera bientôt dans le « domaine public ». Cet article rappelle les propriétés fondamentales de cette topologie et en particulier les propriétés d'équilibrage naturel des sources flottantes utilisées. Dans la dernière partie sera présentée une technique de modulation générique (Phase Disposition) permettant dans les applications triphasées d'obtenir des formes d'ondes possédant un contenu spectrale optimisé.

1. Introduction

L'Electronique de Puissance connaît depuis une quinzaine d'année un essor très important dans des domaines d'applications couvrant une large gamme de puissance (de quelques watts à plusieurs mégawatts). Les structures de conversion d'énergie, principale actrices de cette évolution, traitent des puissances de plus en plus importantes.

Cette demande croissante de puissance peut se faire par l'augmentation de la tension, du courant et souvent par les deux simultanément. Pour répondre à ces besoins, les composants de puissance ont également beaucoup évolué en particulier au niveau des calibres disponibles.

L'augmentation du calibre en courant s'effectue souvent par une simple mise en parallèle de puces ou de boîtiers qui conduit à une augmentation de la surface de silicium. Cette augmentation ne pose pas de problèmes particuliers pour la mise en œuvre.

L'augmentation du calibre de tension est beaucoup plus problématique car elle nécessite une augmentation de l'épaisseur du silicium qui conduit à une dégradation rapide des performances statiques et dynamiques des

composants impliquant une augmentation des pertes résultantes.

L'alimentation des machines électriques de forte puissance communément appelé « Medium Voltage Drive » connaît ces dernières années un essor important et nécessite l'alimentation de machines à courant alternatif ayant des niveaux de tension efficace entre phases compris entre 2 et 7 kV pour des puissances pouvant aller de 1 à 10 MVA. La tension du bus continu à traiter par l'onduleur réalisant le pilotage à vitesse variable peut alors aller jusqu'à une dizaine de kilovolts.

Il est alors nécessaire d'envisager l'utilisation de structures de conversion permettant de traiter ces niveaux de tension avec des composants de calibres réduits. Ces structures de conversion se rassemblent sous le nom de structures de conversion multiniveaux car elles font apparaître sur les formes d'ondes de sortie plusieurs niveaux de tension, contrairement aux convertisseurs classiques qui ne peuvent délivrer que 2 niveaux de tension différents.

L'architecture générale du système d'alimentation de moteurs de forte puissance en vitesse variable peut être représentée par la figure 1.

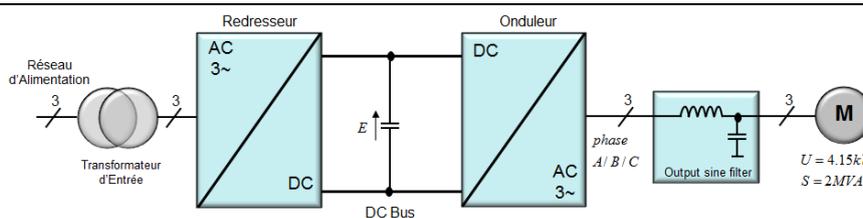


Figure 1 : Architecture système d'Alimentation de Moteurs forte puissance

2. Structure Multicellulaires Série

Le convertisseur Multicellulaire Série (FC pour FlyingCapacitor en anglais) est principalement utilisé dans des applications triphasées pour le pilotage de machines alternatives en vitesse variable. Nous ne nous intéresserons dans cette partie qu'au fonctionnement monophasé de cette structure sur un seul bras noté bras A.

La structure Multicellulaire Série (Fig. 2) utilise le principe de mise en série de composants semi-conducteurs afin d'augmenter la capacité de blocage du macro-interrupteur ainsi réalisé. Ainsi pour un bus continu de tension E , on utilise deux semi-conducteurs T_1/T_2 en série ayant une tenue en tension moitié. Les points intermédiaires F et G entre les interrupteurs mis en série sont ensuite reliés à l'aide d'une source de tension flottante comme proposé sur la figure 2.

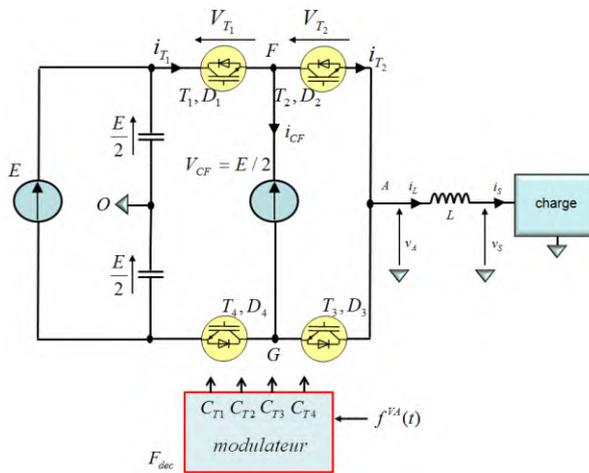


Figure 2 : Convertisseur 3 niveaux FC monophasé.

La tension aux bornes de la source flottante est fixée à $V_{CF}=E/2$ est sera dans un premier temps considérée comme constante.

Le bus continu est parfaitement filtré conduisant à deux demi-tensions $E/2$ parfaitement équilibrées.

a) Principe de fonctionnement

Les couples d'interrupteurs (T_1, T_4) et (T_2, T_3) forment deux cellules de commutation et seront donc pilotés de façon complémentaires, d'où $C_{T4} = \overline{C_{T1}}$ et $C_{T3} = \overline{C_{T2}}$. Avec ces deux cellules, on obtient donc $N_c = 2^2 = 4$ combinaison possibles (voir tableau).

Pour la tension de sortie, il y a seulement 3 possibilités $\left(-\frac{E}{2}, 0, \frac{E}{2}\right)$ car le niveau 0 peut être réalisé de 2 manières différentes ($C_{T1} = 0$ et $C_{T2} = 1$) ou ($C_{T1} = 1$ et $C_{T2} = 0$).

Etat C_1/C_4	Etat C_2/C_3	Tension Sortie	Courant source flottante
$C_{T1} = 0$ $C_{T4} = 1$	$C_{T2} = 0$ $C_{T3} = 1$	$v_A = -\frac{E}{2}$	$i_{CF}(t) = 0$
$C_{T1} = 0$ $C_{T4} = 1$	$C_{T2} = 1$ $C_{T3} = 0$	$v_A = -\frac{E}{2} + V_{CF} = 0$	$i_{CF}(t) = -i_S(t)$
$C_{T1} = 1$ $C_{T4} = 0$	$C_{T2} = 0$ $C_{T3} = 1$	$v_A = \frac{E}{2} - V_{CF} = 0$	$i_{CF}(t) = i_S(t)$
$C_{T1} = 1$ $C_{T4} = 0$	$C_{T2} = 1$ $C_{T3} = 0$	$v_A = \frac{E}{2}$	$i_{CF}(t) = 0$

La contrainte en tension vaut $\frac{E}{2}$ pour l'ensemble des interrupteurs (en supposant dans un premier temps $V_{CF} = E/2$). On remarque que la source de tension flottante n'est pas utilisée pour les niveaux $(-E/2, E/2)$. Par contre, pour réaliser le niveau (0), on utilise la source flottante avec un courant égal à $(i_{CF}(t) = \pm i_S(t))$ en fonction de la combinaison (voir tableau).

b) Généralisation à N cellules

Conformément au principe d'association énoncé précédemment dans le cas de 2 cellules, il est possible d'augmenter le nombre de cellule ainsi mises en série (Fig. 3).

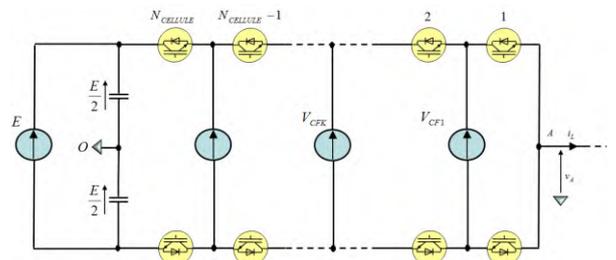


Figure 3 : Convertisseur $N_{CELLULE}$ FC Monophasé.

Le nombre de combinaisons possibles s'exprime alors par $N_C = 2^{N_{CELLULE}}$. Pour une telle structure, le nombre de niveaux obtenus est donné par $N_{LEVEL} = N_{CELLULE} + 1$ et la contrainte en tension sur les interrupteurs de puissance est : $V_{CONTRAINTE} = E/N_{CELLULE}$. Le nombre de sources flottantes est donné par $N_{SOURCE} = N_{CELLULE} - 1$ et la tension de chaque cellule par $V_{CK} = kE/N_{CELLULE}$ où k varie de 1 à $N_{CELLULE} - 1$.

c) Modulation à porteuses décalées (Phase Shifted)

On appelle M_e nombre de niveaux souhaité. On s'intéressera dans notre étude à $N=3$.

La solution la plus simple pour réaliser une forme d'onde N niveaux consiste à utiliser $(N-1)$ porteuses

déphasées (Phase Shifted) de $\frac{2\pi}{N-1}$. Chaque porteuse triangulaire sera notée $P_k^{T_{dec}}(x)$ avec $k \in [0 \dots N-2]$ et T_{dec} la période de ces porteuses. Chaque porteuse aura donc une phase égale à $\left(-k \frac{2\pi}{N-1}\right)$ (Fig. 4-Courbe A).

Le signal de modulation unique est comparé à chaque porteuse donnant $(N-1)$ signaux 2 niveaux correspondant aux ordres de commandes des $(N-1)$ cellules de commutation (Fig. 4 – courbes B et C). Par application de ces ordres de commandes sur le convertisseur, on obtient la tension de sortie V_a (Fig. 4 – courbe D).

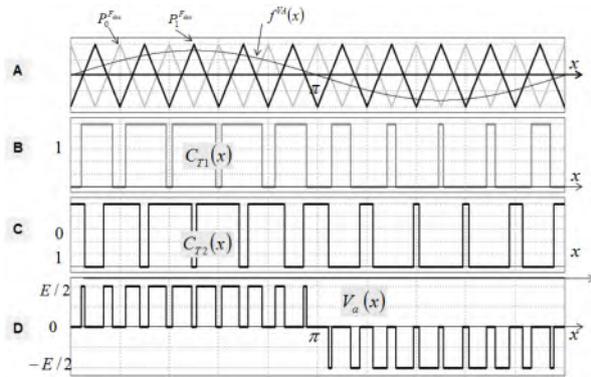


Figure 4 : Modulation porteuses décalées.

On peut aisément remarquer sur la figure 4 que la fréquence de découpage de la tension de sortie (appelée fréquence apparente (F_a) est doublée par rapport à la fréquence propre de découpage (F_{dec}) de chaque interrupteur de puissance. D'une façon générale, on peut écrire la relation $F_a = N_{CELLULES} * F_{dec}$. Cette propriété est une avancée majeure dans la performance des convertisseurs multiniveaux, notamment par rapport au convertisseur NPC (Clampé par le Neutre). En effet, cette multiplication de la fréquence permet globalement de diminuer la taille du filtre en sortie d'un rapport égal au carré du nombre de cellules (ondulation divisée par 2 et fréquence doublée).

En reprenant la formule $\Delta I = \frac{E \cdot \alpha_A \cdot (1 - \alpha_A)}{L \cdot f_{dec}}$ donnant

l'ondulation en fonction des paramètres d'une cellule de commutation 2 niveaux connectée à une inductance, on peut tracer la nouvelle courbe pour un convertisseur 3 niveaux en introduisant un rapport cyclique équivalent (Fig. 5).

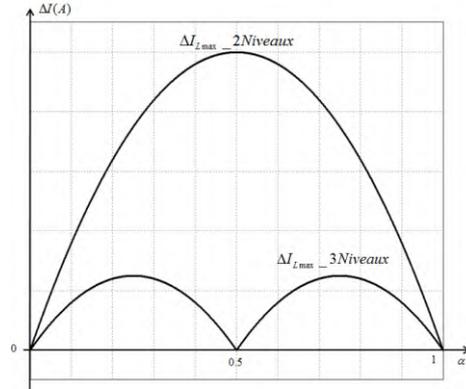


Figure 5 : Ondulation en Hacheur pour 2 ou 3 niveaux.

On remarque que l'on a bien une division d'un facteur 4 pour l'ondulation maximale ainsi que l'apparition d'un point singulier pour un rapport cyclique 50% : à ce point de fonctionnement la tension de sortie ne possèdera plus d'ondulation.

Dans le cas d'un courant $i_s(t)$ sinusoïdal en sortie, on peut également tracer le courant traversant la source de tension flottante (Fig. 6 – courbe D).

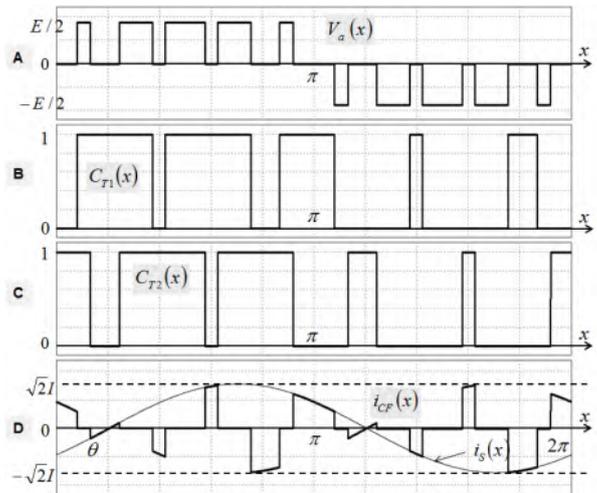


Figure 6 : Courant Source Flottante.

d) Dimensionnement et Equilibrage naturel de la source flottante

Il n'est évidemment pas envisageable d'utiliser pour la source de tension flottante une source isolée (transformateur+redressement+filtrage). On remplacera donc cette source par un condensateur. Le problème est alors de garantir que la tension aux bornes de ce condensateur reste stable et égale à une fraction de la tension d'entrée.

Le dimensionnement du condensateur peut être simplement réalisé dans un cas de modulation continu.

La Fig. 7 représente les formes d'ondes obtenues pour une fonction de modulation $f^{VA} = 0.5$ et un courant de sortie continu.

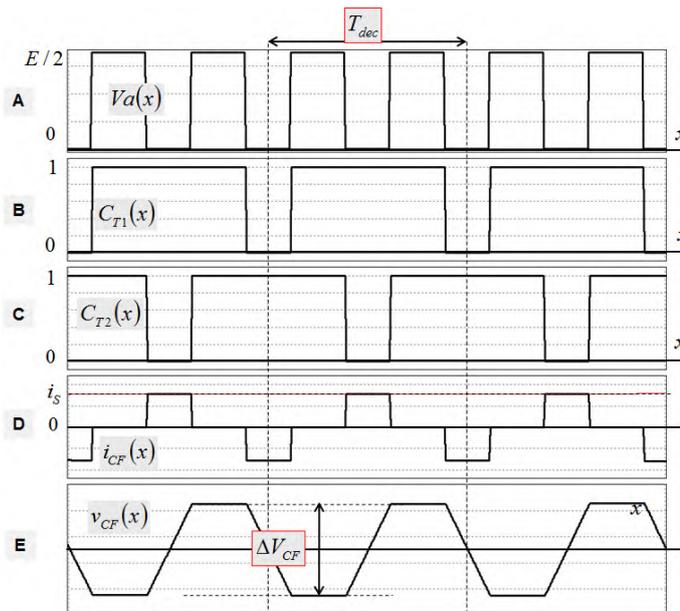


Figure 7 : Tension et courant aux bornes de la source flottante.

La courbe D montre le courant dans la source flottante qui n'est autre que le courant de sortie alterné à la fréquence de découpage. Ce courant alterné provoque simplement une ondulation de tension aux bornes de la source flottante. Cette ondulation dépend donc principalement de la durée de l'impulsion de courant ($T_{\max} = T_{\text{dec}}/2$) et de la valeur du courant de sortie (i_s). En fixant une ondulation maximale aux bornes de la source flottante $(\Delta V_{CF})_{\max}$, on obtient la valeur du condensateur.

$$C_f = \frac{(i_s) \times (T_{\text{dec}}/2)}{(\Delta V_{CF})_{\max}} \quad (1)$$

Pour étudier l'équilibrage naturel, on néglige tout d'abord cette ondulation.

On se place dans une condition de déséquilibre de cette source flottante par rapport à sa tension idéale $v_{CF} = \frac{E}{2}$. La tension aux bornes du condensateur est donc égale à $v_{CF} = \frac{E}{2} + Dv_{CF}$ avec Dv_{CF} le déséquilibre de la tension v_{CF} . Il est alors aisé d'utiliser le principe de superposition pour représenter le déséquilibre de la tension $v_A(x)$.

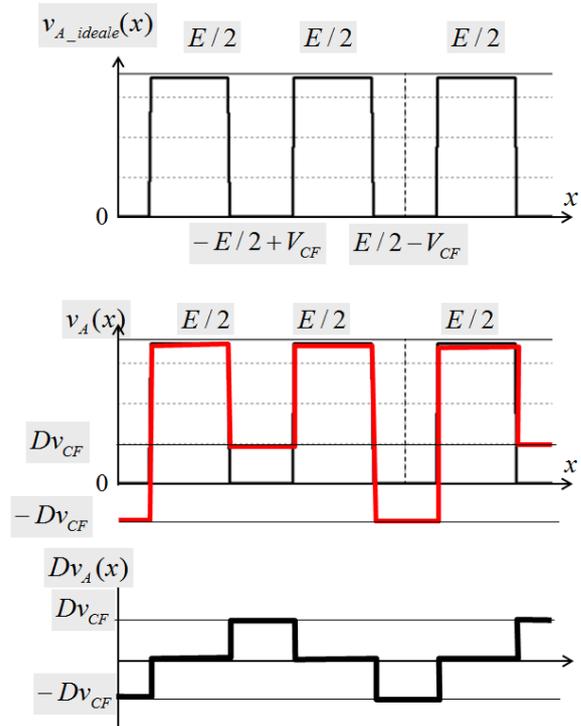


Figure 8 : Déséquilibre de la source flottante.

Sur la figure 8, pour une fonction de modulation $f^{VA}(x) = 0.5$, la tension de sortie $v_{A_ideale}(x)$ présente un rapport cyclique de 0.5 et oscille entre 2 niveaux $+\frac{E}{2}$ et 0.

Le niveau 0 est réalisé de façon alternative par les combinaisons $-\frac{E}{2} + v_{CF}$ et $+\frac{E}{2} - v_{CF}$.

On peut donc décomposer la tension de sortie déséquilibrée par

$$v_A(x) = v_{A_ideale}(x) + Dv_A(x) \quad (2)$$

où la tension $Dv_A(x)$ est une tension alternative faisant apparaître le déséquilibre de CF.

Afin de simplifier l'étude, on ne peut s'intéresser qu'à l'harmonique 1 (à F_{dec}) de la tension $Dv_A(x)$. En procédant par superposition, cet harmonique alimente la charge en faisant circuler dans celle-ci un courant harmonique i_{id} .

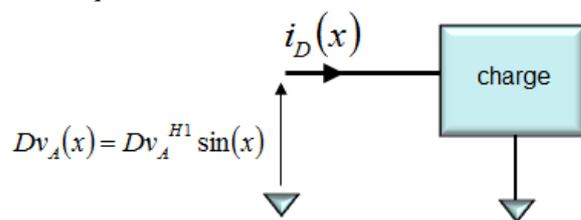


Figure 9 : Effet du déséquilibre.

Le calcul de la valeur efficace de ce signal donne

$$Dv_A^{HI} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot Dv_{CF} \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

On remarque que si le déséquilibre est nul, ce signal possède également une amplitude nulle ce qui est normal.

En supposant la charge linéaire, son impédance à la fréquence de découpage F_{dec} vaut $Z_{charge}^{F_{dec}} e^{j\psi_{dec}}$. Cet harmonique de tension génère au travers de cette impédance un courant harmonique $i_D(x)$.

$$i_D(x) = I_D \sqrt{2} \cdot \sin(x - \psi_D) \quad (3)$$

avec $I_D = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot Dv_{CF} \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) / Z_{charge}^{F_{dec}}$

Ce courant circule également dans le condensateur CF. Il est donc possible, à partir d'un déséquilibre de tension ($Dv_{CF} > 0$), de représenter (Fig. 10) le courant harmonique de déséquilibre ($i_D(x)$) et donc d'en déduire le courant $i_{CF}(x)$.

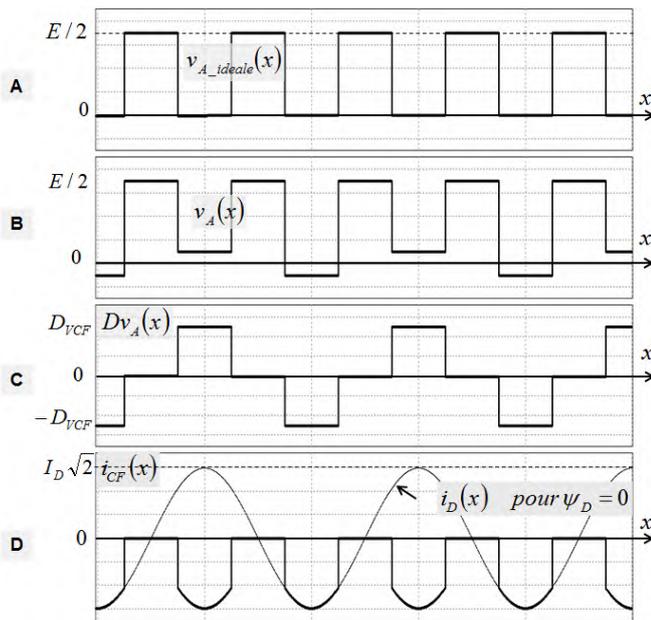


Figure 10 : Harmonique de ré-équilibre

On remarque aisément que la moyenne du courant $i_{CF}(x)$ est négative pour un déséquilibre positif de la tension flottante ($Dv_{CF} > 0$) qui va donc tendre à diminuer la valeur de V_{CF} . Si on inverse le déséquilibre, on observe alors un courant moyen positif. Ce phénomène permet donc un auto-équilibre de la tension flottante autour de sa valeur de référence.

On peut noter que ce courant moyen de rééquilibrage dépend principalement du rapport cyclique et de l'impédance de la charge à la fréquence de découpage. La figure 10b représente la valeur du courant moyen de

rééquilibrage circulant dans le condensateur en fonction de la phase du courant ($i_D(x)$).

$$\overline{i_{CF}} = -\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_D \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \cos(\psi_D) \quad (4)$$

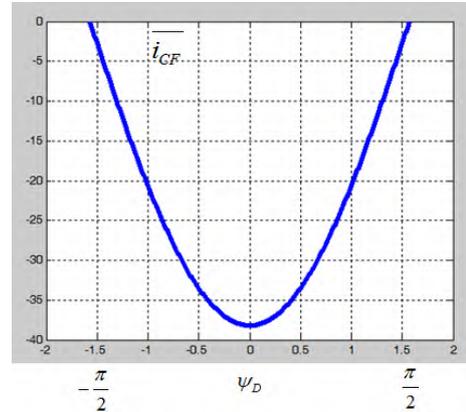


Figure 10b : Courant max de rééquilibrage

Il est à noter que l'équilibrage sera d'autant plus performant que l'impédance de la charge à la fréquence de découpage sera faible (non-infini). Dans certains cas de charge très inductive, on pourra donc observer une dynamique de rééquilibrage très faible.

Afin de favoriser le rééquilibrage de la tension flottante quelle que soit la charge (voir même à vide, sans charge), il est possible d'ajouter en parallèle de la charge un filtre RLC série (Fig. 11).

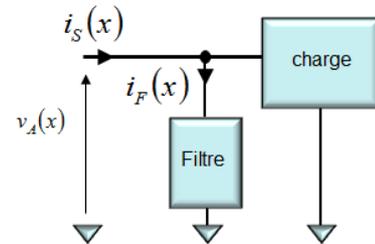


Figure 11 : Filtre RLC de rééquilibrage

Ce filtre devra avoir les propriétés suivantes :

- favoriser les courants harmoniques à la fréquence de découpage afin d'améliorer la dynamique d'équilibrage,
- apporter un déphasage nul pour les harmoniques à la fréquence de découpage,
- présenter une impédance infinie pour toutes les autres fréquences.

Les paramètres de sélectivité du filtre devront être choisis pour limiter les pertes dans le filtre.

3. Modulation Multiniveaux

a) Généralités et Modulation à Porteuses Déphasées

Le principe général de génération d'une forme d'onde multiniveaux peut être interprété comme une somme d'ondes 2-niveaux. Pour un convertisseur 3-niveaux (Fig. 12), on effectue la somme de 2 ondes 2-niveaux (en conversion multiniveaux, on peut donc écrire sans retenue $2+2=3$) et on utilise pour cela 2 porteuses décalées de 180° .

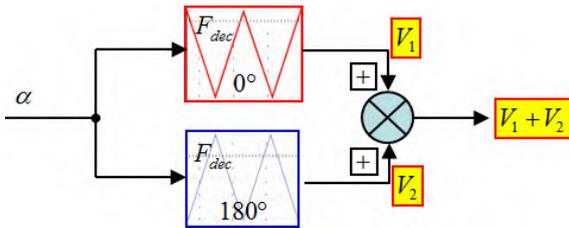


Figure 12 : Principe de réalisation d'une forme d'onde multiniveaux

L'utilisation de ce principe donne lieu à des résultats (Fig. 13) où la tension résultante possède 3 niveaux de tension différents, une fréquence apparente doublée. On remarque également que les premiers harmoniques sont rejetés à $2F_{dec}$.

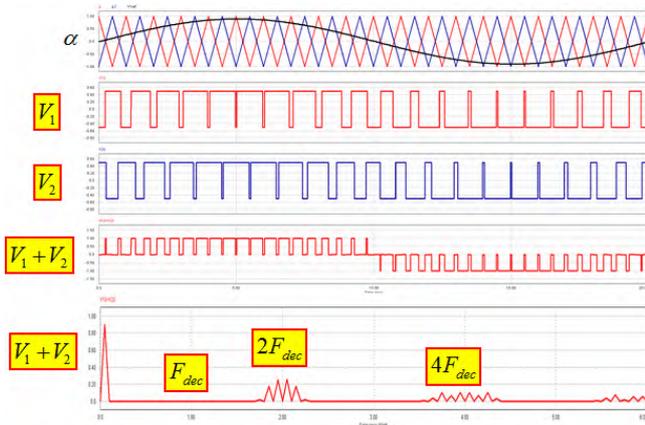


Figure 13 : Filtre RLC de rééquilibrage

Cette solution pour la modulation possède l'avantage d'associer une porteuse à chaque cellule de commutation (dans le cas du convertisseur FC).

b) Modulation Générique sur niveaux

On préfère souvent utiliser un modulateur générique associé à une machine d'état. Le principe est de comparer la valeur moyenne de la tension à générer à des porteuses qui représentent maintenant un niveau et non plus l'état d'une cellule de commutation. L'objectif est de rendre le modulateur indépendant de la topologie (dépend seulement du nombre de niveaux à construire).

Le modulateur possède alors 2 étapes comme représenté sur la figure 14 pour un convertisseur 3-niveaux.

Le premier étage génère un signal idéal $S_{3N}^{VA}(x)$ (possédant 3-niveaux $(-1 \ 0 \ 1)$) à partir d'un indice de modulation donné par la fonction $f^{VA}(x)$ comprise entre -1 et 1.

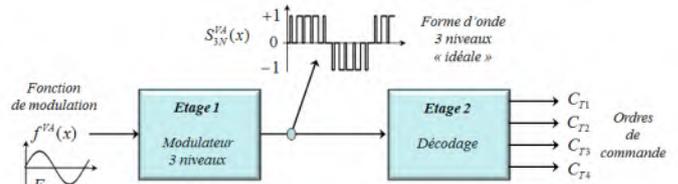


Figure 14 : Modulateur Générique 3 Niveaux

Ce signal $S_{3N}^{VA}(x)$ est ensuite envoyé à un second étage qui effectue le décodage du niveau et impose au convertisseur l'état des interrupteurs afin de réaliser le niveau de tension demandé par le signal $S_{3N}^{VA}(x)$. La description du second étage dépend de la structure du convertisseur utilisé et se fait sous la forme de machine à états simplifiée.

Dans le premier étage, on utilise alors un nouveau système de porteuses qui sont maintenant superposées et non déphasées comme le montre la figure 15. La porteuse Lev_1 définit la frontière entre le niveau -1 et le niveau 0 alors que la porteuse Lev_0 définit la frontière entre le niveau 0 et le niveau 1. On note que la fréquence de ces nouvelles porteuses est identique à la fréquence apparente de la tension de sortie donc à $2F_{dec}$ dans notre cas.

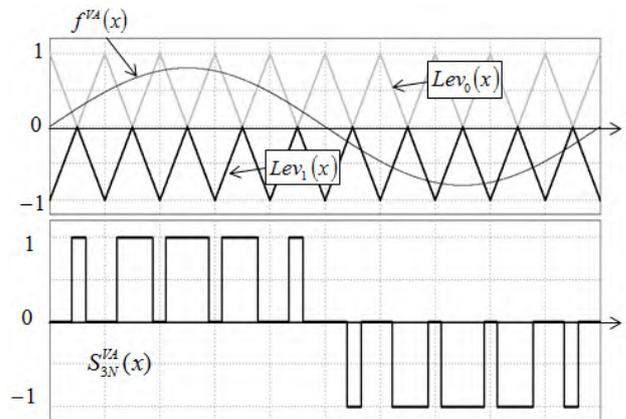


Figure 15 : Modulateur Générique 3 Niveaux (type POD)

Le second étage fournit l'état des interrupteurs en fonction du niveau de tension demandé comme le montre la figure 16 dans le cas d'un convertisseur de type FlyingCapacitor 3 niveaux. On remarque que pour fabriquer une forme d'onde positive, on utilisera successivement les états 1/3/2/3/1/... alors que la séquence 1/4/2/4/1/... sera utilisée pour les formes d'ondes négatives. Les deux variables internes C01 et C02 permettent d'alterner l'utilisation de la redondance qui apparaît pour la réalisation du niveau 1 (Etat 1 et 2 de la machine d'état).

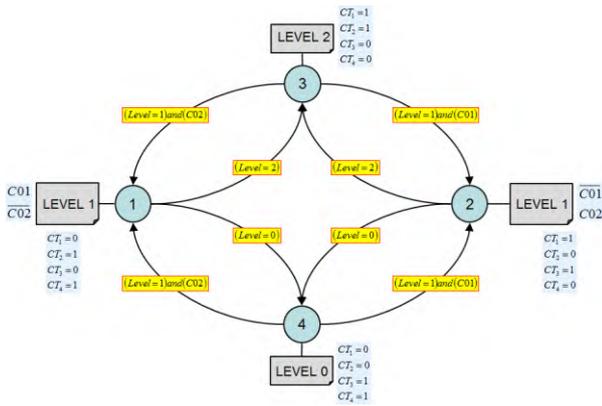


Figure 16 : Machine d'état Convertisseur FlyingCapacitor 3 niveaux

Un des avantages importants de l'utilisation de ce type de modulation est la possibilité de changer l'arrangement des porteuses superposées. En effet, on remarque sur la figure 15 que les deux porteuses superposées sont en opposition de phase (que l'on appellera donc POD : phase Opposition Disposition).

Pour un système triphasé en modulation POD, on obtiendra les formes d'ondes proposées en figure 17. La première courbe nous montre les trois modulateurs et les deux porteuses superposées (en opposition de phase). Les 2 courbes suivantes nous montrent les deux tensions pour les phases A et B alors que la dernière courbe nous montre la tension composée AB. Il paraît alors évident sur cette dernière figure que cette tension composée n'est pas optimale puisque sur une même période de découpage trois niveaux distincts sont parfois utilisés.

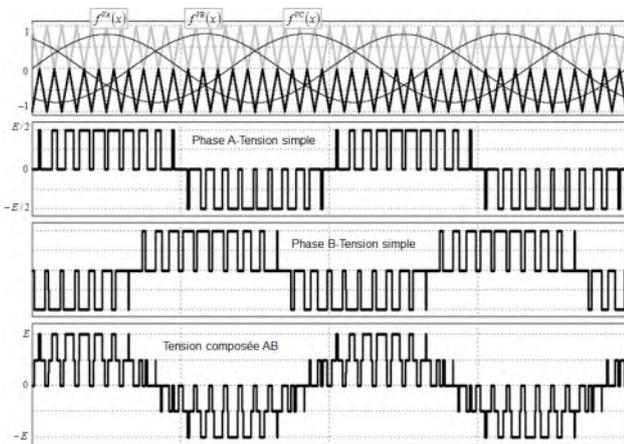


Figure 17 : Modulation POD Triphasée

On peut donc, sans changer le fonctionnement du système, remettre les porteuses en phase comme le montre la figure 18. Dans ce cas, on appellera cette modulation PD (phase disposition).

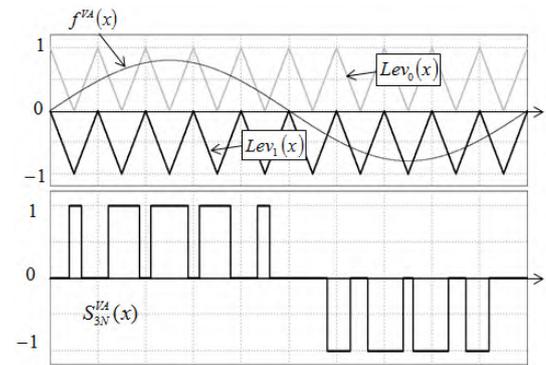


Figure 18 : Modulateur Générique 3 Niveaux (type PD)

Pour un système triphasé en modulation PD, on obtient les formes d'ondes représentées en figure 19, qui n'utilisent jamais plus de 2 niveaux sur une période de découpage.

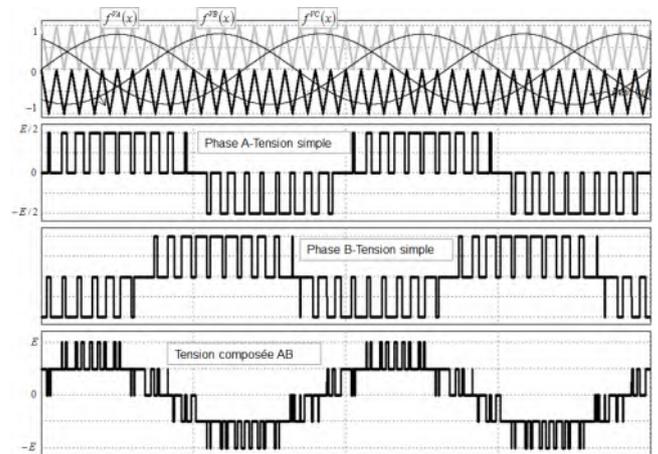


Figure 19 : Modulation PD Triphasée

On obtient finalement trois stratégies de modulation : modulation à porteuses déphasées, modulation POD et modulation PD. On peut montrer facilement qu'en termes de résultats, les deux premières sont strictement équivalentes. Par contre, on verra plus loin que dans une utilisation en triphasé, la modulation de type PD peut s'avérer plus performante que les modulations POD et à porteuses déphasées.

On peut donc retenir que pour une utilisation dans une fonction hacheur par exemple, il est indifférent d'utiliser une de ces trois stratégies. Par contre, en triphasé, il est préférable d'utiliser la modulation de type PD qui offrira de meilleures performances [4].

c) Modulation type POD vs PD

Nous avons observé que pour une modulation multiniveaux, les premiers harmoniques de découpage n'apparaissent qu'à un multiple ($N.F_{dec}$) de la fréquence de découpage de chaque interrupteur (illustré avec $N=2$ en Fig. 13). C'est donc à cette fréquence que nous allons comparer le contenu harmonique et en particulier la tension composée dans le cas triphasé. Comme le montre la Figure 20 dans le cas d'une modulation à porteuses déphasées, la tension composée AB est issue

des phases A et B, elles-mêmes fabriquées avec deux porteuses.

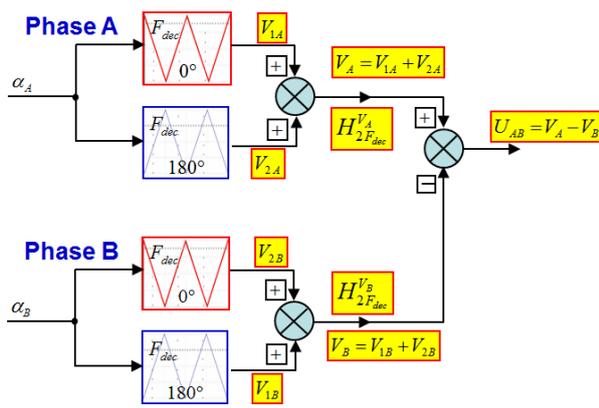


Figure 20 : Composition des Harmoniques

Par superposition, les harmoniques de V_A et V_B à $(N.F_{dec})$ que l'on notera $H_{2F_{dec}}^V$ et $H_{2F_{dec}}^V$ se composent de façon optimale lorsqu'ils sont en phase, or nous allons voir que ce n'est pas toujours le cas en particulier si on utilise la modulation POD ou à porteuses déphasées.

La figure 21 nous permet d'illustrer le cas de la modulation POD. Dans ce cas, les porteuses représentent donc des niveaux sont en opposition de phase et à la fréquence $(2.F_{dec})$.

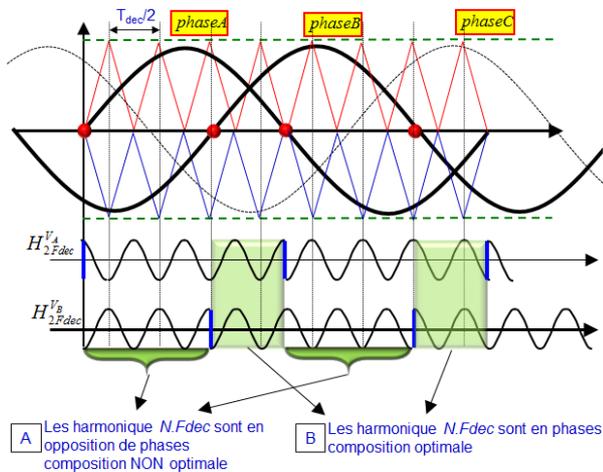


Figure 21 : Modulation POD

Principe de Composition des harmoniques à $2.F_{dec}$

La représentation simplifiée (on ne s'intéresse qu'à la phase de ces harmoniques, la variation d'amplitude ne sera pas représentée) des harmoniques de la tension V_A ($H_{2F_{dec}}^V$) nous permet de constater que cet harmonique est en phase avec la porteuse qui l'a généré. On observe donc un changement de phase de cet harmonique à chaque changement de signe de la modulante concernée. On observe le même phénomène pour la phase B décalée de $(2\pi/3)$. La composition par différence de ces harmoniques (sur la tension composée $H_{2F_{dec}}^{U_{AB}} = H_{2F_{dec}}^V - H_{2F_{dec}}^V$) possède donc 2 cas différents notés A et B sur la figure 21.

Pour le cas A, les harmoniques à $(2.F_{dec})$ générés par la phase A sont en opposition de phase avec les harmoniques à $(2.F_{dec})$ générés par la phase B. Les harmoniques à $(2.F_{dec})$ de la tension composée AB ($H_{2F_{dec}}^{U_{AB}}$) ne sont donc pas optimaux.

Pour le cas B, on observe que les harmoniques générés par les deux phases A et B sont en phase, donc que la composition par différence (tension composée) sera optimale.

Il est évident qu'il faut prendre en compte l'amplitude de chaque harmonique pour en faire la composition réelle et c'est ce que propose la figure 22 (amplitude normalisée). Les courbes Fig.22-A1 et Fig.22-A2 représentent respectivement la tension instantanée V_A et l'harmonique $H_{2F_{dec}}^V$. Le trait gras sur la courbe Fig.22-A2 représente l'enveloppe de l'harmonique $H_{2F_{dec}}^V$ et on remarque bien le changement de signe de cette enveloppe qui correspond au changement de bande illustré précédemment.

Les courbes Fig.22-B1 et Fig.22-B2 représentent respectivement la tension instantanée V_B et l'harmonique $H_{2F_{dec}}^V$. Comme pour la phase A, on peut noter le changement de signe de l'enveloppe de l'harmonique $H_{2F_{dec}}^V$ (trait gras Fig.22-B2) qui correspond au changement de bande illustré précédemment.

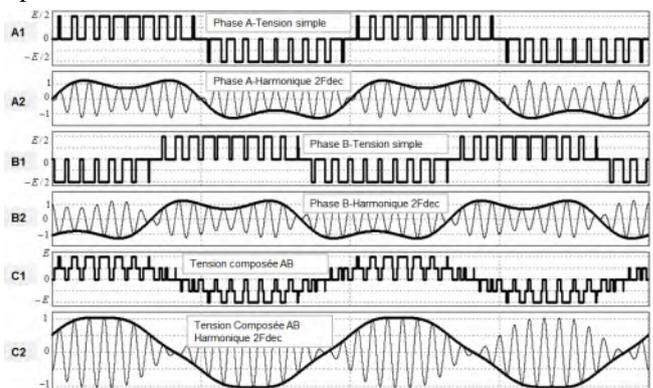


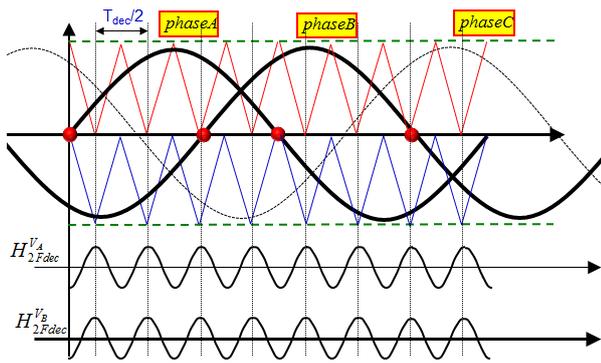
Figure 22 : Modulation POD

Composition des harmoniques à $2.F_{dec}$

Les dernières courbes Fig.22-C1 et Fig.22-C2 représentent respectivement la tension composée instantanée U_{AB} et son harmonique $H_{2F_{dec}}^{U_{AB}}$ qui n'est que la composition des figures A2 et B2 ($H_{2F_{dec}}^{U_{AB}} = H_{2F_{dec}}^V - H_{2F_{dec}}^V$).

La figure 23 nous permet d'illustrer maintenant le cas de la modulation PD. Les porteuses sont maintenant en phase.

Cette nouvelle représentation simplifiée nous permet simplement d'observer que les harmoniques à $(2.F_{dec})$ générés par les deux phases A et B sont en phase et que la composition par différence de ces harmoniques (sur la tension composée $H_{2F_{dec}}^{U_{AB}} = H_{2F_{dec}}^V - H_{2F_{dec}}^V$) est optimale sur toute la période de modulation.



Les harmonique $N.F_{dec}$ sont en phases composition optimale

Figure 23 : Modulation PD- Principe de Composition des harmoniques à $2.F_{dec}$

La figure 24 présente la composition harmonique dans ce cas de modulation PD. Les courbes Fig.24-A1 et Fig.24-A2 représentent respectivement la tension instantanée V_A et l'harmonique $H_{2F_{dec}}^{V_A}$. Le trait gras sur la courbe Fig.24-A2 représente l'enveloppe de l'harmonique $H_{2F_{dec}}^{V_A}$ et on remarque bien cette fois que le signe de cette enveloppe est constant (pas de modification de la phase au cours de la période).

Les courbes Fig.24-B1 et Fig.24-B2 représentent respectivement la tension instantanée V_B et l'harmonique $H_{2F_{dec}}^{V_B}$. Comme pour la phase A, on peut noter que l'enveloppe de l'harmonique $H_{2F_{dec}}^{V_B}$ (trait gras Fig.24-B2) ne change pas de signe.

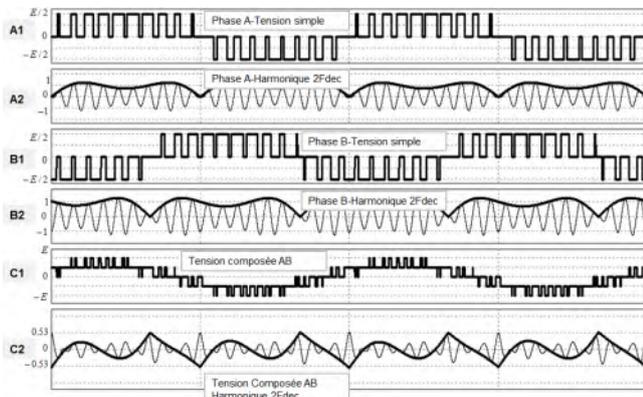


Figure 24 : Modulation PD

Composition des harmoniques à $2.F_{dec}$

Les courbes Fig.24-C1 et Fig.24-C2 représentent respectivement la tension composée instantanée U_{AB} et son harmonique $H_{2F_{dec}}^{U_{AB}}$ qui n'est encore une fois que la composition des figures A2 et B2 ($H_{2F_{dec}}^{U_{AB}} = H_{2F_{dec}}^{V_A} - H_{2F_{dec}}^{V_B}$). On note que l'amplitude de cet harmonique à $(2.F_{dec})$ sur la tension composée AB est presque 2 fois inférieure à l'amplitude obtenue avec une modulation POD (Fig.22-C2).

La figure 25 présente une simulation effectuée en POD puis un passage en modulation PD pour la seconde

moitié. Les courbes A, B et C représentent respectivement les tensions instantanées V_A , V_B et U_{AB} .

La courbe Fig.25-D représente l'harmonique à $(2.F_{dec})$ de la tension composée AB ($H_{2F_{dec}}^{U_{AB}}$) alors que la courbe Fig.25-E représente les harmoniques à $(2.F_{dec})$ de la tension de mode commun ($H_{2F_{dec}}^{V_A+V_B+V_C}$).

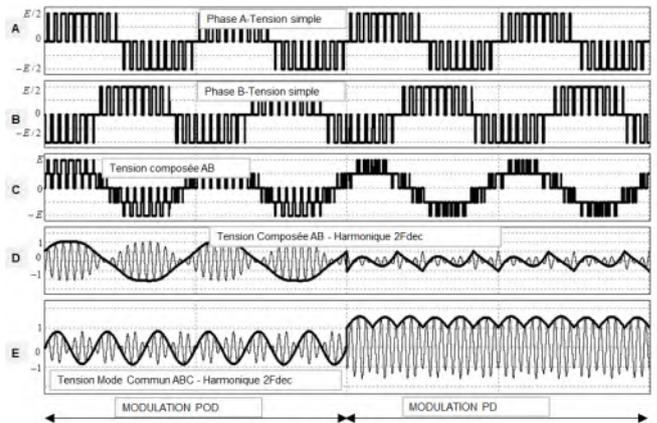


Figure 25 : Modulation POD et PD Tension composée et Mode Commun

On remarque une chose assez prévisible qui est que le passage en modulation PD optimise de façon très importante le contenu spectral des tensions composées (presque 50% d'harmonique en moins dans le cas proposé) mais bien évidemment on observe pour cette modulation une augmentation substantielle des harmoniques générées sur le mode commun. D'un autre côté, la modulation POD (ou à porteuses déphasées) permet d'optimiser ces harmoniques de mode commun au détriment, nous venons de le voir, des harmoniques sur les tensions composées.

4. Conclusions

Les convertisseurs multiniveaux sont à l'heure actuelle en plein essor et de nombreuses topologies apparaissent régulièrement. La structure multicellulaire (FC) qui vient d'être présentée existe depuis une vingtaine d'année et offre des caractéristiques extrêmement intéressantes aussi bien au niveau de l'amélioration des formes d'ondes en sortie que du point de vue du taux d'utilisation du silicium installé. Le seul point faible de cette topologie est lié aux condensateurs flottants dont la taille peut devenir problématique lorsque la fréquence de découpage est basse et/ou lorsque le nombre de cellules est élevé.

Dans la première partie, nous avons montré que le pilotage d'une telle topologie peut s'effectuer simplement en utilisant la notion de fonction de modulation associée à chaque cellule de commutation. On obtient déjà avec ce type de commande rudimentaire une amélioration spectrale significative (suppression des harmoniques de découpage jusqu'à $N.F_{dec}$).

La seconde partie nous a permis d'expliquer de façon assez fine le mécanisme et les limites de l'équilibrage

naturel de la (ou des) source(s) flottante(s) utilisée(s). On peut alors aisément dimensionner ces sources flottantes en fonction de l'ondulation acceptable fixée par le cahier des charges. Il est également envisageable dans certains cas d'ajouter à la structure un filtre de rééquilibrage de type RLC.

La dernière partie présente une stratégie de modulation, dédiée aux applications triphasées, qui permet d'optimiser le contenu spectral des tensions entre phases. Le principe consiste à utiliser une modulation des niveaux de tension plutôt qu'une modulation des états des interrupteurs. Il est alors possible de remettre en phase les harmoniques de chaque phase quel que soit le niveau de modulation, ce qui conduit à une amélioration très importante de la qualité spectrale des tensions composées.

Références

1. Nabae, Akira; Takahashi, Isao; Akagi, Hirofumi; "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-17, no.5, pp.518-523, Sept. 1981
2. "Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique", T. MEYNARD, H. FOCH. (Déposant CNRS)
Brevet Français N° 91.09582 France, 25 Juillet 91
3. "Device for Converting MultiCell Energy", T. MEYNARD, H. FOCH, G. GATEAU
Demande de Brevet Français N° 00 06786 (Déposant : CNRS), 26 Mai 00, Brevet Français FR2809548, 30 Novembre 01
4. "PD Modulation Scheme for Three-Phase Parallel Multilevel Inverters ", B. COUGO, T. MEYNARD, G. GATEAU, M. BOBROWSKA, M. COUSINEAU
IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 690-700, Février 2012
5. "Multilevel Choppers for high voltage applications", T. MEYNARD, H. FOCH
EPE European Power Electronics Journal, pp. 45-50, 1992
6. "Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série : Modélisation", M. FADEL, T. MEYNARD, EPF'96, pp. 115-120, 1996
7. "Etude et Mise en Œuvre d'une Nouvelle Structure de Conversion Multicellulaire Superposée", Laurent DELMAS, Thèse de Doctorat INP Toulouse, 2003.
8. "Etude et Réalisation des Convertisseurs Multicellulaires Série à IGBT", Philippe Carrère, Thèse de Doctorat INP Toulouse, 1996.
9. "Commande découplante linéaire des Convertisseurs Multicellulaires Série", Olivier Tachon, Thèse de Doctorat INP Toulouse, 1998.
10. "Contribution à la Commande des Convertisseurs Statiques Multicellulaires Série, Commande Non Linéaire et Commande Floue", G. Gateau, Thèse de Doctorat INP Toulouse, 1997.
11. "Commande des Convertisseurs Multicellulaires par Mode de Glissement", O. Pinon, DEA INP Toulouse, 2000.
12. "Analyse Géométrique et Commande Active sous Observateur d'un Onduleur Triphasé à Structure Multicellulaire Série", A. Donzel, Thèse de Doctorat INP Grenoble, 2000.
13. "Contrôle Direct de Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée", C. De Almeida Martins, Thèse de Doctorat INP Toulouse, 2000.
14. "Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé)", AM. Lienhardt, Thèse de Doctorat INP Toulouse, 2006.
15. "Optimal Modulation of Flying Capacitor and Stacked Multicell Converters using a State Machine Decoder ", McGrath, B.P.; Meynard, T.A.; Gateau, G.; Holmes, D.G., *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, vol., no., pp.1671,1677, June 2005.
16. "Analytical Modelling of Voltage Balance Dynamics for a Flying Capacitor Multilevel Converter ", McGrath, B.P.; Holmes, D.G., *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007*, pp.1810,1816, 17-21 June 2007.
17. "Simple analysis of a flying capacitor converter voltage balance dynamics for DC modulation ", Ruderman, A.; Reznikov, B.; Margaliot, M., *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008*, pp.260,267, 1-3 Sept. 2008.
18. "Natural Capacitor Voltage Balancing for a Flying Capacitor Converter Induction Motor Drive", McGrath, B.P.; Holmes, D.G., *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.24, no.6, pp.1554,1561, June 2009.
19. "Multicell converters: active control and observation of flying-capacitor voltages ", Gateau, G.; Fadel, M.; Maussion, P.; Bensaid, R.; Meynard, T.A., *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.49, no.5, pp.998,1008, Oct 2002.

Principe de fonctionnement et commande de type pleine onde d'un convertisseur MMC (Multilevel Modular Converter)

Denis LABROUSSE¹, Gilles FELD², Bertrand REVOL¹

¹SATIE ENS de Cachan

²Département EEA, ENS de Cachan

Ce papier traite des convertisseurs MMC (Modular Multilevel Converter) mis en œuvre dans les nouvelles liaisons à tension continue (SVC HVDC). Nous étudierons le principe de fonctionnement de ces convertisseurs et détaillerons une stratégie de commande de type pleine onde (par opposition à une commande MLI).

1. Introduction

Les structures MMC (Modular Multilevel Converter) appartiennent à la famille des onduleurs multi-niveaux série qui permettent d'associer des réseaux alternatifs « haute tension », parfois de fréquences différentes, à l'aide d'une liaison à tension continue. Ces structures constituent un ensemble de challenges technologiques. En particulier, les niveaux de tension adressés ici (ex : 400 kV) sont totalement incompatibles avec les limites technologiques de tenue en tension des interrupteurs de puissance (ex : 6500V). Le fractionnement de la tension devient alors inévitable. Plutôt que de fabriquer des « macro-interrupteurs » composés d'une centaine de composants de puissance élémentaires dont la synchronisation serait trop complexe voire impossible, l'idée est d'associer en série des structures usuelles d'électronique de puissance. La modularité de cette association permet d'une part de construire des formes d'ondes de tension dont l'allure tend vers une sinusoïde (V_{MMC}) et d'autre part de piloter les courants circulant sur les phases du réseau (i_L). Le contrôle de la tension et du courant permet alors de gérer les transferts de puissances. Tous ces avantages ont malheureusement un coût en imposant des contraintes de fonctionnement particulièrement sévères que la stratégie de commande se doit en partie de respecter.

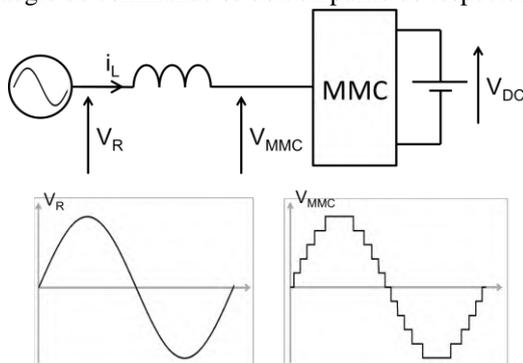


Figure 1 : Association d'un MMC et d'un réseau alternatif

Le premier convertisseur modulaire multi-niveaux assurant une liaison à tension continue (HVDC) est opérationnel depuis 2010. Il montre à la fois la viabilité industrielle et la jeunesse de ces systèmes. En effet, le Trans-Bay-Cable Project assure un transfert de puissance de 400 MW de Pittsburg à San Francisco (Californie, USA) via un câble sous-marin de 88 km. Cette réalisation a clairement permis de valider les avantages théoriques de ce type de structure. Le volume d'occupation est très faible en raison de l'absence de filtres. Certains dispositifs à l'étude pourraient atteindre des capacités de transmission allant jusqu'à 1000 MW. Ces systèmes permettront de relever les défis futurs imposés aux réseaux de transport, comme l'intégration de grandes quantités de sources d'énergies renouvelables ou en augmentant la capacité de transmission de puissance des réseaux existants.

Plus concrètement, ces structures basées sur le fractionnement d'une tension continue nécessitent l'utilisation de condensateurs dont la tension aux bornes doit être maintenue constante à une valeur précise. Cette valeur est définie par le nombre de structures élémentaires associées en série (fig. 4). La stratégie d'équilibrage dite bas niveau usuellement adoptée nécessite le découpage par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) de chaque structure élémentaire. Le réglage du rapport cyclique par un correcteur représente le degré de liberté simple pour maintenir la tension des condensateurs constante. Cette solution est satisfaisante si la fréquence de découpage est basse, limitant ainsi des pertes liées à la commutation de chaque interrupteur. Pour de telles puissances (ex : 400 MW) et malgré des rendements théoriques élevés (ex : 95%), les pertes des constituants de ces convertisseurs représentent une puissance colossale (20 MW). En conservant la structure des MMC, seule une action sur la commande peut limiter ces pertes. La commande haut niveau se charge d'imposer la forme d'onde désirée de la tension de sortie

(amplitude du fondamental) et du déphasage (décalage temporel) de cette dernière par rapport à la tension réseau. Cette combinaison permet de contrôler l'amplitude et le déphasage du courant de ligne quasi-sinusoidal et définit ainsi le niveau de puissance échangé. Comme nous pouvons nous en douter, les deux commandes sont absolument nécessaires et doivent fonctionner en parallèle. Toutefois, sans la commande équilibrante, la commande haut niveau ne peut correctement assurer le pilotage en amplitude de la tension de sortie.

2. Structure d'un convertisseur MMC

Le schéma de principe d'un convertisseur MMC connecté à un réseau triphasé est représenté sur la figure 2. Ce convertisseur se compose de trois bras (a,b,c) ; chaque bras étant constitué de 2.n cellules élémentaires connectées en série. Le rôle des cellules est de maintenir une tension constante aux bornes des 2.n condensateurs auxquels elles sont connectées. Dans la partie 3, nous montrerons que cette tension doit être maintenue à une valeur U_0/n . L'intérêt de cette structure est qu'il est possible d'associer suffisamment de cellules pour que la tension à commuter par les semi-conducteurs soit compatible avec la tenue en tension de ces derniers. De plus, le nombre de niveaux (n+1) de la tension alternative générée par le convertisseur (V_{MMC}) est directement lié au nombre (n) de cellules. Ainsi, un nombre important de cellules permet de limiter les harmoniques de la tension V_{MMC} et donc d'améliorer la qualité du courant circulant sur le réseau. La conséquence directe est la diminution des filtres au niveau du réseau voire même la suppression dans le cas d'un grand nombre de niveaux.

Les cellules élémentaires sont principalement des cellules à $\frac{1}{2}$ pont ou bien des cellules à pont complet. Les cellules à $\frac{1}{2}$ pont (fig. 3 (a)) utilisent uniquement deux interrupteurs de puissance commandés de façon complémentaire. Ils sont non réversibles en tension autrement dit, ils permettent d'obtenir uniquement une tension nulle ou positive égale à la tension aux bornes du condensateur. Les cellules en pont complet (fig. 3 (b)) permettent de gagner un degré de liberté supplémentaire sur les tensions puisqu'elles sont réversibles en tension. Elles autorisent également des tensions négatives à l'entrée au prix d'un doublement du nombre d'interrupteurs.

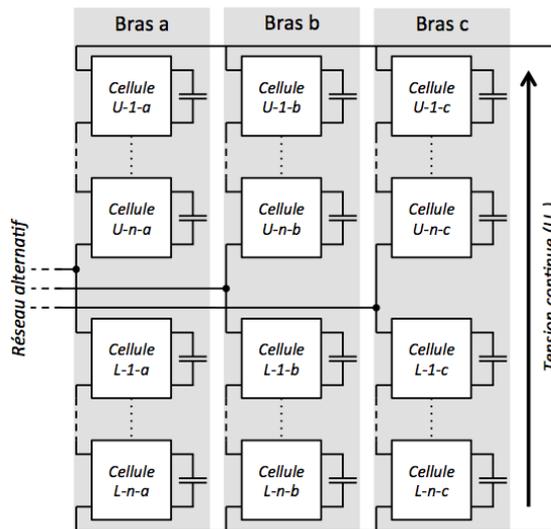


Figure 2 : Convertisseur MMC triphasé

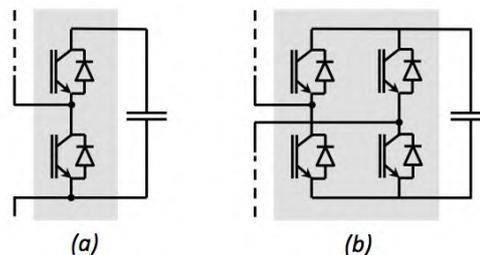


Figure 3 : (a) Cellule à $\frac{1}{2}$ pont (b) Cellule à pont complet

3. Principe de fonctionnement

Afin de mieux comprendre le fonctionnement d'un convertisseur MMC, nous allons étudier un onduleur à point milieu à 2 cellules tel qu'il est représenté sur la figure 4.

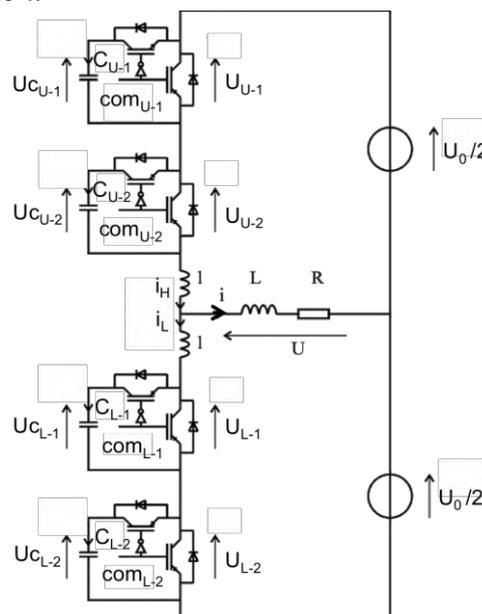


Figure 4 : Onduleur MMC à point milieu à 2 cellules

Afin de s'affranchir des contraintes d'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs, nous allons considérer le schéma de la figure 5 où les condensateurs ont été remplacés par des sources de tension (U_c) et les semiconducteurs par des cellules de commutation parfaites (aiguilleur de courant).

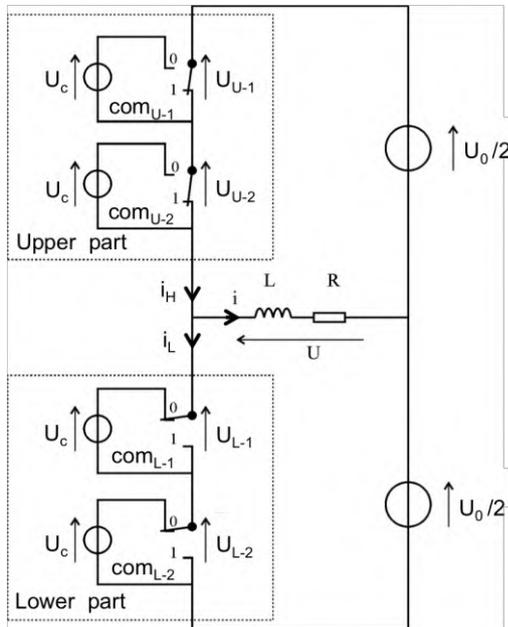


Figure 5 : Schéma simplifié de l'onduleur MMC à point milieu à 2 cellules

Les fonctions de modulation des cellules sont notées com_{u-i} and com_{l-i} où i est le numéro de la cellule ; u et l sont utilisés pour distinguer les cellules supérieures et inférieures du bras d'onduleur. Les tensions de sortie des cellules de commutation sont notées U_{u-i} et U_{l-i} .

La relation entre les tensions de sortie et les fonctions de modulation est donnée par l'équation (1).

$$U_{k-i} = (1 - com_{k-i}) \cdot U_c \quad (1)$$

où k est $\{U$ ou $L\}$ et $\{i\}$ le numéro de la cellule

La somme des tensions de sortie des cellules doit être égale à la tension du bus continu (2).

$$U_{U-1} + U_{U-2} + U_{L-1} + U_{L-2} = U_0 \quad (2)$$

En injectant l'équation (1) dans l'équation (2), on obtient une condition (3) sur la valeur de la tension aux bornes des condensateurs (U_c).

$$com_{U-1} + com_{U-2} + com_{L-1} + com_{L-2} = 4 - \frac{U_0}{U_c} \quad (3)$$

où $\left[4 - \frac{U_0}{U_c}\right]$ doit être un nombre entier

Dans l'équation (3) la quantité $(4 - U_0/U_c)$ doit être une valeur entière et les fonctions de modulation sont

des grandeurs binaires (0 ou 1). Ces deux conditions permettent de considérer les trois cas suivants :

$$\begin{aligned} 1^\circ / U_c = \frac{U_0}{3} &\Rightarrow com_{U-1} + com_{U-2} + com_{L-1} \\ &\quad + com_{L-2} = 1 \\ 2^\circ / U_c = \frac{U_0}{2} &\Rightarrow com_{U-1} + com_{U-2} + com_{L-1} \\ &\quad + com_{L-2} = 2 \\ 3^\circ / U_c = U_0 &\Rightarrow com_{U-1} + com_{U-2} + com_{L-1} \\ &\quad + com_{L-2} = 3 \end{aligned}$$

Dans les cas n°1 et n°3, la somme des fonctions de modulation est égale à 1 et 3 et la tension aux bornes des condensateurs est égale respectivement à $U_0/3$ et U_0 . Pour ces deux cas, la tension de sortie U ne peut prendre que 2 valeurs. En revanche, dans le cas n°2, la tension de sortie peut prendre 3 valeurs : $\{U_0/2, 0, -U_0/2\}$. La tension de sortie devient alors multi-niveau. Dans ce cas, les différentes combinaisons possibles et la tension de sortie associée sont représentées sur la figure 6.

(a)

	com_{U-1}	com_{U-2}	com_{L-1}	com_{L-2}
état A	1	1	0	0
état B	0	1	0	1
	0	1	1	0
	1	0	0	1
	1	0	1	0
état C	0	0	1	1

(b)

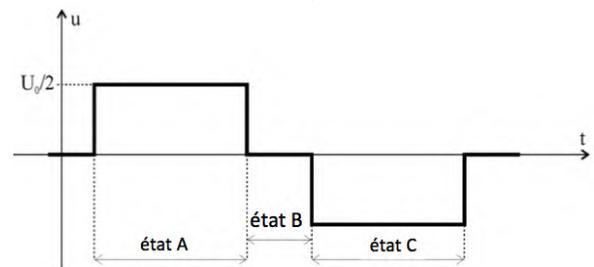


Figure 6 : (a) Combinaisons permettant d'obtenir une tension de sortie U à trois niveaux représentée en (b).

4. Equilibrage des tensions

Afin de garantir un bon fonctionnement du convertisseur MMC, l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs (U_{c-k-i}) doit être assuré. Comme nous le disions en introduction, une modulation de largeur d'impulsions (MLI) au niveau de chaque cellule offre un degré de liberté supplémentaire permettant d'asservir la charge des condensateurs. Cependant, l'utilisation d'une MLI ajoute des pertes supplémentaires à chaque commutations.

Une autre technique, que nous allons détailler ici, consiste à équilibrer les tensions U_{c-k-i} en jouant sur la redondance des combinaisons qui permettent d'atteindre

un niveau. En effet, en observant le tableau de la figure 6 (a), on s'aperçoit que 4 combinaisons permettent d'atteindre le niveau 0 (état B).

Par exemple, si le courant qui transite dans les cellules supérieures est positif ($i_U > 0$) et que la tension $U_{C_{U-1}}$ est inférieure à la tension $U_{C_{U-2}}$, l'état B-a ou l'état B-b permettra d'obtenir le niveau de sortie 0 tout en rééquilibrant les tensions $U_{C_{U-1}}$ et $U_{C_{U-2}}$. Le même raisonnement peut être tenu en considérant le signe du courant i_L et la différence entre les niveaux des tensions $U_{C_{L-1}}$ et $U_{C_{L-2}}$ pour choisir entre les combinaisons B-a et B-b.

Même si cette stratégie de commande paraît intéressante d'un point de vue des pertes dans le convertisseur, la mise en œuvre de celle-ci devient très vite très complexe à formaliser pour un nombre élevé de niveaux. La mise en œuvre de cette commande pour un MMC à 5 niveaux a été développé sur Matlab-Simulink à l'aide de l'outil State Flow (sorte de graphe d'état). Le schéma de commande est représenté sur la figure 8.

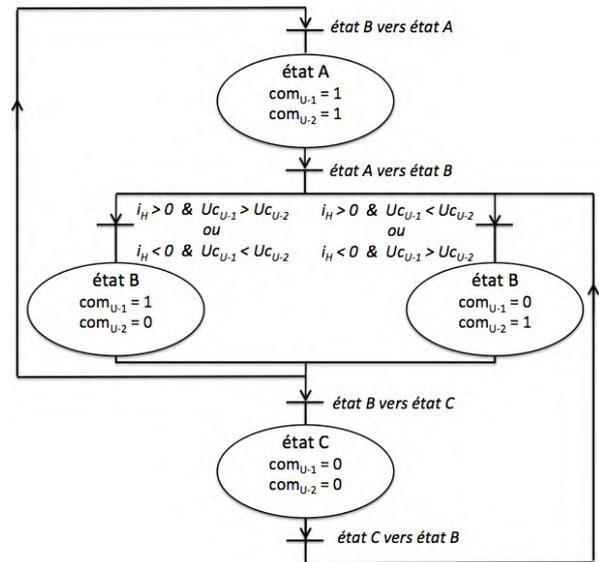


Figure 7 : Stratégie de commande pleine onde d'un MMC à 3 niveaux

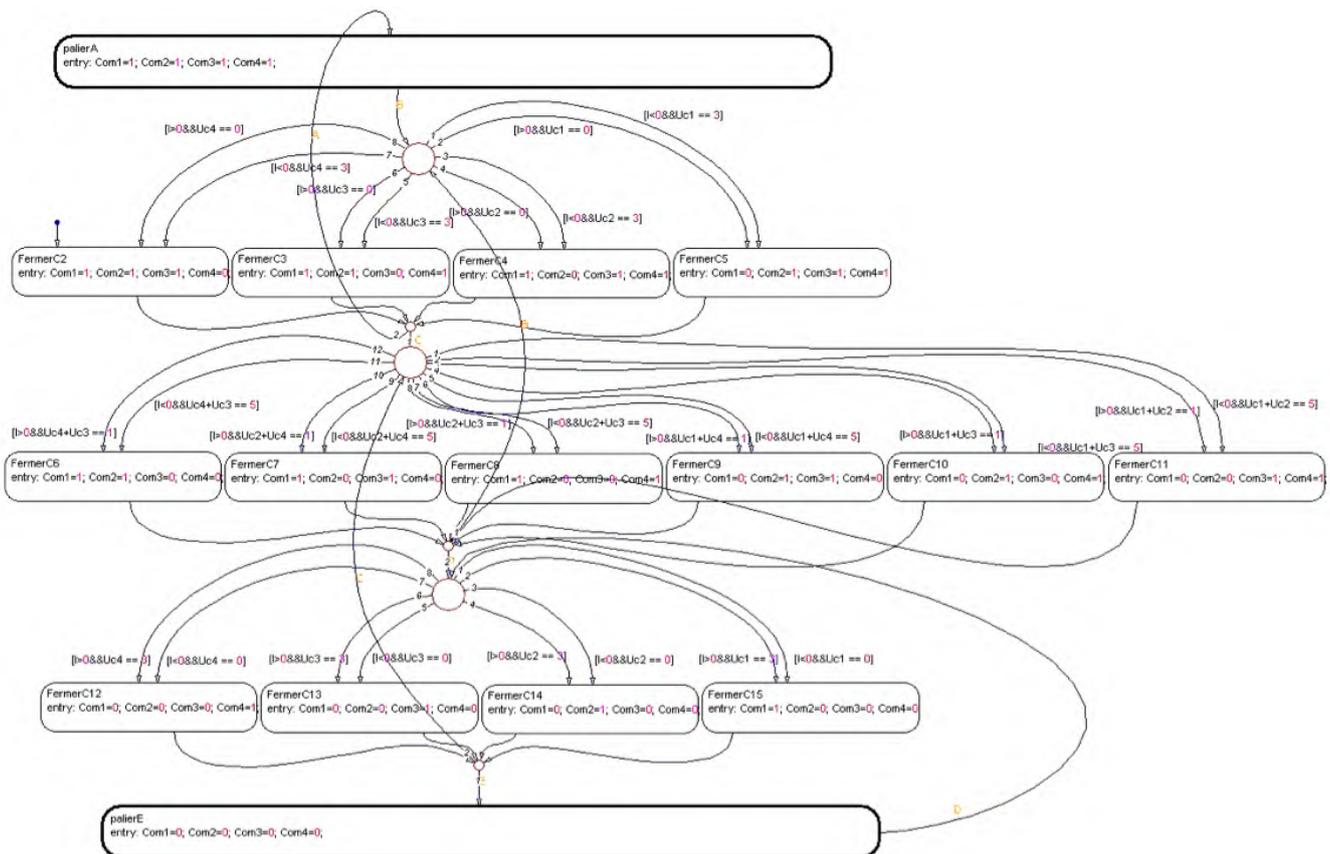


Figure 8 : Stratégie de commande pleine onde d'un MMC à 5 niveaux implantée sur Matlab-Simulink (State-Flow)

5. Mise en œuvre d'un MMC à 5 niveaux

Un onduleur MMC à 5 niveaux a été mis en œuvre selon la stratégie de la figure 8. Ce convertisseur est composé de huit cellules de commutation. La tension du bus continu est choisie égale à 150 V. La capacité de

chaque condensateur est de 470 μF . La fréquence de la tension de sortie est de 50 Hz et la forme d'onde de la tension de sortie est choisie de telle manière à éliminer les harmoniques de rang 5 et 7.

Les résultats de mesure de ce montage sont représentés sur la figure 9. La tension de sortie est bien une tension multi-niveaux à 5 niveaux comme attendu (Fig.9-a). La durée choisie pour chaque niveau de tension permet bien de supprimer les harmoniques de rang 5 et 7 (Fig.9-b) et l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs est assuré (Fig.9-c).

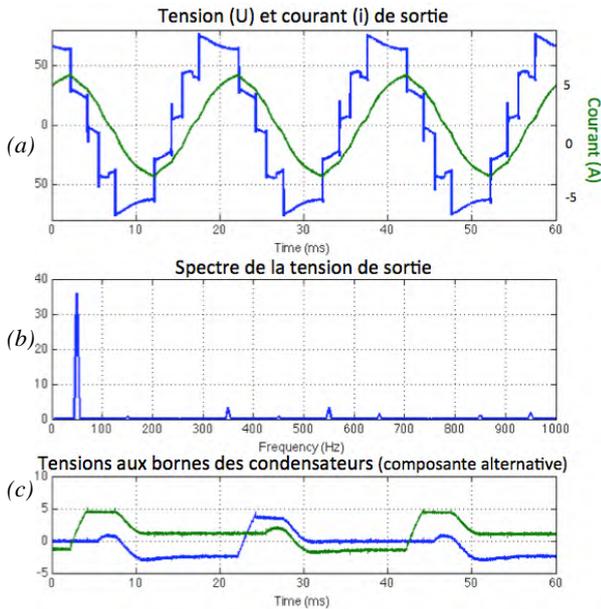


Figure 9 : Mesures effectuées sur un onduleur MMC à 5 niveaux

6. Réglage de la tension de sortie

Le réglage de la tension de sortie V_{MMC} est nécessaire afin de pouvoir gérer les échanges d'énergie entre les deux réseaux interconnectés. Pour ce faire, il est possible de pré-calculer les durées durant lesquelles la tension de sortie reste à un certain niveau. Dans le cas de $2.n$ cellules par bras, la tension V_{MMC} est constituée de $n+1$ paliers allant de $-U_0/2$ à $+U_0/2$. Les $n/2$ angles $(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{n/2})$ permettent de définir cette forme d'onde (Fig.10). Le pré-calcul des angles permet à la fois de régler l'amplitude du fondamental de la tension (V_{1max}) mais aussi d'éliminer $(n/2 - 1)$ harmoniques. On définit la profondeur de modulation par le coefficient K_p (4).

$$V_{1max} = \frac{K_p U_0}{2} \quad (4)$$

Dans le cas d'un MMC à 16 cellules ($n=8$), l'expression de l'amplitude du fondamental de la tension est donné par l'équation (5).

$$\hat{V}_1 = \frac{4.U_0}{8.\pi} [\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) \quad (5)$$

Les harmoniques de rang multiple de 3 étant homopolaires, on peut chercher à éliminer les harmoniques de rangs 5, 7 et 11 (6). Les solutions de ce système d'équation (5) et (6) sont représentées sur la figure 11 ainsi que le taux de distorsion (exprimé en %)

calculé sans prendre en compte les harmoniques de rang 3.

$$\cos(5.\theta_1) + \cos(5.\theta_2) + \cos(5.\theta_3) + \cos(5.\theta_4) = 0$$

$$\cos(7.\theta_1) + \cos(7.\theta_2) + \cos(7.\theta_3) + \cos(7.\theta_4) = 0 \quad (6)$$

$$\cos(11.\theta_1) + \cos(11.\theta_2) + \cos(11.\theta_3) + \cos(11.\theta_4) = 0$$

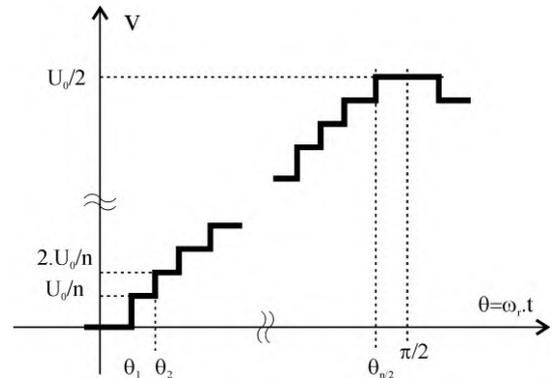


Figure 10 : Allure de la tension V_{MMC} pour $2.n$ cellules par bras représentée sur un quart de période.

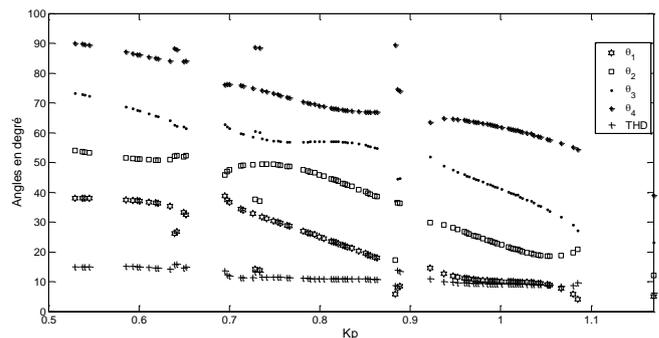


Figure 11 : Solutions du système d'équation (5) et (6).

Le réglage de la profondeur de modulation (K_p) peut se faire entre 0,53 et 1,2. Les figures 12-a et 12-b montrent, pour les deux valeurs extrêmes de K_p , l'allure de la tension V_{MMC} ainsi que les spectres associés.

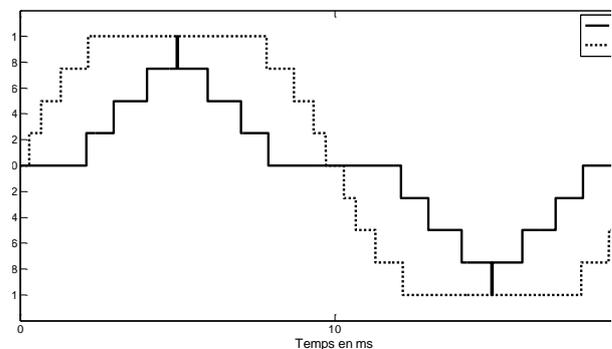


Figure 12a : Tensions V_{MMC} pour les deux valeurs extrêmes de K_p

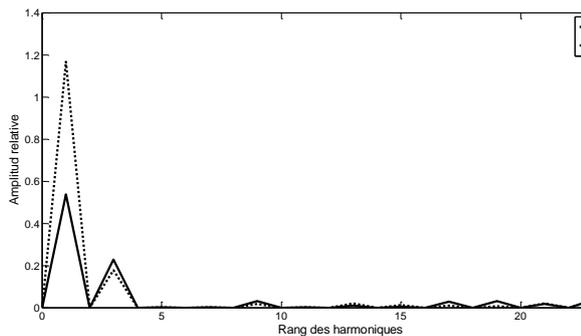


Figure 12b : Spectres de la tension V_{MMC} pour les deux valeurs extrêmes de K_p .

7. Conclusion

Dans ce papier le principe de fonctionnement d'un convertisseur MMC ainsi qu'une stratégie de commande de type pleine onde ont été étudiés. Ce type de convertisseur est a priori intéressant d'un point de vue de la faible fréquence de commutation des interrupteurs (en fonctionnement pleine onde) qui minimise les pertes par commutation. Un nombre élevé de niveaux permet également de minimiser les harmoniques injectés sur le réseau. Cependant, le nombre de semi-conducteurs mis en œuvre est plus élevé et la commande plus complexe que dans les structures VSC classiques. Le nombre de tensions à équilibrer nécessite également un nombre important de mesures. Une étude plus poussée pourrait être menée pour développer un algorithme qui permette de déduire la tension aux bornes de chaque condensateur en mesurant uniquement la tension de sortie (connaissant la loi de commande des interrupteurs). Enfin, même si la stratégie d'équilibrage est relativement complexe pour un nombre élevé de niveau, cette structure est d'un point de vue pédagogique très intéressante pour illustrer le fonctionnement et les apports d'un convertisseur multi-niveaux.

8. Références

- A. Cunnière, G. Feld, M. Lavabre, "Electronique de Puissance, de la cellule de commutation aux applications", éditions casteilla, 2012.
- L. Franquelo, J. Rodriguez, J. Leon, S. Kouro, R. Portillo, et M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 2, n°. 2, p. 28-39, 2008.
- J. Barrena, L. Marroyo, M. Vidal, et J. Apraiz, "Individual Voltage Balancing Strategy for PWM Cascaded H-Bridge Converter-Based STATCOM," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, n°. 1, p. 21-29, 2008.
- C. Schauder et H. Mehta, "Vector analysis and control of advanced static VAR compensators," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C*, vol. 140, n°. 4, p. 299-306, 1993.
- L. Gyugyi, "Application characteristics of converter-based FACTS controllers," in *Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on*, vol. 1, p. 391-396 vol.1, 2000.
- H. Akagi, "Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC)," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, p. 508-515, 2010.
- A. Girard, G. Pola, et P. Tabuada, "Approximately Bisimilar Symbolic Models for Incrementally Stable Switched Systems," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 55, n°. 1, p. 116-126, 2010.
- P. Fraigniaud, D. Ilcinkas, S. Rajsbaum, et S. Tixeuil, "The Reduced Automata Technique for Graph Exploration Space Lower Bounds," in *Theoretical Computer Science*, vol. 3895, O. Goldreich, A. Rosenberg, et A. Selman, Éd. Springer Berlin / Heidelberg, 2006, p. 1-26.

Une approche applicative des convertisseurs multicellulaires

Corentin RIZET

SIREPE, Société d'Ingénierie et de Recherche en Électronique de Puissance

540, Route de la Tour 73460 Montailleur

corentin.rizet@sirepe.fr

Résumé : *Partir des contraintes des applications permet une étude objective des différentes solutions disponibles au concepteur de convertisseur. La modélisation des composants existants et le calcul analytique des pertes assurent une comparaison aisée d'un grand nombre de solutions, ce qui fait émerger des tendances importantes. Les alimentations sans interruption et les variateurs de vitesse illustre cette démarche centrée pour l'exemple sur les composants actifs.*

1. Introduction

Concernant les convertisseurs multicellulaires, adopter un point de vue purement conceptuel mènerait tout droit à un conflit esthétique, où le nombre de ventres du courant de sortie le disputerait à la petitesse des flux de jambes. Pourtant, ici comme ailleurs, c'est le besoin de l'application qui doit diriger la conception. Et ce besoin se résume à la qualité de l'onde fournie par le convertisseur. En effet, quel que soit le type de conversion, le besoin d'une application (ou le cahier des charges d'un client) peut toujours s'exprimer comme un niveau de qualité relatif à un service rendu. Il s'agira d'un taux de distorsion harmonique pour un onduleur, d'une ondulation de tension relative pour un chargeur de batterie ou encore, bien évidemment, d'un gabarit normatif de perturbations électromagnétique pour des alimentations.

De son point de vue, celui de l'application, qu'importe le nombre de cellules, pourvu qu'il n'y ait de faiblesses, dans la qualité. Or, s'il est envisageable d'atteindre le même niveau de qualité avec, par exemple, un commutateur à 2 niveaux de tension (plus communément, mais moins précisément, un bras de pont), et avec un commutateur à 9 niveaux composé de 4 bras entrelacés à 2 cellules en série, le convertisseur résultant sera très différent, en termes de poids, de volume et de coût, pour ne citer que trois critères principaux dans l'industrie. Le concepteur se doit donc de proposer des solutions améliorant l'ensemble des critères requis, relativement au cahier des charges. Il dispose pour cela de différents moyens que sont les composants, les topologies, les commandes et l'architecture générale.

Le premier et le principal déterminant de l'efficacité d'un convertisseur est le choix des matériaux et des composants. Mais le choix de la topologie permet de répartir les contraintes imposées par l'application et donc, de choisir les composants les plus adaptés. Cet article portera sur ce premier levier, sans nier l'importance ni de l'architecture du convertisseur, ni de la commande choisie, c'est-à-dire le mode de contrôle de la structure, sachant qu'une partie de la commande, rapprochée au sens large, dépend directement de la topologie. Cet article sera illustré par la partie commutateur (les composants actifs et la topologie) plutôt que par la partie filtrage, sans que la démarche ne s'y limite.

Une première partie consistera à discuter des différents composants actifs et de leurs caractéristiques. Les différentes topologies multicellulaires seront étudiées ensuite, avant d'illustrer cette démarche par deux exemples, les alimentations sans interruption d'une part (ASI, basse tension, moyenne puissance), et les variateurs de vitesse d'autre part (haute tension, forte puissance).

2. Les composants actifs

2.1. Généralités

Sans se risquer à des prédictions fumeuses, la décennie qui vient va connaître la démocratisation des matériaux semi-conducteurs à grand gap (carbure de silicium, SiC, nitrure de gallium, GaN, etc.). Certains de ces composants sont d'ores et déjà disponibles en grande série, et leur prix devraient décroître à mesure de l'industrialisation de leur filière. Les différentes étapes de fabrication imposeront néanmoins une différence de

coût, pour les composants SiC notamment. Ce qui implique aussi que les composants en silicium resteront d'actualité, au moins pour cette décennie.

Outre les matériaux semi-conducteurs utilisés, la réalisation permet de distinguer deux sortes de composants, selon qu'ils utilisent un même type de porteurs (unipolaires, principalement MOSFET et diodes Schottky) ou bien deux de signes opposés (bipolaires, IGBT et diode). Le comportement électrique des composants dépend qualitativement de leur nature unipolaire ou bipolaire, et quantitativement de la puissance qu'ils peuvent commuter, déduite de leur calibre en courant et tension.

2.2. Conduction

Tous les composants vont opposer au passage du courant une chute de tension qui va dépendre de leur tenue en tension. Les composants unipolaires présentent un état passant principalement résistif, et selon leur tenue en tension (déterminant l'épaisseur de la zone de tenue en tension que le courant doit traverser), il faudra augmenter la surface pour diminuer les pertes en conduction. Toutefois, il faut noter que la jonction métal/SiC caractérisant les diodes schottky présente une chute de tension constante du fait du potentiel de jonction élevé du SiC. Cette relation directe entre tenue en tension et état passant limite le calibre en tension maximum de ces composants, selon les matériaux. Les composants bipolaires présentent une chute de tension à l'état passant composée d'un potentiel de jonction et de la résistivité de la zone de tenue en tension. Mais contrairement aux composants unipolaires, cette résistivité est fortement diminuée par le stockage de charges électriques. De ce fait, ils supportent des densités de courant très supérieures, mais l'augmentation de surface des composants, en jouant uniquement sur la partie résistive, diminue peu les pertes en conduction.

La figure 1 présente les chutes de tension des composants utilisés dans cette étude, pour des courants rapportés à leurs courants nominaux. Le MOSFET SiC (losanges) est composé de 4 module de 1200V/100A en parallèle. Le MOSFET Si (carrés) assemble 16 puces de 650V/42mΩ à super-jonction. Les IGBT 650V (croix rouges) et 1200V (croix bleues) ont un calibre de 400A. Il faut particulièrement limiter la densité de courant des MOSFET Si pour limiter ses pertes en conduction. Le MOSFET SiC présente une chute de tension très faible pour la surface mise en jeu (16 mm², par rapport à 2cm²

pour l'IGBT 650V/400A et 19 cm² pour les MOSFET Si).

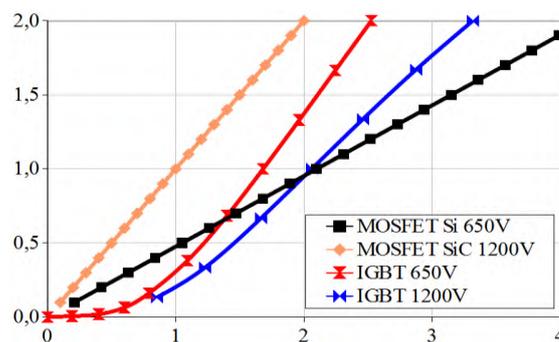


Figure 1 : Chute de tension (V)

Les pertes à l'état passant de tous ces composants peuvent être modélisées par un polynôme du courant instantané les traversant, de degré 2 (éq.1). Le premier terme est toujours nul (pas de pertes sans courant), l'existence du second dépend du type de composant (état passant uniquement résistif pour les MOSFET). Les paramètres de ce modèle peuvent être identifiés sur les documents des fournisseurs, et potentiellement paramétrés par la température de jonction pour tenir compte de variations thermiques).

$$\text{éq. 1} \quad P_{\text{COND}} = V_0 \cdot i + R_d \cdot i^2$$

2.3. Commutation

Lors d'un changement d'état, les charges stockées dans les composants bipolaires doivent être évacuées (c'est le courant de recouvrement de la diode et le courant de queue de l'IGBT), ce qui entraîne des pertes proportionnelles à la quantité de charges. Pourtant, plus les calibres en tension et courant seront importants, plus le volume de la zone de tenue en tension sera important (épaisseur et surface) et plus les pertes en commutation seront importantes. Les composants unipolaires ne présentent pas ce comportement, et leurs caractéristiques en commutation sont donc bien meilleures.

Les pertes en commutation peuvent être modélisées par un polynôme du courant, proportionnel à la fréquence de commutation apparente (visible en sortie du commutateur filtré, pour tenir compte du caractère multicellulaire série ou parallèle), et à la tension commutée (éq. 2). Ici encore, les relevés des fournisseurs fournissent des informations pertinentes, à condition d'utiliser les mêmes composants dans la cellule de commutation, la même commande rapprochée et de ne pas attendre un résultat trop précis (la précision des mesures de pertes par mesure des grandeurs

électriques dépend de l'art du technicien et reste relativement faible). La proportionnalité des pertes avec la tension commutée est correcte tant que cette tension ne s'éloigne pas trop de la tension nominal (souvent la moitié du calibre en tension).

$$eq. 2 \quad PCOM = Fd * (UCOM / UNOM) * (E0 + E1.i + E2.i^2)$$

La figure 2 présente les énergies de commutation des mêmes composants sous leur tension nominale. L'énergie dépend du calibre en tension et du matériau. L'absence de charges stockées (diode schottky comprise) explique l'absence de pertes pour un courant nul du MOSFET SiC, contrairement au MOSFET Si qui utilise des diodes bipolaires.

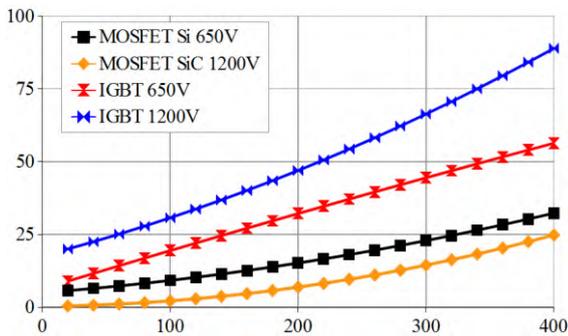


Figure 2 : Caractéristiques en commutation (mJ) en fonction du courant commuté (A)

2.4. Prix

Le prix reste toujours un point délicat dans toute publication comme dans le dimensionnement d'un convertisseur. Cependant, il est toujours pertinent pour une comparaison d'avoir une idée des coûts. Le prix des composants semi-conducteurs varie selon le procédé de fabrication. Le boîtier représente aussi un coût important. Enfin, les volumes de vente de chaque composant influencent les prix. Les résultats des MOSFET SiC seront donnés à titre de prospective, puisque leur prix n'est pas encore comparable.

Le tableau 1 présente les prix relatifs par ampère retenu pour cette étude. Ils sont proportionnels au calibre en courant, ce qui est souvent vérifié.

MOSFET 650V	IGBT 650V	IGBT 1200V	IGBT 1700V	IGBT 3300V
18,6	2,5	3,3	4,4	11,7

Tableau 1 : Prix relatif des semi-conducteurs

2.5. Efficacité

Les pertes ne sont pas très représentatives de l'efficacité d'un composant si elles ne sont pas comparées à la puissance transistée qui les cause.

Il y a, au moins, deux manières de comparer les composants entre eux. La première consiste à comparer leur potentiel intrinsèque, c'est-à-dire leur efficacité au point de fonctionnement nominal en fonction de la fréquence (en kHz, fig.4). Les pertes sont alors rapportées au produit de la tension nominale et du courant nominal. Si les MOSFET SiC se démarquent encore, les autres composants, utilisés dans leurs conditions nominales, sont assez homogènes.

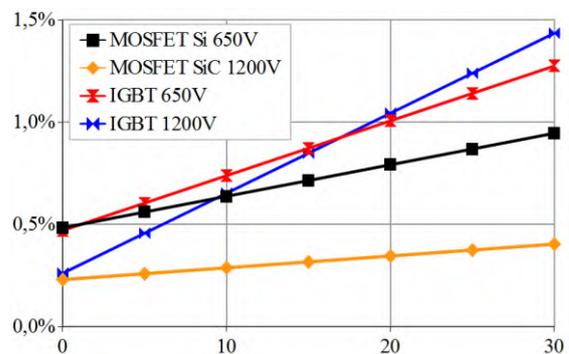


Figure 4 : Efficacité nominale

La deuxième approche prétend les comparer dans les conditions de l'application visée, et donc sous sa tension commutée et rapportées à la puissance utile de l'application. Cette méthode peut être plus pertinente, bien que menant à des conclusions plus limitées que la première. Elle nécessite de connaître au moins le nombre de niveaux et le type (série/parallèle).

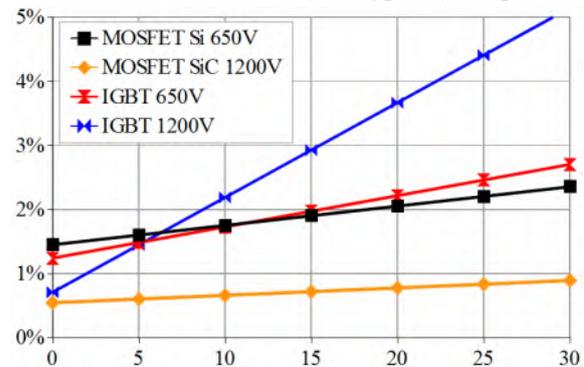


Figure 5 : Efficacité dans une ASI 125kVA/230V

Par contre, elle permet d'estimer le rendement en faisant la somme des pertes relatives de chaque composant du convertisseur. La figure 5 montre l'efficacité des composants 1200V (MOSFET SiC et IGBT) dans un commutateur 2 niveaux utilisé dans une ASI basse tension (décrite ci-après). Les composants

650V travaillent à 3 niveaux de tension série. Les différences sont plus marquées, notamment pour les IGBT 1200V, qui présentent des pertes en commutation très importantes, et pour les MOSFET SiC, très efficaces malgré des contraintes identiques. Les MOSFET Si n'arrivent pas à justifier leur coût, principalement à cause des diodes Si de leur cellule de commutation qui augmente les énergies de commutation. L'utilisation de diodes SiC permettrait de mieux les utiliser, mais augmenterait le coût.

3. Les structures multi-niveaux

3.1. Multicellulaire série

Augmenter le nombre de niveaux disponibles dans un convertisseur (si ce nombre dépasse 2, on parle alors de convertisseurs multi-niveaux, ou multicellulaires) permet de réduire les besoins de filtrage et les contraintes en commutation. Dans le cas de convertisseurs multi-niveaux série, le nombre de potentiels disponibles sur la tension commutée (en amont du filtre) est augmenté, comme le montre les figures 6 et 7 comparant la tension commutée (en rouge) et le courant du filtre (en bleu) d'onduleurs à 2 et 5 niveaux de tension, pour une même fréquence de commutation imposé au même filtrage.

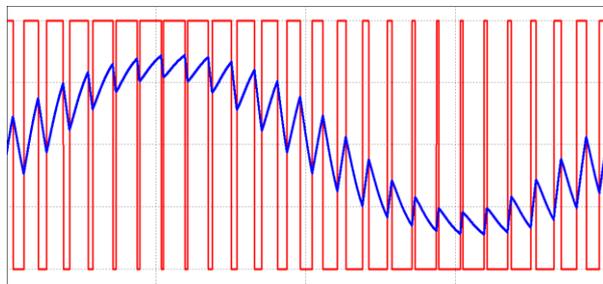


Figure 6 : Formes d'ondes d'un convertisseur 2 niveaux

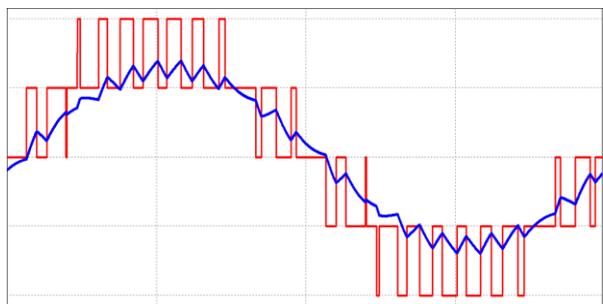


Figure 7 : Formes d'ondes d'un convertisseur 5 niveaux série

L'augmentation du nombre de niveaux permet de rapprocher la tension commutée de la tension désirée, réduisant les contraintes sur le filtrage. De la même manière, cette augmentation réduit le pas de tension, ou l'écart entre deux potentiels, ce qui diminue les contraintes en commutation sur le convertisseur. Néanmoins, rendre disponible ces différents potentiels se paie par la complexité accrue de la topologie et, bien souvent, par une augmentation du nombre de composants semi-conducteurs en série (la figure 8 illustre un onduleur 2 niveaux, la figure 9 un onduleur 5 niveaux série à condensateurs flottants).

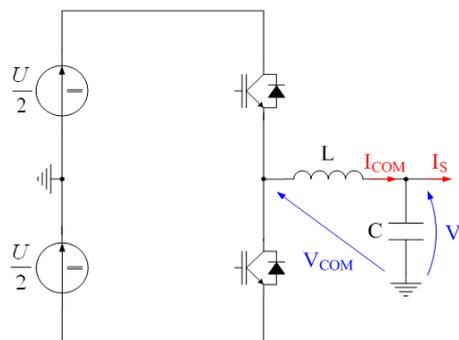


Figure 8 : Convertisseur 2 niveaux :

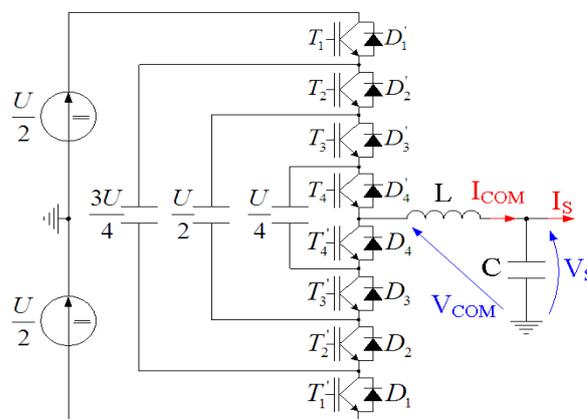


Figure 9 : Convertisseur 5 niveaux série

Il apparaîtra donc un nombre de niveaux intéressant, fruit d'un compromis entre les pertes en commutation et en conduction, qui dépend beaucoup du niveau de tension de l'application par rapport aux composants.

3.2. Multicellulaire parallèle

De manière duale, la mise en parallèle de 4 convertisseurs 2 niveaux, avec des commandes régulièrement déphasées sur la période de découpage, permet de retrouver après les inductances de filtrage un courant équivalent à un convertisseur 5 niveaux série (fig.10).

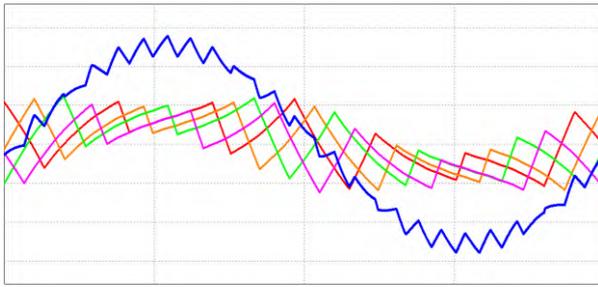


Figure 10 : Formes d'ondes d'un convertisseur 5 niveaux parallèle

De plus, chaque bras commute un quart du courant total. Le nombre de composants est identique au multi-niveaux série, tout comme leur puissance commutée (calibre en tension multipliée par calibre en courant). L'énergie totale stockée dans les 4 inductances est identique à celle stockée dans l'inductance du convertisseur 5 niveaux série (soit $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L \cdot 4$, fig.11). La qualité du filtrage est identique.

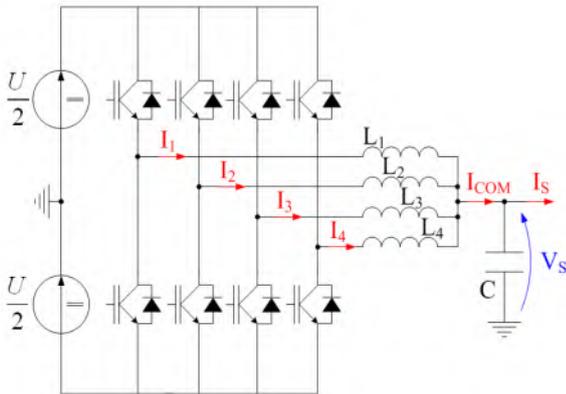


Figure 11 : Convertisseur 5 niveaux parallèle

Le convertisseur multicellulaire parallèle impose dans les différentes cellules une ondulation de courant relative proportionnelle au carré du nombre de cellules (c'est-à-dire le nombre de niveaux moins un). Si le nombre de cellule est important, cette ondulation devient dimensionnante pour les bobinages et les composants actifs.

L'apparition d'une forme d'onde multi-niveaux en sortie d'un convertisseur multicellulaire parallèle vient de la combinaison des tensions de chaque cellule. Dès lors, le couplage de ces tensions, qu'il soit électrique par une combinaison de transformateurs monophasés, ou magnétique par l'utilisation d'un transformateur multiphasé (fig.12), permet d'homogénéiser les contraintes entre sortie et cellules (même ondulation relative), au courant magnétisant près (fig.13, sans courant magnétisant, les courants de cellules seraient tous identiques). Le prix à payer pour cela est

l'augmentation du nombre de composants ou de leur complexité. En effet, le couplage et le filtrage sont deux fonctions bien distinctes, faisant appel à des matériaux très différents.

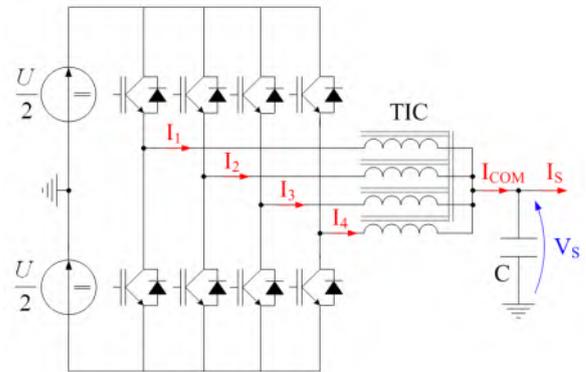


Figure 12 : Convertisseur 5 niveaux parallèle couplé

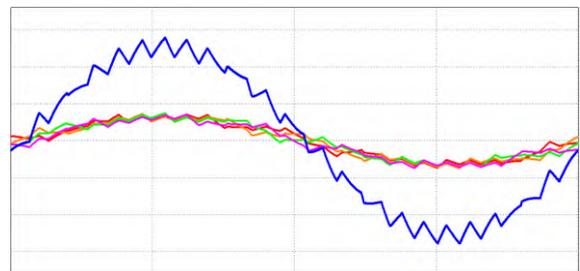


Figure 13 : Formes d'ondes d'un convertisseur 5 niveaux parallèle couplé

Néanmoins, selon les contraintes de l'application, il est parfois possible d'intégrer ces deux fonctions dans le même composant (fig.14, un Transformateur Inter-Cellule intégré à 4 phases), et de toute façon, cette solution reste souvent meilleure que des inductances séparées.

3.3. Discussion

Il y a une équivalence théorique entre des convertisseurs multi-niveaux série et parallèle, pour un nombre de niveaux donné et vu de la sortie. Pour les condensateurs du bus continu, l'augmentation du nombre de niveau permet de réduire l'ondulation à la fréquence de découpage, surtout avec le multicellulaire parallèle. En pratique, il est plus efficace et moins onéreux d'utiliser des composants de faible puissance. Mais si la répartition de l'énergie stockée dans les éléments de filtrage peut permettre d'accéder à des technologies sympathiques (noyau magnétique en tore notamment), cela a toujours pour effet d'augmenter le volume total (le volume d'une inductance étant proportionnel à l'énergie à la puissance $^{3/4}$).

De plus, les pertes totales ne sont pas équivalentes, puisque, si les pertes en commutation sont identiques, les pertes en conduction divergent radicalement. Les pertes en commutation sont inversement proportionnelles au nombre de cellules (N), avec une tension commutée divisée par N pour le multicellulaire série. Si le calibre en courant des bras en parallèle est maintenu proportionnel au courant, les pertes en commutation seront strictement divisées par N dans le multicellulaire parallèle couplé. Celui à inductance séparé se démarque avec des courants plus importants du fait de l'ondulation de courant plus élevée. Il ne sera plus évoqué par la suite.

Pour les convertisseurs multicellulaire série, le nombre de semi-conducteurs traversé par le courant est généralement proportionnel au nombre de cellules. Bien que la chute de tension des composants semi-conducteurs diminue avec la tenue en tension, cette baisse est loin d'être proportionnelle. Ainsi, la tension de déchet nominale d'un IGBT 650V représente 83% de celle d'un IGBT 1200V (3^e génération). Les pertes en conduction vont donc augmenter avec le nombre de niveau. Les convertisseurs multi-niveaux parallèles répartissent le courant principal dans les cellules en parallèle. Pour un rapport constant entre calibre et courant de cellule, les pertes en conduction seront identiques à celles d'un convertisseur 2 niveaux.

Évidemment, le choix n'est possible que si les composants le permettent, c'est-à-dire s'ils sont capables de commuter la tension du bus continu et le courant principal de l'application. Néanmoins, le minimum de pertes d'un convertisseur multicellulaire série dépendra du rapport entre pertes en commutation et conduction des composants utilisés. La mise en parallèle de cellules est possible pour n'importe quel cellule de base, et il est tout à fait envisageable d'utiliser pour cela des commutateurs multi-niveaux série. Il existe aussi plusieurs topologies multicellulaires série, différant par l'utilisation d'un bus fractionné où les différents niveaux sont disponibles (mais ces niveaux sont intrinsèquement déséquilibrés, ce qui nécessite des moyens supplémentaires), ou de sources de tensions réparties, et par l'homogénéité de la tenue en tension des composants actifs [1].

3.4. Évaluation du rendement

Pour être plus précis, il convient d'évaluer les caractéristiques principales des convertisseurs multicellulaires. Si le prix et le volume sont faciles à

évaluer, le rendement nécessite un développement. Les modèles de pertes des composants utilisés présentent tous de paramètres invariants dans le temps en régime thermique établi. Pour un point de fonctionnement donné, La fréquence de découpage est fixe, comme la tension continue. Il est donc possible d'établir et de calculer a priori les contraintes s'exerçant sur les composants d'un convertisseur, d'après l'application, le nombre de niveaux et le type (série/parallèle/couplé). Le choix de la topologie ne modifie pas ces contraintes, mais les répartit sur les composants. Ce calcul analytique permet de comparer rapidement les performances de plusieurs topologies et de plusieurs composants [2]. Il s'agit, par exemple, des courants moyens et efficaces concernant les pertes en conduction. Des grandeurs homologues peuvent se déduire du modèle de pertes en commutation. Le calcul fait intervenir le courant de sortie et la fonction de commutation des interrupteurs, déduite de la commande nécessaire. Les difficultés commencent lorsque sont présentes plusieurs échelles de temps, comme dans le cas d'un onduleur utilisant la modulation de largeur d'impulsion. Il est alors nécessaire d'intégrer les contraintes sur chaque échelle de temps, si ces échelles sont suffisamment distinctes.

4. Applications

4.1. Alimentation sans interruption

Les alimentations sans interruption (ASI) sont utilisées pour pallier aux éventuels défauts du réseau électrique, coupures ou perturbations, dans l'alimentation des charges critiques (centre de données informatiques, industrie chimique et hôpitaux). Ils se situent majoritairement en amont des charges, sur le réseau basse tension (380V ou 480V selon les régions). En fortes puissances, l'architecture principale utilise deux conversions (AC/DC et DC/AC), ce qui permet de complètement découpler la charge du réseau et de raccorder sur l'étage continu un stockage d'énergie palliant aux coupures.

Le bus continu intermédiaire doit être fixé entre 750V et 900V. Il est donc possible d'utiliser des composants 1200V avec une topologie 2 niveaux, à condition toutefois de maîtriser la mise en œuvre. Encore plus pour 2 cellules en série, où il est possible d'utiliser des composants 650V avec 200V de marge. Ensuite, la marge augmente, facilitant la mise en œuvre. La puissance étudiée est de 125kVA, le courant de sortie efficace par phase sera donc de 180 A. Le calibre en

courant des IGBT 1200V et 650V est fixé à 400A, tandis que seront utilisés 16 MOSFET Si 650V/42mΩ et 4 MOSFET SiC 1200V/100A.

La figure 14 compare l'évolution du rendement avec le nombre de niveaux pour des topologies multicellulaires séries utilisant des IGBT (croix verticales rouges), ou des MOSFET (carrés noirs), et des topologies multicellulaires parallèles à IGBT (croix bleus), ou à MOSFET SiC (ronds oranges). L'augmentation des pertes en conduction du multicellulaire série compense vite le gain sur les pertes en commutation, avec un maximum à 3 niveaux, c'est-à-dire dès qu'il est possible d'utiliser des IGBT 650V. L'utilisation de MOSFET à super-jonction, dont la chute de tension est proportionnelle à la tenue en tension, limite la chute du rendement, mais les diodes associées le dégradent tout de même. Le convertisseur multicellulaire parallèle voit logiquement son rendement augmenter avec le nombre de niveaux, puisque ses pertes en conduction restent constantes. L'augmentation du nombre de niveaux ne vaut pas grand chose aux MOSFET SiC, du fait de leurs pertes en commutation très faibles.

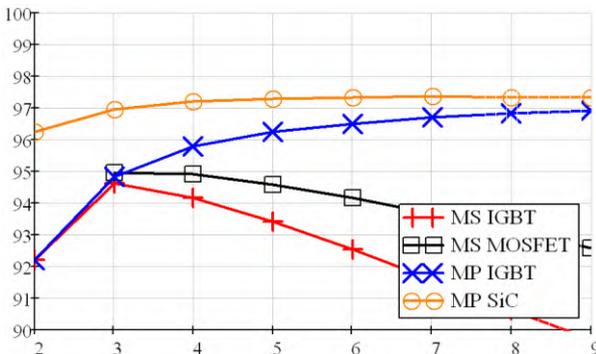


Figure 14 : Rendement (%) des ASI multicellulaires en fonction du nombre de niveaux

Le prix de ces différentes solutions permet d'apporter plus d'informations (fig.15). La différence de prix entre IGBT 650V et 1200V ne compense pas l'augmentation du nombre de composants. Le prix du convertisseur multicellulaire série croît donc avec le nombre de niveaux. L'utilisation d'un nombre élevé de MOSFET Si rend le prix rédhibitoire. Enfin, le convertisseur multicellulaire parallèle permet d'augmenter le rendement en maintenant le prix constant. Toutefois, seuls les composants actifs sont comptabilisés, et le prix devrait augmenter du fait des commandes rapprochées. D'un autre côté, la répartition du courant entre phases permet d'utiliser des technologies moins onéreuses,

boîtiers discrets, capteurs et circuits imprimés notamment. Cette solution paraît donc prometteuse.

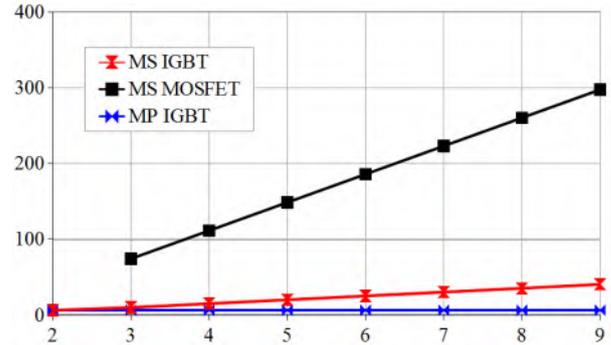


Figure 15 : Prix des ASI multicellulaires en fonction du nombre de niveaux

4.2. Variateur de vitesse

Les variateurs de vitesse sont très utilisés dans l'industrie pour déplacer des matières (tapis roulant, ascenseurs), ou des liquides (pompes, compresseurs, ventilateurs) par des machines électriques. Ils permettent une grande souplesse d'utilisation comparée à une alimentation de ces machines par gradateurs. La tendance générale en électricité voudrait augmenter la tension pour diminuer les courants mis en jeu. L'exemple choisi ici sera un réseau d'alimentation moyenne tension de 6,6kV entre phase, et d'une puissance de 2MW, soit 174A par phase.

Le contrôle des moteurs électriques impose une fréquence variable, il est donc nécessaire de découpler la charge du réseau d'alimentation. L'architecture AC/DC/AC est donc identique à la précédente, avec un bus continu de 13kV. L'utilisation d'une topologie à 2 niveaux est proscrite par l'absence de composant adéquat. L'analyse porte donc sur une structure multicellulaire série (fig.16, croix verticales rouges), utilisant des IGBT 3,3kV (de 6 à 10 niveaux), puis, le pas de tension diminuant, des IGBT 1,7kV (de 11 à 15 niveaux) et des IGBT 1,2kV ou des MOSFET SiC (ronds oranges) au-delà. Deux solutions utilisent un mélange série/parallèle : la mise en parallèle de commutateurs à 5 niveaux (IGBT 3,3kV, croix diagonales bleues), ou de commutateurs à 11 niveaux (IGBT 1,7kV, carrés noirs).

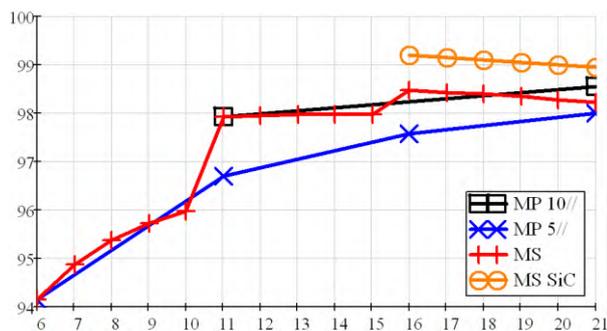


Figure 16 : Rendement des variateurs multicellulaires en fonction du nombre de niveaux

Dans cette application haute tension, le convertisseur multi-niveaux série présente l'avantage de réduire des pertes en commutation très importantes intrinsèquement (composants lents), mais surtout d'utiliser de meilleurs composants par la répartition de la tenue en tension. A partir des composants 1,7kV, le rendement n'augmente plus que par le changement de composants, et décroît après le passage aux composants 1200V. Les MOSFET SiC présentent toujours de très bonnes caractéristiques, d'autant que des composants 1,7kV sont promis cette année. La mise en parallèle augmente bien le rendement, mais laisse de côté le contrôle des tensions flottantes couplées aux courants magnétisants du TIC, qui est une gageure.

La figure 17 compare le prix de ces solutions. Malgré l'augmentation du nombre de composants, l'utilisation de composants de calibre en tension inférieur permet de réduire le prix du convertisseur.

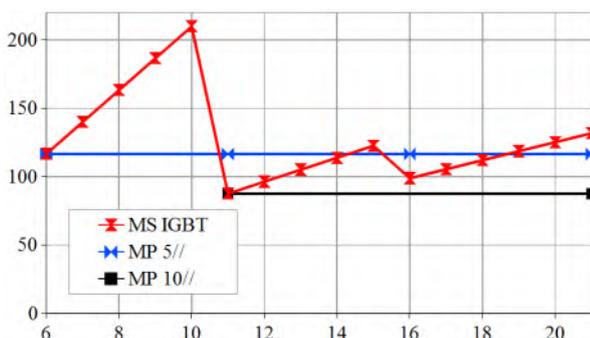


Figure 17 : Prix relatifs des variateurs multicellulaires en fonction du nombre de niveaux

5. Conclusion

L'analyse de différentes solutions concernant la partie « silicium » d'un convertisseur en partant des contraintes de l'application et des composants existants, d'après plusieurs critères (rendement et coût), permet d'objectiver les choix de conception. Pour réaliser cette comparaison, il convient de modéliser les données des constructeurs de manière à rendre général le calcul des contraintes.

Il ressort des deux applications étudiées la pertinence du convertisseur multicellulaire parallèle, par ses qualités intrinsèques dans sa version couplée et par la structure des coûts du marché des semi-conducteurs (prix proportionnels au calibre en courant). Le convertisseur multi-niveaux série reste indispensable pour répartir au mieux la tension de l'application et utiliser ainsi les meilleurs composants, et ce d'autant plus que les niveaux de tensions sont appelés à augmenter pour améliorer l'efficacité générale des installations électriques.

La démarche présentée ici n'est pas nouvelle, et doit aussi s'appliquer aux composants passifs et au refroidissement pour être vraiment pertinente.

Références

- [1] A. Leredde, *“Étude, commande, et mise en œuvre de nouvelles structures multi-niveaux”*, thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2011.
- [2] C. Rizet, *“Amélioration du rendement des alimentations sans interruption”*, thèse de l'université Joseph Fourier (Grenoble), 10 mai 2011.

Onduleur multicellulaire parallèle à Transformateurs InterCellules

Fabien ADAM

ENS Cachan, 94230 Cachan

Résumé : Les convertisseurs multicellulaires parallèles couplés offrent de nouvelles perspectives de développement dans les cas d'applications exigeantes. La qualité de la conversion d'énergie (formes d'ondes multiniveaux, rendement, dynamique de sortie ...) est contrebalancée par la difficulté à obtenir un fonctionnement stable (équilibré) du dispositif. Une méthode de synthèse de commande équilibrante en boucle fermée, basée sur le formalisme du modèle inverse, permet d'assurer cette stabilité. Parmi les propriétés intéressantes de ce convertisseur, son faible impact CEM en termes d'émissions est illustré dans cet article.

1. Constitution et principe de fonctionnement de l'onduleur

Le concepteur d'un équipement de conversion statique de puissance est confronté à la difficulté d'atteindre des objectifs qui peuvent s'avérer contradictoires. De manière générale, le choix de solutions technologiques résulte d'un compromis. La figure 1 résume quelques uns de ces objectifs. Suivant le domaine d'application, le poids donné à tel ou tel critère sera plus ou moins important. Ainsi les objectifs de fiabilité et d'intégration massive seront prépondérants dans une application aéronautique par exemple. Cet article s'attachera à montrer que le convertisseur multicellulaire étudié présente, à contraintes fonctionnelles données, de bonnes performances en termes d'intégration, de faibles émissions EM, et des caractéristiques de sortie intéressantes (aspect multiniveaux, dynamique...). Bien sûr des études de coût et de fiabilité seraient nécessaires pour nuancer ces points positifs.

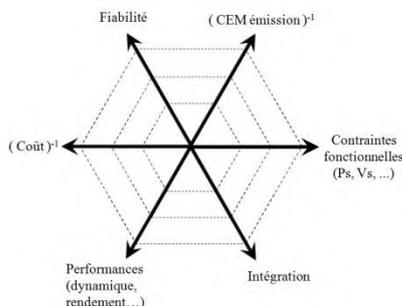


Figure 1 : Les principaux objectifs à atteindre en conception de convertisseurs

Le convertisseur support de cet article est constitué d'une association de q cellules de commutation élémentaires qui partagent un même bus continu. Il fait donc partie de la famille des convertisseurs multicellulaires parallèles. L'association de ces cellules de commutation est réalisée par un composant de nature magnétique qui sera nommé coupleur par la suite. Plusieurs configurations de ce coupleur sont envisageables. La première et la plus simple se compose d'inductances connectées comme représenté en figure 2.

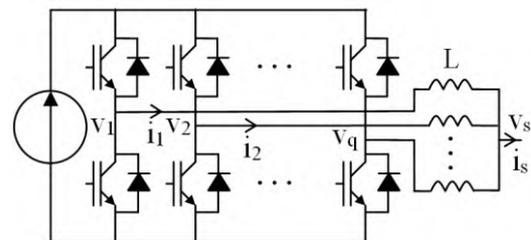


Figure 2 : Convertisseur multicellulaire à inductances non couplées.

Les q cellules de commutation sont commandées par des signaux à fréquence fixe (ici $f_{sw}=10\text{kHz}$), à rapports cycliques variables (α_i) et régulièrement déphasés de $2\pi/q$ (d'autres stratégies de commandes sont envisageables). Ces commandes sont dites entrelacées (figure 3a). Dans ces conditions, les différents courants i_1, \dots, i_q sont le résultat du partage du courant de puissance i_s en valeur moyenne, auquel se superpose une ondulation à la fréquence de découpage limitée par la valeur des inductances élémentaires (figure 3b).

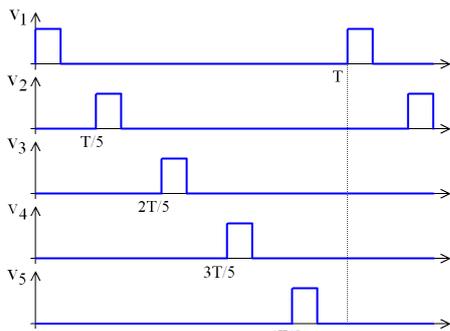


Figure 3a : Allure des tensions de bras, commandes entrelacées.

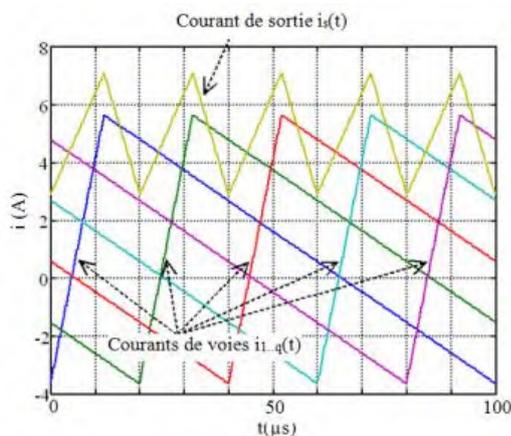


Figure 3b : Formes d'ondes des courants de voies, et du courant de sortie.

Ces ondulations de courant importantes nuisent au dimensionnement des éléments semi-conducteurs et magnétiques. Ces derniers fonctionnent à flux unidirectionnel (en mode inductance) et n'optimisent pas l'utilisation du circuit magnétique. L'idée suivante est donc de forcer l'égalité des courants de voies en valeur moyenne mais également à l'échelle de la période de découpage, via des composants magnétiques fonctionnant en mode transformateur (à flux moyen quasi nul). Ce couplage magnétique peut prendre plusieurs formes [1]. Ici, il sera réalisé par un ensemble de transformateurs élémentaires nommés Transformateurs InterCellules (TIC), agencés selon une structure appelée « cascade cyclique » (figure 4).

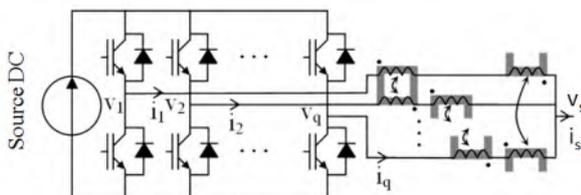


Figure 4 : Structure cascade cyclique dans le cas général de q TIC.

Pour un nombre q de cellules de commutations entrelacées, un même nombre q de TIC est nécessaire dans cette configuration. Avant d'analyser le fonctionnement de ces TIC, la figure 5 illustre les formes d'onde de courant obtenues dans le cas de l'utilisation

de ces circuits magnétiques couplés. A qualité de forme d'onde de sortie identique (même courant de sortie en valeur moyenne et en ondulation) la réduction de l'ondulation de courants de voies est bien visible. Cette ondulation se manifeste cette fois-ci à $q \times f_{sw}$ [2].

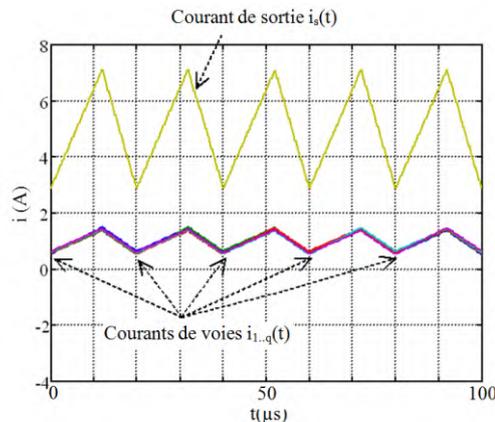


Figure 5 : Courant de sortie et courants de voies dans le cas de circuits magnétiques couplés.

Les transformateurs utilisés, tous identiques, sont caractérisés par leur inductance propre L et leur mutuelle M. Les enroulements présentent une résistance parasite continue R/2. Le circuit est alors décrit par le système d'équation suivant, qui se prête naturellement à une syntaxe matricielle.

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} V_1 - V_s \\ V_n - V_s \\ V_q - V_s \end{pmatrix} = Z(s) \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_n \\ I_q \end{pmatrix} \\ I_s = \sum_{j=1}^q I_j \end{cases}$$

Avec :

$$Z(s) = \begin{bmatrix} R + 2Ls & -Ms & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & -Ms \\ 0 & \dots & 0 & -Ms & R + 2Ls & -Ms & 0 & \dots \\ -Ms & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & -Ms & R + 2Ls \end{bmatrix}$$

Les termes de mutuelle extra diagonaux traduisent le couplage magnétique des TIC. En combinant le système d'équation il vient :

$$V_s = \frac{\sum_{j=1}^q V_j}{q} - \frac{R + 2(L - M)}{q} I_s$$

Un schéma équivalent de l'onduleur peut alors se mettre sous la forme de la figure 6, où on retrouve un terme de source de tension résultant de la moyenne des tensions de bras, et un terme d'impédance de ligne. Commençons l'analyse par ce terme d'impédance. La partie résistive est l'image des imperfections des enroulements. Un dimensionnement adapté des conducteurs au calibre du courant de sortie de l'onduleur doit permettre de maintenir négligeable la chute de tension ohmique au travers de cet élément devant les tensions de bras. La chute de tension inductive est elle liée au terme de fuite

des TIC. Dans le cas du couplage magnétique idéal, le terme de mutuelle est égal à l'inductance propre de l'enroulement, et la tension de sortie de l'onduleur est donc directement égale à la moyenne des tensions de bras. Si la liaison entre les différentes cellules de commutation était réalisée par des inductances non couplées, le schéma équivalent de l'onduleur resterait identique, le terme en $2(L-M)$ serait remplacé par la simple inductance de liaison L . L'intérêt du couplage magnétique pour l'obtention d'une dynamique de sortie rapide du convertisseur est donc bien illustré au travers de ce schéma équivalent.

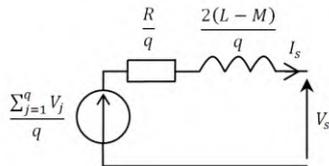


Figure 6 : Schéma équivalent d'une phase de l'onduleur vue de la sortie.

La combinaison du système de tension délivrées par les q cellules de commutation donne naissance à une tension de sortie multiniveaux, possédant $q+1$ niveaux de tension régulièrement répartis en V_{dc}/q . Cette combinaison est illustrée en figure 7 dans le cas simple de 3 cellules entrelacées. Cette propriété de l'onduleur multicellulaire est d'ores et déjà intéressante. De plus, la fréquence de découpage apparente vue de la sortie de l'onduleur est $q \times f_{sw}$. Cette multiplication de fréquence peut aider au dimensionnement des éléments de filtrage de l'onde de sortie. La figure 8 illustre ces aspects dans le cas de 6 cellules, en comparant les tensions de sorties (normalisées par rapport à la tension de bus) de l'onduleur multiniveaux par rapport à l'onduleur classique.

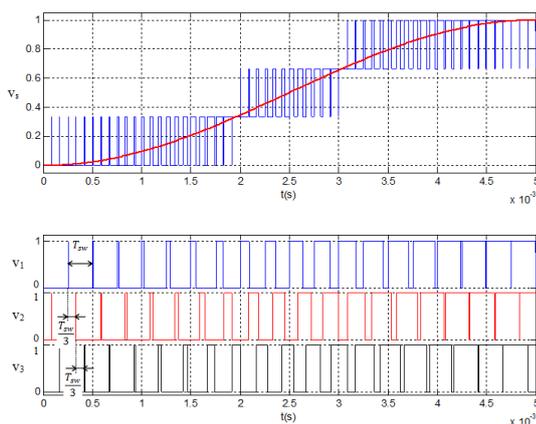


Figure 7 : Combinaison de 3 tensions simples entrelacées formant une tension multiniveaux à 4 niveaux.

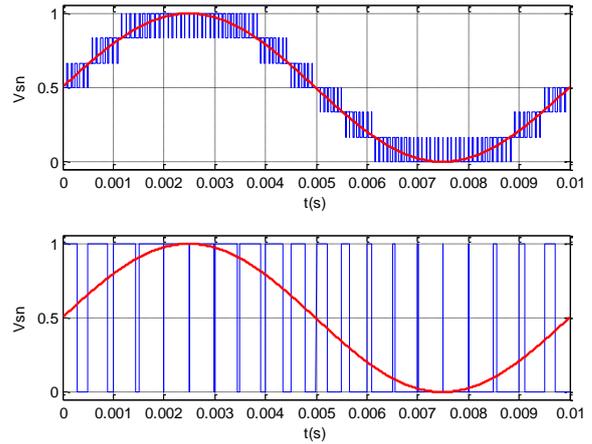
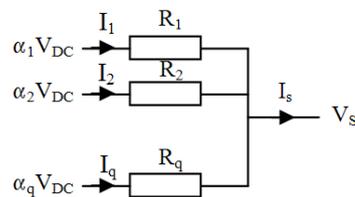


Figure 8 : Comparaison des formes d'onde de tension de sortie.

2. Problématique liée à la commande (équilibre)

Comme dans toute mise en parallèle de dispositifs de puissance, et spécialement dans le cas de ce convertisseur à TIC, la contrainte d'équilibrage en courant entre les différentes voies est cruciale. Les dispersions naturelles des caractéristiques des différents chemins de transit de puissance, entre autre, peuvent donner lieu à une dérive des courants de voies. Par exemple, une petite dispersion ΔR d'une résistance équivalente vue d'une phase du convertisseur par rapport aux autres phases se manifeste par un déséquilibre de courant selon l'équation suivante.



Avec $R_i=R, i \in [2, q], R_1=R+\Delta R$ et $\alpha_i=\alpha, i \in [1, q]$

$$\frac{\Delta I_1}{I_1} = - \frac{q-1}{q} \frac{\Delta R}{R}$$

Cette dérive entraîne dans cette application une magnétisation rapide des circuits magnétiques pouvant entraîner une saturation excessive et des courants d'amplitude rédhitoire. Le dispositif de contrôle actif de l'équilibre de la structure proposé par la suite a été conçu dans le but d'éviter ces effets.

A. Modèle direct de l'onduleur

Afin d'établir une loi de commande efficace, un modèle direct du convertisseur est dans un premier temps proposé. L'idée du modèle développé est de trouver une nouvelle base dans laquelle les grandeurs courants et tensions ne sont plus liées que part des termes propres. Dit autrement nous cherchons la matrice impédance diagonale liant courants et tensions.

B. Découplage

La méthode de synthèse de la commande équilibrante se veut générale, et indépendante du nombre de cellules. Pour faciliter la présentation, et afin d'illustrer le principe de la méthode, le cas particulier d'un onduleur à 6 cellules entrelacées sera considéré par la suite. La diagonalisation de la matrice \mathbf{Z} par la matrice de passage \mathbf{P} et la réécriture du système matriciel dans la nouvelle base permet d'aboutir à la relation suivante. Cette nouvelle mise en équation fait apparaître les différents modes propres de la structure.

$$I^* = \mathbf{P}^{-1} \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \\ \vdots \\ I_q \end{pmatrix} = \mathbf{H}_d(s) \mathbf{P}^{-1} \begin{pmatrix} V_1 - V_s \\ \vdots \\ V_n - V_s \\ \vdots \\ V_q - V_s \end{pmatrix} = \mathbf{H}_d(s) \cdot V^*$$

$$\mathbf{H}_d(s) = \frac{1}{R} \begin{bmatrix} \frac{1}{1 + \tau_1 s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{1 + \tau_2 s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{1 + \tau_2 s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{1 + \tau_3 s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{1 + \tau_3 s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{1 + \tau_4 s} \end{bmatrix}$$

$$\tau_1 = \frac{2(L - M)}{R} = 0,667ms$$

$$\tau_2 = \frac{2L + M}{R} = 89,7ms$$

$$\tau_3 = \frac{2L - M}{R} = 30ms$$

$$\tau_4 = \frac{2(L + M)}{R} = 119ms$$

$$\mathbf{P}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 & -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 & -1 & -1 & 2 \\ 1 & -1 & -2 & -1 & 1 & 2 \\ -1 & -2 & -1 & 1 & 2 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

On peut remarquer la grande disparité des différentes constantes de temps. Plus particulièrement, la première constante de temps, rapide, est à affecter au courant de sortie du convertisseur, courant de mode commun du coupleur (première ligne de \mathbf{P}^{-1} constituée de 1). On retrouve ici la caractéristique intéressante de dynamique rapide de ce type de convertisseur. Cette constante de temps reste cependant grande devant la période de découpage, ce qui justifie l'emploi d'un modèle moyen. Les autres constantes de temps lentes sont elles dues aux courants (flux) de modes différentiels dans les TIC (on remarque en effet que les lignes de \mathbf{P}^{-1} sont à somme nulle). Ces flux de modes différentiels participent à la magnétisation du noyau magnétique des TIC. La figure 9 illustre les chemins de circulation de ces différents modes. La composante de flux de mode commun se referme par l'air, chemin de forte réductance. Les fuites du composant magnétique sont donc nécessaires au bon fonctionnement de la structure, elles font partie

intégrante de son dimensionnement. La composante de mode différentielle locale au niveau d'un TIC est elle uniquement canalisée par le circuit magnétique, si bien qu'une faible réductance s'oppose à sa circulation. Un faible différentiel de courant peut donc facilement entraîner des niveaux d'induction importants. Les modes propres différentiels de la structure sont la superposition de différents modes différentiels locaux au niveau de chaque TIC.

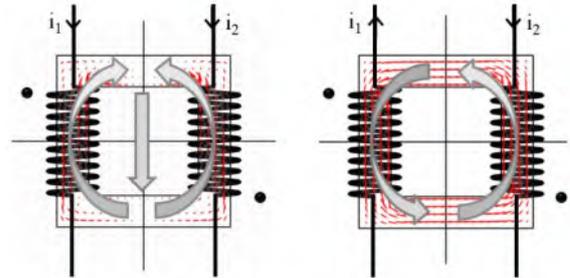


Figure 9 : A gauche : composante de flux de mode commun, chemin à forte réductance. A droite : composante de mode différentiel, à faible réductance.

Les grands écarts de constante de temps des différents modes rendent difficile le contrôle de la structure. L'objectif de l'asservissement qui va être mis en œuvre est d'augmenter la dynamique de ces modes lents. Le modèle direct élaboré peut être représenté par le schéma bloc de la figure 10.

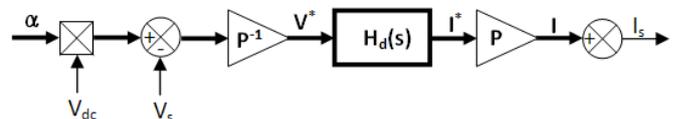


Figure 10 : Modèle direct de l'onduleur

C. Approche modèle inverse

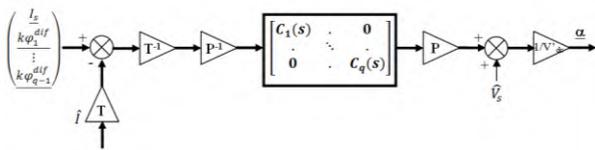
La commande de la structure est déduite du modèle direct précédent par synthèse par la méthodologie du modèle inverse. Cette approche élégante permet d'obtenir par une sorte de symétrie le schéma de commande à partir du modèle moyen du convertisseur. Les grandeurs d'intérêt en termes d'utilisation et de pilotage de l'onduleur sont le courant de sortie et les flux magnétisants (ou flux de mode différentiel) dans les TIC (qui régissent l'utilisation du circuit magnétique, et que l'on souhaite donc annuler en valeur moyenne). Un simple changement de base défini par la matrice \mathbf{T} permet à partir des courants dans les différentes phases de retrouver ces grandeurs. Cette matrice permet de reconstruire l'image du courant de puissance (somme des q courants de phases) et des courants magnétisants (différentiels de courants entre deux phases).

$$\begin{pmatrix} I_s \\ k\phi_1^{dif} \\ \vdots \\ k\phi_{q-1}^{dif} \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_q \end{pmatrix}$$

Par exemple pour q=6 :

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Finalement le schéma de commande est représenté en figure 11. L'intérêt du découplage dans la nouvelle base est illustré ici : les correcteurs C_1 à C_q n'interagissent pas entre eux, et peuvent être réglés grâce à l'étude du système dans la base découplée. Afin de satisfaire le cahier des charges désiré, des correcteurs PI seront ici suffisants [5]. Il faut remarquer que l'asservissement mis en œuvre joue à la fois le rôle de régulation de l'état d'équilibre de la structure (au sens du partage équitable du courant) et de boucle de contrôle dynamique du courant de puissance. De façon classique, afin de disposer d'un asservissement précis, stable et rapide, les correcteurs PI sont réglés selon la méthode de compensation de pôle, avec une dynamique en boucle fermée augmentée par l'action proportionnelle.



D. Mise en œuvre et résultats

1. Commande et puissance

Un démonstrateur de puissance instrumenté (fig.12) est mis en œuvre afin de valider le processus de commande. Les caractéristiques de ce démonstrateur sont les suivantes : il s'agit d'un onduleur monophasé 1kW 300V, à 6 phases couplées, le coupleur magnétique est caractérisé par : $R = 0,45\Omega$, $L = 27mH$, $M = 26,7mH$.

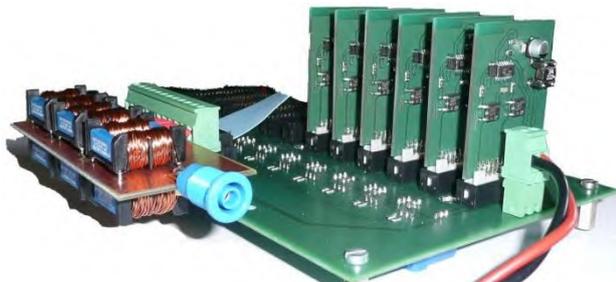


Figure 12 : Prototype d'onduleur multicellulaire à 6 TIC monophasé

La commande est implantée numériquement sur une cible DSP TMS320F28335 comme illustré en figure 13.

Cette mise en œuvre numérique permet l'enrichissement du schéma de commande de base par des fonctionnalités telles que la limitation de la dynamique de commande des composants de puissance, l'anti-saturation de l'action intégrale des correcteurs (anti-windup) ...

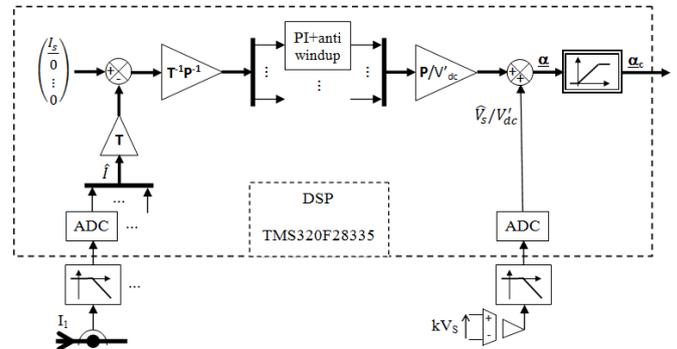
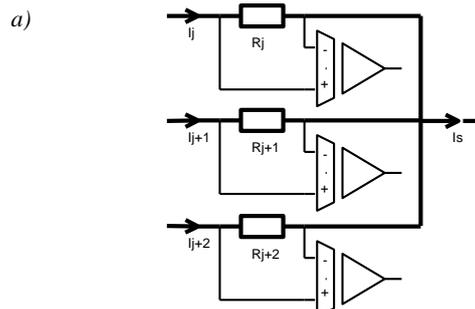


Figure 13 : Schéma d'implantation de la commande équilibrante sur cible DSP

2. Mesures de courant

Un point délicat concernant la mise en œuvre de cette boucle d'asservissement concerne la chaîne de mesure des grandeurs courants de phase. En effet, chaque courant est constitué d'une composante participant au transfert de puissance, composante a priori élevée, et d'une composante de déséquilibre, qui est souhaitée maintenue faible par la boucle d'équilibrage. L'information pertinente du point de vue de l'équilibrage se trouve donc noyée dans la composante de puissance, dite de mode commun. La figure 14 illustre quelques possibilités de mise en œuvre de mesures directes de courant, avec pour les solutions b) et c) une solution à la problématique de composante de mode commun. Pour le démonstrateur final, la mesure différentielle sur shunt associée à la mesure du courant de sortie est choisie (solution b)). On pourra noter que ce choix permet de se passer de l'étape de calcul numérique de la transformation matricielle T , cette transformation étant naturellement réalisée par la mise en œuvre analogique de la mesure. Cette solution permet également d'optimiser l'utilisation de l'interface DSP, notamment concernant les dynamiques d'entrée et la résolution des convertisseurs analogiques – numériques (le bruit de quantification peut devenir gênant lorsque de nombreuses opérations arithmétiques matricielles sont effectuées).



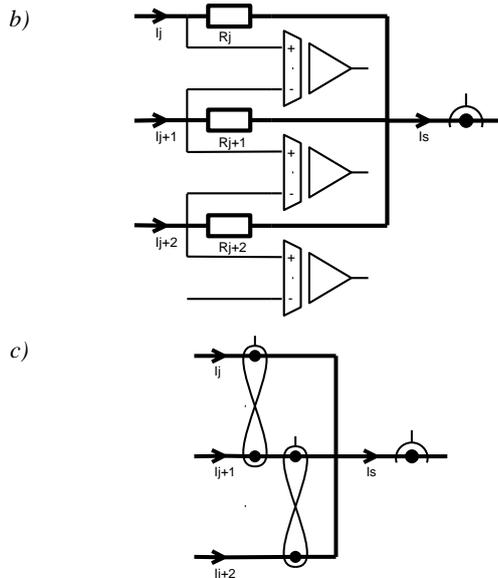


Figure 14 : a) Mesures de courant directes par shunt, b) différentielle par shunt, et c) différentielle par capteur Fluxgate

3. Essais

Afin de caractériser les performances de la commande plusieurs essais sont réalisés. La première vérification concerne le bon fonctionnement de la boucle au sens de la maîtrise dynamique du courant de puissance du convertisseur (essai indiciel, en commutant la charge sur laquelle débite le convertisseur). Le second consiste à caractériser la capacité de la commande à réagir à un déséquilibre de courant. Cet essai est plus délicat, car il nécessite d'être capable de déséquilibrer dynamiquement le convertisseur. Pour ce faire plusieurs solutions sont envisageables. Une expérience possible consiste à insérer sur une des phases de l'onduleur une résistance de faible valeur. On vérifie alors qu'en régime établi les courants sont identiques dans toutes les phases, l'équilibrage statique est donc validé. Les performances dynamiques sont étudiées grâce à l'insertion sur une phase du circuit d'une résistance commandable à deux valeurs distinctes (fig. 15).

$R_{on} = 0,045 \Omega$
 $R_{off} = 0,476 \Omega$

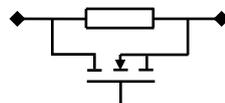


Figure 15 : Résistance commandable insérée sur une des phases du convertisseur.

La différence de courant entre deux phases est alors mesurée. La figure 16 illustre le bon comportement dynamique de l'équilibrage. En boucle fermée le retour à l'état d'équilibre est rapide et sans erreur (la valeur moyenne de la différence de courant est nulle).

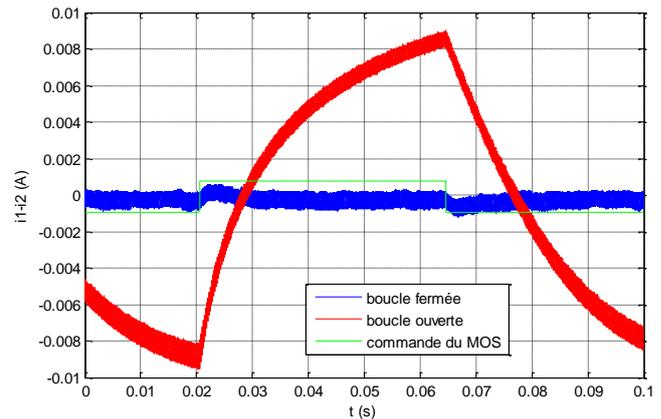


Figure 16 : Réponse à une perturbation déséquilibrante

3. Amélioration du comportement CEM

Une application de ce type de convertisseur DC/AC est la commande de machines à vitesses variables. Ce domaine est confronté à plusieurs problématiques de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM). Parmi elles nous pouvons citer l'existence de courants circulants via les conducteurs de protection des équipements (courants de mode commun, ne participant pas au transfert de puissance). L'émergence de composants semi-conducteurs de puissance à performances de commutation importantes (gradients temporels de tension/courant élevés) rend nécessaire l'utilisation de filtres couteux (prix, masse, volume) permettant de juguler cette circulation de courant de mode commun. Ces mêmes gradients de tension (dv/dt) sont problématiques dans les applications où une longueur importante de câble connecte l'onduleur à la machine. Les phénomènes de propagation dans ce câble entraînent des surtensions au niveau de la charge qui peuvent s'avérer destructrices (notamment pour les isolants des enroulements du moteur). La figure 17 récapitule ces différents problèmes.

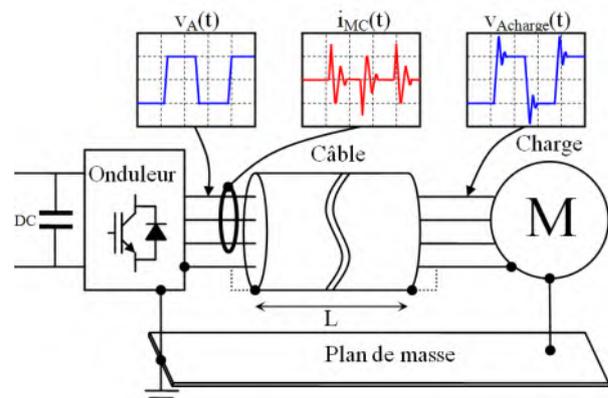


Figure 17 : Les gradients de tension, sources des courants de mode commun et des surtensions en bout de câble

La source du problème étant identifiée (le dv/dt), la question est comment la réduire, ou diminuer son impact, sans altérer les performances globales du convertisseur (pertes par commutation) afin de se passer de solutions de filtrage. L'onduleur multicellulaire à TIC peut constituer une réponse à ces enjeux. En effet, l'aspect multiniveaux de sa tension de sortie permet de fractionner le dv/dt des composants de puissance, et ce d'autant plus que le nombre de cellule du convertisseur est important. La multiplication de la fréquence apparente de commutation vue de la sortie du convertisseur permet elle de diminuer la densité spectrale de la source de bruit (seules les harmoniques de $q \times f_{sw}$ subsistent). Enfin, le coupleur magnétique au comportement inductif produit naturellement un effet de filtrage des perturbations hautes fréquences (dépendant de la charge), bénéfique à la diminution globale des perturbations de mode commun. La combinaison de ces différents effets est illustrée en figure 18. Le terme V_{mc} représente la source de perturbation, le terme V_s (tension de sortie de l'onduleur) illustre l'effet de filtrage du coupleur magnétique. La première composante fréquentielle est repoussée à 60kHz ici (6×10^4 Hz).

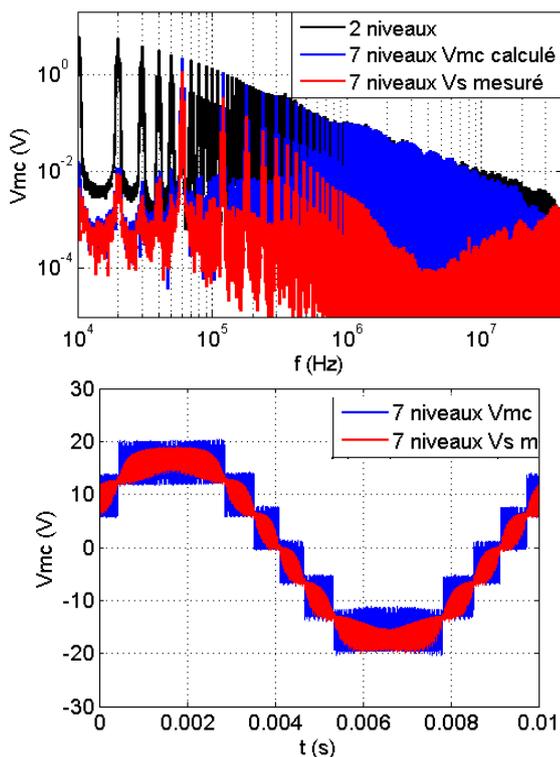


Figure 18 : Source de perturbation

Les niveaux de perturbation sont directement impactés à la baisse par cette diminution du terme de source, comme illustré dans [3].

4. Conclusion

L'engouement actuel pour les convertisseurs multicellulaires trouve de multiples explications. L'émergence de composants semi-conducteurs aux performances toujours plus intéressantes (temps de commutation, calibres en tension/courant, pertes, température de fonctionnement, ...), ainsi que la généralisation de l'utilisation de convertisseurs statiques dans des applications contraignantes (aéronautique, automobile, réseaux de distribution, ...) sont des moteurs à l'évolution de la conception en électronique de puissance. L'utilisation rationnelle des nouvelles technologies de composants (semi-conducteurs mais aussi composants magnétiques), doit permettre de satisfaire des exigences toujours accrues en termes d'intégration, de rendement, d'impact environnemental (au sens écologique du terme, mais aussi plus simplement au sens des interactions électromagnétiques avec les équipements voisins). Les nouvelles structures de convertisseurs doivent être pensées en ce sens. Dans le domaine de la basse et moyenne tension, le multicellulaire parallèle pourrait constituer une solution de choix en raison de ses bonnes performances (notamment en ce qui concerne l'intégration, le rendement, et la qualité de conversion). Il reste pourtant quelques défis à relever pour étendre sa diffusion dans le monde industriel. La problématique de l'équilibrage des courants trouve maintenant quelques solutions plus ou moins complexes dans la littérature académique, et quelques solutions concrètes de mise en œuvre dans le monde industriel (dans le cas de circuits magnétiques non couplés). Le problème de la fiabilité fait lui aussi l'objet d'études, avec plusieurs approches possibles : reconfiguration de la structure en cas de panne, prise en compte de fonctionnement en mode dégradé dès la phase de conception (voir l'article correspondant dans ce même numéro), ...

5. Bibliographies

- [1] I. G. Park, et S. I Kim, "Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel." *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC'97 Record.*
- [2] E. Labouré, A. Cuniere, T.A. Meynard, F. Forest, E. Sarraute, "A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters". *IEEE Transactions on Power Electronics 2008*
- [3] F. Adam, "Onduleur multicellulaire parallèle à ICT : commande équilibrante, analyse, modélisation et optimisation des performances CEM". Thèse de doctorat, SATIE, 2011.

Dimensionnement d'un coupleur magnétique robuste pour la mise en parallèle de cellules de commutation

Sébastien SANCHEZ (1,2), Damien RISALETTO (1,2), Frédéric RICHARDEAU (1,2), Thierry MEYNARD (1,2), Emmanuel SARRAUTE (1,2)

(1) Université de Toulouse ; INP ; UPS ; LAPLACE (Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie) ; ENSEEIHT, 2 rue Charles Camichel, BP 7122, F-31071 Toulouse cedex 7, France. sebastien.sanchez@laplace.univ-tlse.fr
 (2) CNRS ; LAPLACE ; F-31071 Toulouse, France.

Résumé : la parallélisation des cellules de commutation à commandes entrelacées se généralise aujourd'hui dans de nombreux secteurs : stockage, alimentations compactes, onduleurs modulaires de moyenne et forte puissance. Le remplacement des inductances de liaison par un coupleur magnétique inter-phases permet d'améliorer le rendement et d'alléger la masse des composants magnétiques. Malheureusement, les couplages magnétiques mis en jeu rendent la topologie très sensible à tout déséquilibre des courants de phase. Dans cet article, les auteurs présentent une méthode simple et complète de dimensionnement d'un coupleur par une approche classique AeSb incluant la possibilité d'un fonctionnement sur déséquilibre des courants et sur un nombre réduit de phases.

1. Introduction

Les cellules de commutation et les convertisseurs parallèles entrelacés ont été introduits à l'origine dans le domaine basse tension pour les applications DC/DC de type Voltage Regulator Module (VRM) assurant entre autres l'alimentation des cartes microprocesseurs et leurs périphériques [1]. Aujourd'hui les applications concernent plus largement les domaines de la moyenne et de la forte puissance tels que les systèmes de secours à Alimentation Sans Interruption (ASI), les onduleurs modulaires et les convertisseurs pour applications embarquées de type avionique, véhicules électriques et hybrides. Les avantages de la mise en parallèle des cellules de commutation sont :

- l'amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur, ce qui implique une diminution des énergies stockées dans les filtres.
- la possibilité d'atteindre des puissances élevées en utilisant des composants de faible calibre en courant,
- la modularité du convertisseur qui permet de répondre, au niveau de la conception, à d'éventuelles modifications du cahier des charges et de satisfaire à des fonctionnements particuliers : a) adaptation « dynamique » du nombre de phases et reconfiguration de la commande en fonction du taux de charge réel (\rightarrow maintien du rendement optimum), b) arrêt d'une phase sur défaillance interne et maintien de la mission (\rightarrow mode dégradé à puissance réduite ou \rightarrow redondance parallèle de type $N+1$ à puissance nominale.

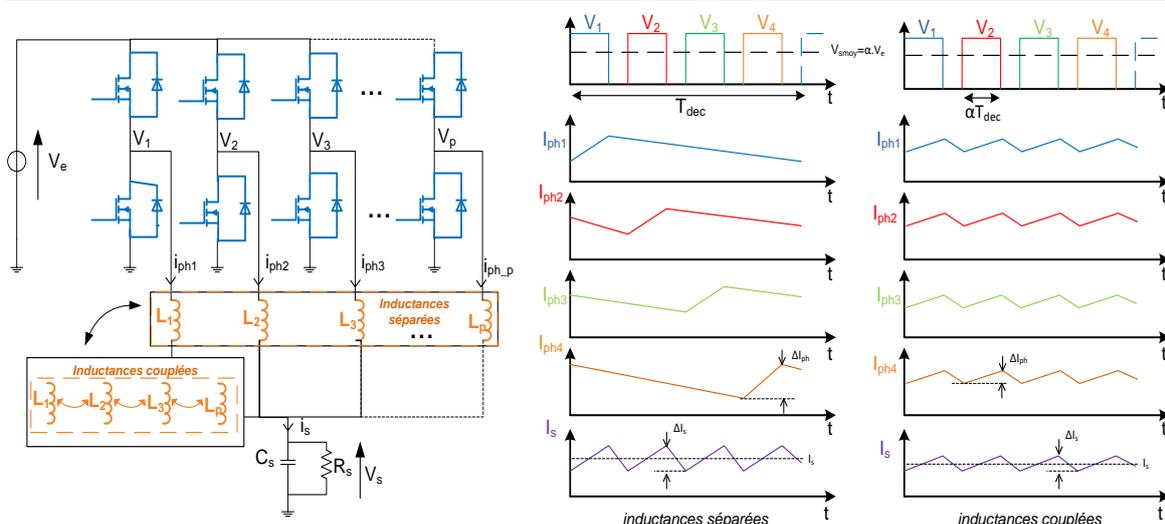


Figure 1: Convertisseur parallèle à "p" phases entrelacées utilisant des inductances de liaison séparées ou des inductances couplées sur une charge filtrée.

Partant de la Fig.1, nous considérons ici p cellules de commutation à 2 niveaux de tension, déphasées régulièrement d'un angle de $2\pi/p$. L'insertion d'inductances de liaison en étoile de valeurs identiques ($L_1 = L_2 = \dots = L_p = L$) permet de générer sur une

charge non filtrée au point commun de l'étoile, une tension à $p+1$ niveaux à une fréquence apparente $p.F_{dec}$. Sur charge filtrée, cette propriété d'entrelacement conduit à une ondulation de courant dans la charge à $p.F_{dec}$.

Il est facile de démontrer que le courant dans chaque inductance de liaison possède une ondulation triangulaire de valeur maximale (au rapport cyclique 50%) égale à :

$$\Delta I_{ph(max)} = \frac{V_e}{4 \cdot L \cdot F_{dec}} \quad (1)$$

L'ondulation du courant en sortie est déterminée en fonction d'un rapport cyclique apparent α' à la fréquence $p.F_{dec}$:

$$\Delta I_s = \frac{\alpha'(1-\alpha')}{p^2} \frac{V_e}{L_s \cdot F_{dec}} \quad (2)$$

sachant que L_s est l'inductance de sortie égale à L_{ph}/p . La relation ci-dessus nous permet de mettre en évidence l'aspect suivant : l'augmentation du nombre de cellules mises en parallèles entraîne une réduction de l'ondulation du courant de sortie dans un rapport p , soit $\Delta I_s = \Delta I_{ph(max)}/p$, à $p.F_{dec}$. Cette particularité amène une réduction évidente des harmoniques du courant (I_{hseff}) et de la capacité de sortie (C_s) dans un rapport p^2 . Ce dernier point positif est néanmoins contrebalancé par une forte pénalité sur l'ondulation relative du courant dans les phases dont l'expression est : $\Delta I_{ph}/I_{ph} = p^2 \cdot (\Delta I_s/I_s)$. Cette relation fait apparaître clairement une augmentation dans un rapport égal à p^2 , contrainte particulièrement sévère pour un grand nombre de cellules, à l'origine de pertes supplémentaires dans les semi-conducteurs et dans le bobinage.

Pour y remédier, une solution consiste à coupler les inductances sur un seul et même circuit magnétique appelé "coupleur magnétique". La plupart des travaux basés sur différentes structures de coupleurs magnétiques ont montré une diminution du volume magnétique et une amélioration des formes d'ondes des courants [2]. Le coupleur est caractérisé par un taux d'ondulation identique dans les phases et dans la charge, soit : $\Delta I_{ph}/I_{ph} = \Delta I_s/I_s$.

En revanche, cette structure couplée est très sensible aux déséquilibres des courants des phases pouvant venir par exemple d'une imprécision de mesure (offset et gain des capteurs). Comme nous pouvons le voir en Fig. 2, ce

déséquilibre provoque une surcharge magnétique continue (δB_{DC}) qui engendre un déplacement du point de fonctionnement magnétique pouvant saturer le noyau correspondant. Dans un cas plus extrêmes, ces topologies ne sont pas directement adaptées lors de l'arrêt d'une phase ou de l'isolement de celle-ci pour des besoins de gestion de défaut interne au convertisseur.

Face à cette problématique, les auteurs présentent des éléments de solutions permettant, par un pré-dimensionnement adapté du coupleur magnétique ou par un derating adapté de la charge, de rendre plus robuste ce coupleur en mode de déséquilibre intrinsèque et en mode de déconnexion de phase sur défaut.

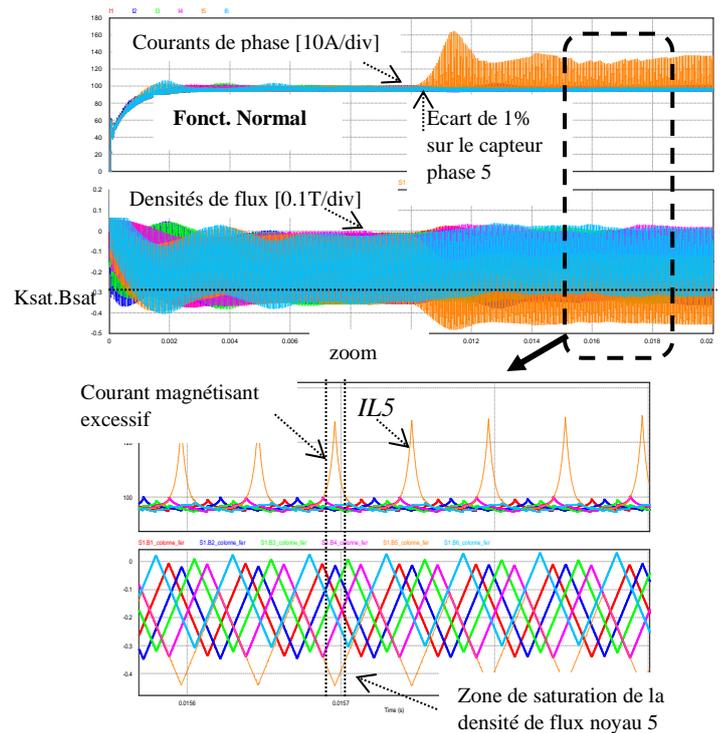


Figure 2 : Exemple d'un coupleur hexaphasé. Simulation PSIM des courants de phase et des densités de flux dans les noyaux: cas d'un écart de 1% sur le gain du capteur phase 5 ($t=10ms$) - ($V_e=400V$, $I_{Lph}=95A$, $p=6$).

Une autre approche du problème porte sur l'architecture et consiste à activer une cellule "dormante" mutualisée en parallèle et connectable de telle manière à assurer le relais de la cellule défaillante [3].

Dans un premier temps, nous présenterons une approche de dimensionnement simple de type " $A_e S_b$ " en mode nominal, puis en mode dégradé (déconnexion(s) de k phase(s)). Ensuite, à dimensionnement nominal, nous déterminerons le derating en puissance nécessaire à la non saturation du circuit magnétique en cas de déséquilibre de courants inter-phases et/ou déconnexions de phases. Nous étudierons par la suite l'impact de l'insertion d'entrefer dans les colonnes à puissance nominale.

2. Modèle de pré-dimensionnement et pré-optimisation en mode nominal

La première étude consiste à formaliser la méthode de pré-dimensionnement direct par une approche de type "produits des aires $A_e \cdot S_b$ " en mode nominal. La Figure 3 représente la structure retenue ici sous la forme d'un coupleur monolithique à échelle. Nous représentons les fuites dans les régions de culasses, qui sont ici localisées dans l'axe de l'espace inter-bobine de chaque fenêtre (Φ_{fuite_retour}) et aussi les fuites du bobinage, généralement au niveau des têtes de bobine, qui viennent se refermer dans l'air ($\Phi_{fuite_bobinage}$).

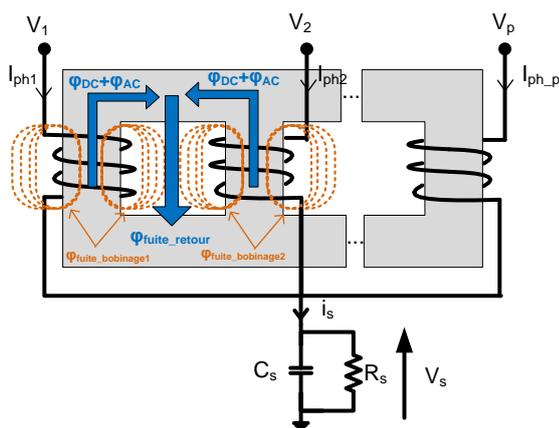


Figure 3: Structure d'un coupleur monolithique à échelle.

En supposant le régime nominal dans la partie linéaire du circuit magnétique, le comportement du coupleur peut être analysé par la superposition des régimes de fonctionnement DC et AC des densités de flux :

a) Le modèle dit "régime DC" est basé sur les forces magnéto-motrices d'ampères-tours DC produites par chaque bobine et appliquées au réseau de réluctances.

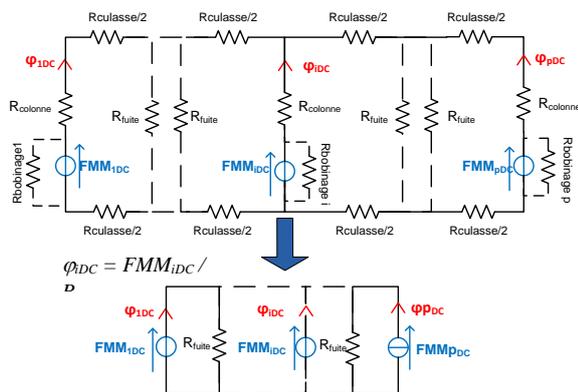


Figure 4: Schéma équivalent pour un modèle dit "DC"

La Fig.4 illustre le modèle DC d'un coupleur monolithique à échelle fermée. Nous négligerons par la suite la valeur des réluctances des noyaux et des culasses par rapport à celle des réluctances de fuite ($R_{fuite} \gg R_{colonne}$ et $R_{fuite} \gg R_{culasse}$). Nous considérons uniquement les termes sources (FMM_{DC}) et l'ensemble des fuites réparties dans les fenêtres de bobinage, les

bobines elles-mêmes. Celles-ci sont représentées par une réluctance de fuite R_{fuite} . Nous faisons ici également l'hypothèse que les FMM sont parfaitement équilibrées. Il découle de ce schéma équivalent que la somme des flux DC sources est égale à la somme des flux de fuite. Le flux de fuite global étant associé à l'inductance de fuite en sortie, il existe donc un lien direct entre la composante DC de la densité de flux dans les noyaux et cette inductance de fuite.

b) Le modèle dit "régime AC" est basé sur les sources de flux magnétisants AC imposées par les volt-secondes alternatifs appliqués aux bornes des bobines.

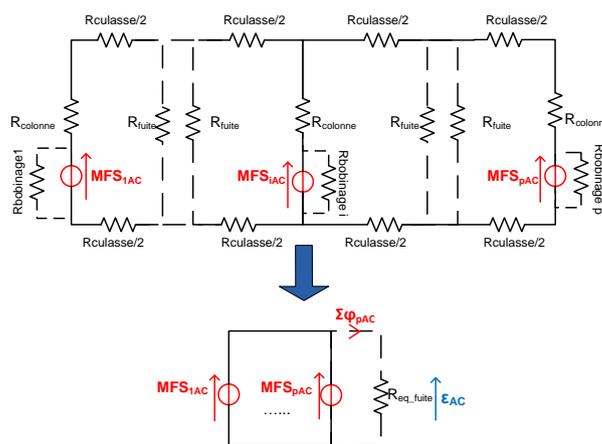


Figure 5: Schéma équivalent pour un modèle dit "AC"

Il découle de ce schéma équivalent que la somme des flux AC sources est à l'origine d'une force magnéto-motrice homopolaire (à $p \cdot F_{dec}$) elle-même à l'origine de la circulation d'ampères-tours AC homopolaires dans chaque phase (effet coupleur) [2].

La superposition des modèles DC et AC nous permet de mettre en équation une condition de non-saturation des densités de flux dans les noyaux :

$$B_{noyau \ DC} + B_{noyau \ AC} < k_{sat} \cdot B_{sat} \quad (3)$$

Avec k_{sat} : marge sur le champ de saturation (B_{sat}). Nous déduisons de l'équation (3) la relation de contrainte sur la section minimale $A_{e_{noyau}}$, puis en considérant la dimension minimale de la fenêtre de bobinage, nous écrivons l'expression du produit des aires par phase :

$$A_{e_{noyau}} \cdot S_b \text{ (par phase)} > \frac{n_b \cdot k_f \cdot P}{4 \cdot p \cdot F_{dec} \cdot k_{sat} \cdot B_{sat} \cdot J} \cdot \sqrt{1 + \frac{k_i^2}{12} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{k_i \cdot p^2} \right)} \quad (4)$$

Avec : n_b est le nombre de bobines par fenêtre (dans notre cas, $n_b=2$), k_f est le coefficient de remplissage de la fenêtre, k_i est le taux d'ondulation du courant homopolaire (identique à celui d'une phase), p est le nombre de phases entrelacées. Le produit des aires étant en unité m^4 nous introduisons finalement la relation (5) comme l'image du volume et de la masse totale du coupleur [4].

$$(Volume\ ou\ Masse\ totale) \propto p \left[(A_{e_{fer}} \cdot S_b)_{par\ phase} \right]^{3/4} \quad (5)$$

Cette relation est tracée en Fig. 6a) en fonction de k_i à p donné. La courbe présente logiquement un minimum délimitant deux tendances dimensionnantes du coupleur. Une faible valeur de k_i implique une forte inductance de fuite, i.e. une composante DC de densité de flux importante impactant directement à la hausse le volume et la masse. A l'inverse, une forte valeur de k_i implique un courant efficace harmonique important cause de pertes joules supplémentaires dans le bobinage et impactant sur le dimensionnement de la fenêtre de bobinage. De la même manière, en Fig. 6b) l'image de la masse est tracée en fonction de p pour k_i donné. Un faible nombre de phases s'apparente à un dimensionnement analogue à des inductances inter-phases alors qu'un nombre élevé de phases s'apparente à un dimensionnement de type transformateur dont le volume et la masse dépend au premier ordre de la puissance transférée et relativement peu du nombre de phases.

Ces deux représentations sont intéressantes car elles permettent de montrer l'existence de paramètres optimums apportant une aide à l'optimisation du coupleur. La recherche des racines de la dérivée partielle selon k_i puis selon p donne les résultats suivants :

$$\frac{\partial}{\partial k_i} (Volume\ ou\ Masse\ totale) |_{p\ donn \acute{e}} = 0 \rightarrow k_{i(opt)} = \left(\frac{24}{p^2} \right)^{1/3} \quad (6)$$

$$\frac{\partial}{\partial p} (Volume\ ou\ Masse\ totale) |_{k_i\ donn \acute{e}} = 0 \rightarrow p_{(opt)} = \left(\frac{10}{k_i} \right)^{1/2} \quad (7)$$

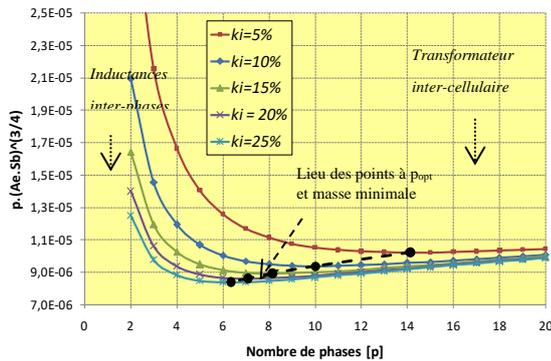


Figure 6 a : Fonction Volume et Masse selon la variable k_i

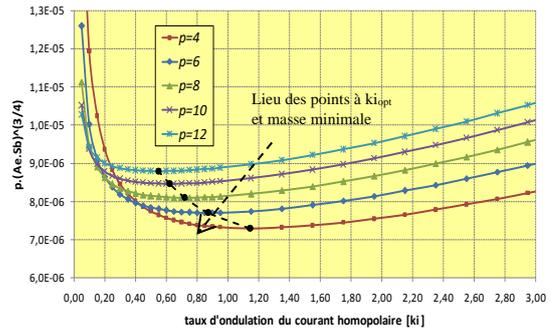


Figure 6 b : Fonction Volume et Masse selon la variable p

$p_{(opt)}$ prend respectivement les valeurs arrondies 14, 10 et 8, respectivement pour $k_i = 0,05, 0,10$ et $0,15$. $p_{(opt)}=8$ correspond à une valeur usuelle en pratique mais suppose de devoir majorer la valeur de k_i de 5 à 15% pour minimiser la masse. Une réduction de 20% sur la masse est ainsi obtenue lorsque k_i passe de 5% à 15%.

3) Modèle de pré-dimensionnement en mode dégradé

Étudiions maintenant le pré-dimensionnement d'un coupleur en mode dégradé. Comme l'illustre la Figure 7, nous introduisons un paramètre ' k ' représentant le nombre de cellules déconnectées consécutivement à une ou plusieurs défaillances internes ou encore à l'arrêt volontaire d'un certain nombre de phases permettant de préserver un rendement maximum [4] à faible courant de charge. Quelle qu'en soit l'origine, un tel fonctionnement entraîne l'annulation du courant et des ampères-tours DC des k phases. Les k noyaux se présentent tout d'abord comme des courts-circuits magnétiques en parallèle avec les $p-k$ phases actives : leur réluctance est en effet très faible par rapport aux réluctances de fuite. Avec la non-linéarité du matériau, les densités de flux seaturent limitant ainsi à $k \cdot B_{sat}$ le champ magnétique total dans les courts-circuits. Une surcharge magnétique de valeur $k \cdot B_{sat} / (p-k)$ doit donc être supportée par les noyaux actifs en supplément du point nominal. En faisant l'hypothèse d'une équirépartition des composants DC de champ dans les $(p-k)$ noyaux, nous en déduisons une première condition nécessaire (mais non suffisante) sur le nombre minimum de phases permettant d'éviter de propager la saturation à l'ensemble du coupleur :

$$p > 2k \quad (8)$$

avec " p " le nombre total de phases et " k " le nombre de phases en défaut ou déconnectées.

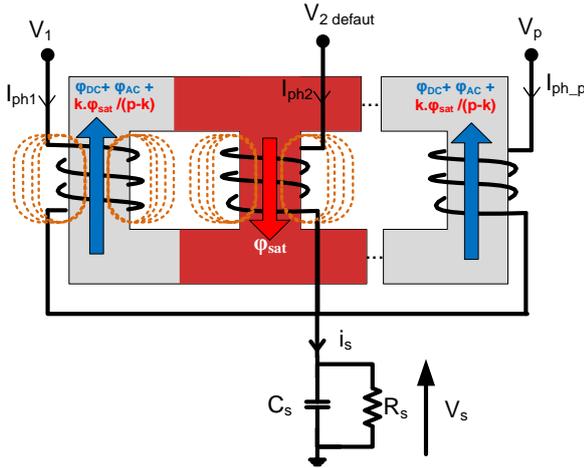


Figure 7 : Représentation d'un coupleur monolithique à échelle fermée lors d'une déconnexion d'une seule phase

La relation (8) suppose que la surcharge magnétique totale est équi-répartie sur les $p-k$ noyaux actifs. Sur la base de cette hypothèse, les modèles DC et AC équivalents dans le mode dégradé sont donnés en Fig.8.

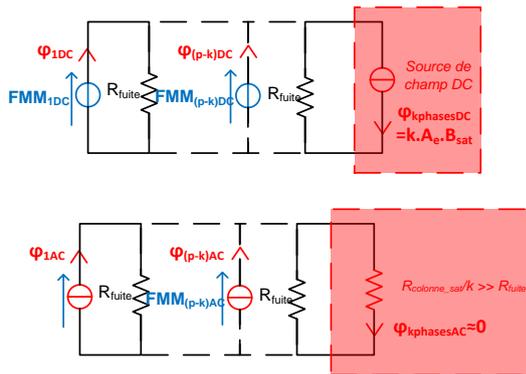


Figure 8 : Schémas équivalents "régime DC et AC" d'un coupleur à échelle, en mode dégradé (déconnexion(s) de k phase(s)).

Comme l'illustre la Fig.8, lors de la déconnexion de k phases, seul le modèle de dimensionnement DC est directement impacté (et par voie de conséquence l'inductance homopolaire [5]). En imposant un courant maximum dans chaque phase égal à $I_{ch_nominal}/p$, un derating est logiquement présent sur le courant de sortie :

$$I_{ch(derating)} = I_{ch(nominal)} \cdot \frac{(p-k)}{p} \quad (9)$$

À partir de la Fig.8, nous déduisons la relation du champ DC dans les noyaux.

$$B_{noyau\ DC} = \frac{E}{4p(p-k)F_{dec} \cdot k_f \cdot N \cdot A_{enoyau}} + \frac{k \cdot B_{sat}}{p-k} \quad (10)$$

En prenant $k=0$, nous retrouvons l'expression du champ magnétique DC en mode nominal sans déconnexion. En appliquant la même méthode que celle utilisée en régime nominal (relation (3)), nous déterminons l'expression modifiée du produit des aires correspondant à un noyau et à une fenêtre de bobinage :

$$A_e \cdot S_b(\text{par phase}) = \frac{n_p \cdot k_f \cdot (p-k) \cdot P_{nom}}{4 \cdot p \cdot F_{dec} \cdot (k_{sat}(p-k) - k) \cdot B_{sat} \cdot J} \cdot \sqrt{1 + \frac{k_i^2}{12} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{k_i p (p-k)} \right)} \quad (11)$$

La Fig. 9 nous permet d'étudier l'évolution du volume et de la masse totale du coupleur ($p \cdot (A_e \cdot S_b)^{3/4}$) en fonction du nombre de phases et du nombre de défauts sur k phases. Nous représentons également comme référence l'image du volume et de la masse totale d'inductances de liaison non couplées.

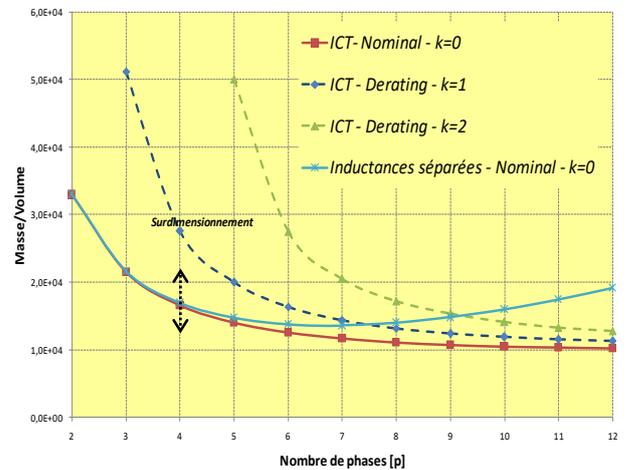


Figure 9 : Évolution du volume et de la masse du coupleur monolithique pour différentes configurations de défauts ($V_e=100V$, $I_{ch}=100A$, $F_{dec}=50kHz$, $B_{sat} = 0,4T$, $k_{sat}=0,9$, $J=4A/mm^2$, $k_i = 5\%$).

La Fig. 9 montre qu'à faible nombre de phases ($p < 4$), le surpoids du coupleur devient rédhibitoire. Afin d'éviter ce surdimensionnement, nous mettons en place un derating en courant nécessaire à la non-saturation. À chaque valeur de p correspond un dimensionnement nominal (A_{enoyau} , N , ...) sur lequel la détermination du taux de charge k_{load} est établi puis tracé en Fig. 10. Ce graphique est valable pour un cahier des charges donné bien précis.

$$k_{load} < (p-k)^2 - k_f \cdot \left[\frac{4 \cdot N \cdot A_{enoyau} \cdot F_{dec} \cdot B_{SAT}}{E} \cdot \left(k_{sat} - \frac{k}{p-k} \right) - \frac{1}{2} \right] \quad (11)$$

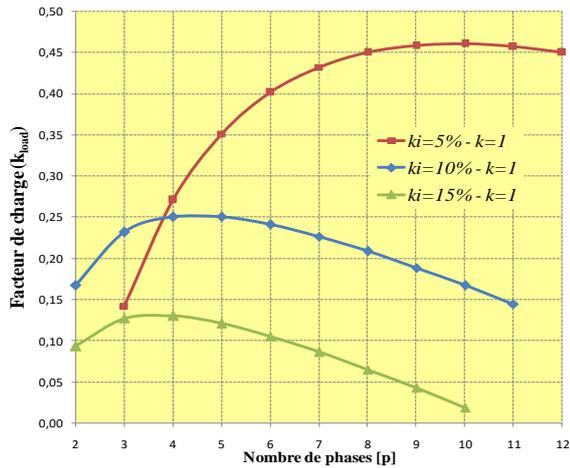


Figure 10 : Représentation du taux de charge en courant nécessaire à la non-saturation sur un dimensionnement nominal pour $k=1$ et pour un cahier des charges donné ($E=400V$, $I_{Lph} = 95A$, $p=6$, $F_{dec}=50kHz$, $B_{sat}=0,4T$, Matériaux N87).

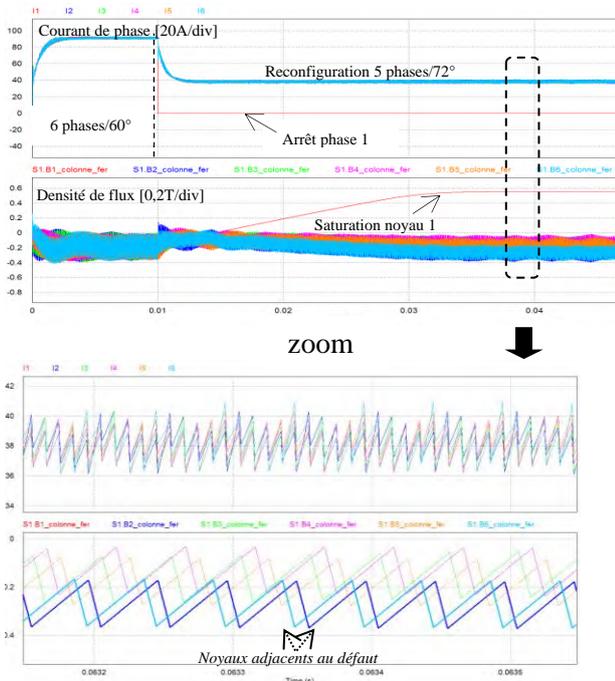


Figure 11 : Représentation des courants de phases (I_{L1} , I_{L2}, \dots, I_{L6}), des densités de flux dans les noyaux de fer (B_1 , B_2, \dots, B_6) lors d'une déconnexion de phase (phase 1) ($E=400V$, $I_{Lph} = 95A$, $p=6$, $F_{dec}=50kHz$, rapport cyclique $\frac{1}{2}$, $k_l=5\%$, $B_{sat}=0,4T$, $N=18$, Matériaux N87, $k_{load}=0,4$, $AG_{résiduel}=60\mu m$).

La Fig. 11 représente une simulation sur une déconnexion de phases avec un taux de charge k_{load} égal à 0,4. Elle valide la courbe de derating en courant k_{load} pour $p = 6$ (Fig. 10). Une reconfiguration de la phase des porteuses est mise en place lors du défaut. Notons la présence d'une répartition non homogène du champ de saturation (B_{sat}) dans les $p-k$ colonnes actives car cette simulation prend en compte les réluctances de culasse ainsi que les différentes réluctances résiduelles (collage, assemblage, ...) du circuit magnétique. Les colonnes

adjacentes au défaut (colonnes 2 et 6) voient des densités de flux plus importantes.

Néanmoins, l'insertion d'un entrefer "fin" horizontal sur tous les noyaux permet de rééquilibrer les composantes DC de champ. Il apparaît souhaitable d'insérer un entrefer pour rendre robuste le coupleur compte tenu des écarts de gain et d'offset intrinsèques aux capteurs de courant. Le prix à payer se traduit par un courant magnétisant fortement majoré. Ce courant magnétisant est cependant invisible pour la charge.

4) Modèle de pré-dimensionnement avec insertion d'entrefers dans les noyaux

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que la déconnexion de "k" phases engendre une surcharge magnétique de valeur théorique " $k \cdot B_{sat} / (p-k)$ " sur les " $p-k$ " noyaux actifs. Ce phénomène provoque une augmentation du volume et de la masse de l'élément magnétique qui peut être considérable pour un faible nombre de phases ($p < 4$). Nous avons aussi montré que le réseau de réluctances des sections de culasses (incluant la réluctance des joints de colle) et une cause de déséquilibre dans la répartition de la surcharge magnétique inter-noyaux : les noyaux les plus "proches" de la phase déconnectée verront une surcharge magnétique supérieure à celle des noyaux les plus "éloignés". Ce déséquilibre sera d'autant plus fort que le ratio $R_{culasse} / R_{noyau}$ sera élevé.

Pour pallier à ce problème, nous étudions dans la suite l'impact de l'insertion d'entrefers horizontaux dans les noyaux magnétiques comme le schématisent les Fig. 12 a) et b). Le but de cet entrefer est de maintenir le dimensionnement nominal sur déconnexion d'une phase et d'abaisser le ratio $R_{culasse} / R_{noyau}$ de manière à équilibrer la charge magnétique sur les " $p-k$ " noyaux.

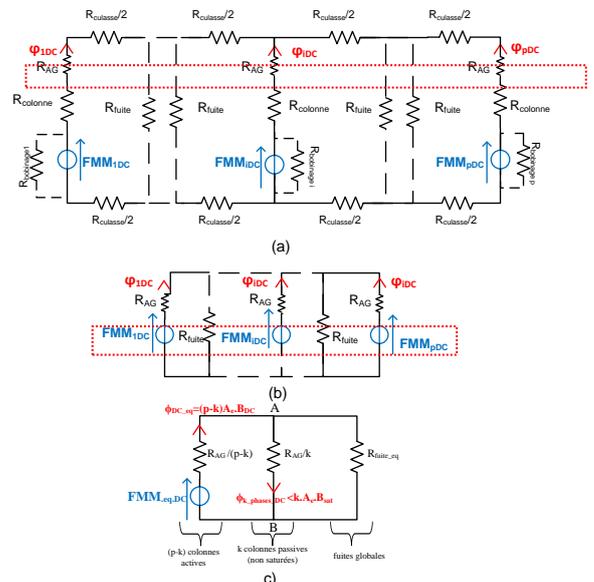


Figure 12 : a) Schémas équivalents « régime DC » d'un coupleur à échelle fermée, en mode nominal avec entrefers horizontaux dans les noyaux magnétiques (colonnes de fer), b) Schéma équivalent « régime DC » en négligeant les réluctances de colonne et de culasses, c) Schéma équivalent « régime DC » lors de k colonnes déconnectées.

Nous négligerons les réluctances des noyaux et des culasses vis-à-vis des réluctances d'entrefer horizontaux insérées ($R_{AG} \gg R_{noyau}$ et $R_{AG} \gg R_{culasse}$) et nous vérifierons cette hypothèse a posteriori. Nous proposons de mettre en place un schéma équivalent en Fig. 12.c) représentant les $p-k$ colonnes actives. Nous supposons également que les k colonnes passives en défaut ne sont pas saturées de par la présence des entrefers. Là encore cette hypothèse sera vérifiée a posteriori par simulation de la solution.

Il découle de ce schéma équivalent la relation suivante sur le champ magnétique DC dans les $p-k$ colonnes actives :

$$B_{DC} = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I_{ch}}{AG_{noyau} \cdot p} \left[1 - \frac{(p-k)}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{AG_{noyau}}{p \cdot AG_{fuite}}} \right] \quad (12)$$

avec : AG_{noyau} , entrefer horizontal réparti sur les noyaux de valeur suffisamment élevée pour quitter la zone de saturation des k noyaux et passer à un modèle non saturé ($AG_{noyau} > AG_{critique}$ non explicité dans cet article) AG_{fuite} entrefer associé à la réluctance équivalente des fuites globales.

Les composantes alternatives des champs magnétiques (B_{AC}) des $p-k$ colonnes restent inchangées car elles sont imposées par les volt-secondes alternatifs appliqués aux bornes des bobines. En utilisant la condition de non saturation (3), nous pouvons réécrire cette condition par rapport à la figure 12.c :

$$\frac{E}{8 \cdot N \cdot F_{dec} \cdot A_e} + \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I_{ch}}{AG_{noyau} \cdot p} \left[1 - \frac{(p-k)}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{AG_{noyau}}{p \cdot AG_{fuite}}} \right] < K_{sat} \cdot B_{sat} \quad (13)$$

En analysant la relation (13), nous constatons que l'ajout d'entrefer dans les noyaux permet de réduire la composante continue de champ magnétique (B_{DC}), et donc compenser la surcharge de flux lors d'une défaillance interne.

Selon le même principe, nous avons aussi étudié l'effet d'un déséquilibre de courant entre phases sur le coupleur monolithique à échelles fermées. La Fig. 13 met en évidence l'effet d'un déséquilibre symétrique entre deux phases. On désigne par δI_{des} l'écart absolu de courant max admissible dans une phase et k_{Ides} le taux de déséquilibre (relatif) par rapport à la valeur nominale I_{ch}/p . Le déséquilibre d'une phase est pris en compte dans la relation (14) au niveau du bilan du champs DC

de cette phase par une FMM locale dont un terme $N \cdot \delta I_{des}$ est ajouté.

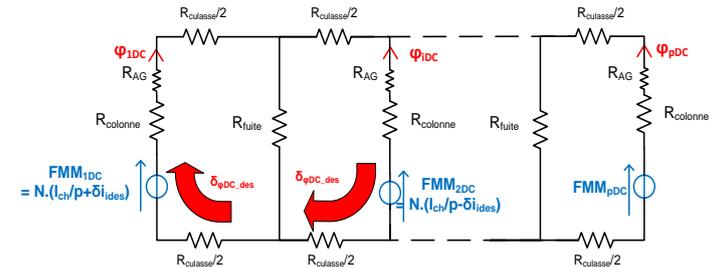


Figure 13 : Schéma équivalent « régime DC » d'un coupleur symétrique circulaire à échelle fermée, en mode nominal avec entrefer horizontaux dans les noyaux magnétique et la présence d'un déséquilibre de courant entre-phases.

$$\frac{\mu_0 \cdot N \cdot I_{ch}}{AG_{noyau} \cdot p} \left[1 + k_{Ides} - \frac{(p-k)}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{AG_{noyau}}{p \cdot AG_{fuite}}} \right] < K_{sat} \cdot B_{sat} - \frac{E}{8 \cdot N \cdot F_{dec} \cdot A_e} \quad (14)$$

avec $k_{Ides} = \frac{|\delta I_{des}|}{I_{ch}/p}$

À partir de la relation (14) nous pouvons déterminer, à dimensionnement nominal et à entrefer AG_{noyau} donné, le taux de déséquilibre maximum à ne pas dépasser pour éviter la saturation.

$$k_{Ides} = \frac{p \cdot AG_{noyau}}{\mu_0 \cdot N \cdot I_{ch}} \left(K_{sat} \cdot B_{sat} - \frac{E}{8 \cdot N \cdot F_{dec} \cdot A_e} \right) + \frac{(p-k)}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{AG_{noyau}}{p \cdot AG_{fuite}}} - 1 \quad (15)$$

L'insertion d'un entrefer AG_{noyau} amène l'inductance magnétisante à diminuer, ce qui provoque une augmentation de l'ondulation du courant magnétisant par phase. Comme le montrent les relations (16) et (17), l'insertion d'entrefer modifie les expressions de l'inductance magnétisante et de l'inductance de fuite homopolaire du coupleur [5] dans l'hypothèse où le champ de fuite est confiné par une colonne de retour de flux (fuites des têtes de bobine peu influentes dans ce cas).

$$L_{mag} = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e}{AG_{noyau} \left(1 + \frac{AG_{noyau}}{p \cdot AG_{fuite}} \right)} \quad L_{fuite} \text{ (globale) } = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e}{p \cdot AG_{noyau} \left(1 + \frac{p \cdot AG_{fuite}}{AG_{noyau}} \right)} \quad (16)$$

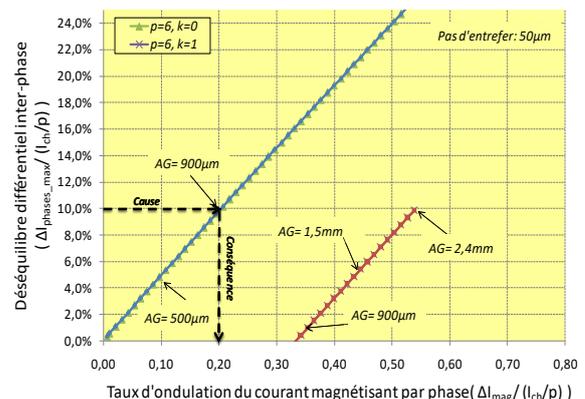


Figure 14 : Représentation graphique de l'évolution du taux d'ondulation du courant magnétisant par phase ($\Delta I_{mag}/(I_{ch}/p)$) en fonction du déséquilibre différentiel entre-phases ($\Delta I_{ph_max}/(I_{ch}/p)$) ($E=400V$, $I_{ch}=400A$, $p=6$, $F_{dec}=20kHz$, $k_i=5\%$, $B_{sat}=0,4T$).

La Fig. 14 illustre l'impact de l'insertion d'entrefer sur le taux d'ondulation du courant magnétisant par phases. A dimensionnement nominal sans déconnexion de phases, l'effet d'un déséquilibre de 10% implique l'insertion d'un entrefer de $900\mu m$, et a pour conséquence une augmentation du taux d'ondulation de 20% du courant magnétisant par phase. A même déséquilibre (10%) lors d'une déconnexion de phase, et pour une valeur d'entrefer de $2,4mm$, ce taux atteint 55%.

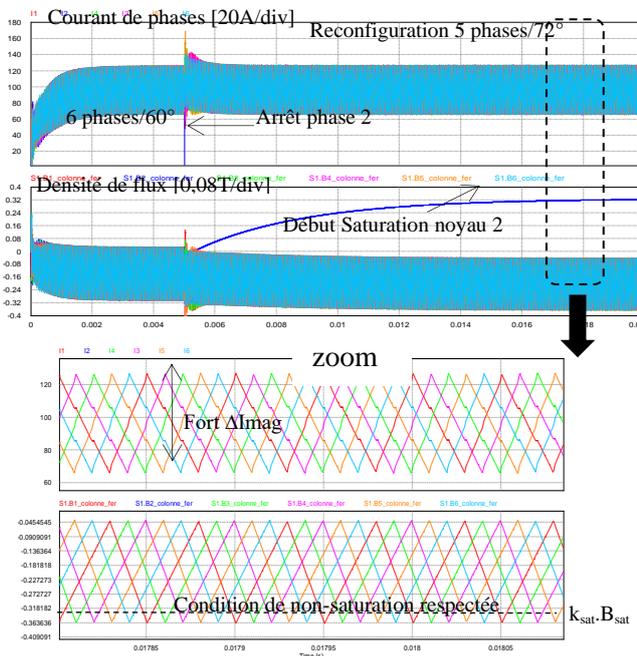


Figure 15 : Représentation des courants de phases (I_{L1} , I_{L2}, \dots, I_{L6}), des densités de flux dans les noyaux B_1, B_2, \dots, B_6 lors d'une déconnexion de phase (phase 2) ($E=400V$, $I_{Lphases} = 95A$, $p=6$, $B_{sat}=0,4T$, $AG_{noyau}=3,2mm$).

La Fig. 15 illustre l'effet d'une déconnexion de phase sur coupleur monolithique 6 phases. La non saturation des phases actives implique l'insertion d'une valeur d'entrefer élevée ($AG_{noyau}=3,3mm$) et par conséquent un fort courant magnétisant circulant entre les phases, celui est non visible par la charge. Nous observons que la colonne en défaut est bien passive mais elle n'atteint pas la saturation B_{sat} .

5) Conclusion

Cet article a présenté une méthode de pré-dimensionnement de coupleurs monolithiques robustes pour des convertisseurs parallèles entrelacés. Nous avons pu montrer l'existence de paramètres optimum ($k_{i,opt}$ et p_{opt}) apportant une aide à l'optimisation de coupleur monolithique. Nous avons montré que p_{opt} dépend uniquement de k_i et inversement. Pour un taux

d'ondulation du courant homopolaire allant de 5 à 15%, le nombre de phases optimum évolue quant à lui de 8 à 14 phases. À partir d'une représentation du volume et de la masse du coupleur, nous pouvons dire que le surdimensionnement direct sur déconnexion d'une phase est considérable pour $p < 4$. L'insertion d'entrefer dans les noyaux a été examinée dans la troisième partie et amène à un courant magnétisant pouvant être excessif : une solution plus pratique serait d'utiliser des entrefer "minces" dans le but de maîtriser spécifiquement les déséquilibres de courant inter-phases et d'appliquer un derating de courant (k_{load}) pour assurer le fonctionnement sur arrêt d'une phase. Dans ce cas, l'augmentation du magnétisant reste raisonnable. De nouvelles structures de coupleurs sont à l'étude permettant de s'affranchir des inconvénients précédents.

Une autre manière de traiter le problème du défaut d'une phase serait de travailler sur l'architecture électrique du convertisseur en activant une $p+1^{ième}$ cellule redondante en secours permettant d'assurer la continuité de service comme réalisé en [3] sur une phase test. Cette approche nécessite de devoir détecter, isoler la cellule défaillante et de gérer le régime transitoire de démarrage en évitant la saturation.

6) Références

- [1] Y. Yugang, Y. Dong, and F. C. Lee, « A new coupled inductors design in 2-phase interleaving VRM », in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009, p. 344 -350.
- [2] B. Cougo França, « Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters », Thèse de doctorat, Institut national polytechnique, Toulouse, France, 2010.
- [3] F. Richardeau, Z. Dou, J.-M. Blaquiere, E. Sarraute, D. Flumian, and F. Mosser, « Complete short-circuit failure mode properties and comparison based on IGBT standard packaging. Application to new fault-tolerant inverter and interleaved chopper with reduced parts count », in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, p. 1-9.
- [4] P. Zumel, C. Fernandez, A. de Castro, and O. Garcia, « Efficiency improvement in multiphase converter by changing dynamically the number of phases », in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06*, 2006, p. 1 -6.
- [5] S. Utz and J. Pforr, « Operation of multi-phase converters with coupled inductors at reduced numbers of phases », in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, p. 1 -10.

ALIMENTATION DES MICROPROCESSEURS DE NOUVELLE GÉNÉRATION

Éric LABOURÉ
LGEP - SUPELEC

Résumé : Cet article est un extrait d'un sujet d'agrégation de génie électrique interne traitant de l'alimentation des microprocesseurs de nouvelle génération. Dans la partie présentée, les structures d'alimentation et les contraintes associées au fonctionnement des microprocesseurs sont étudiées.

I. PRÉSENTATION GÉNÉRALE

En 1965, à peine 6 années après l'invention des circuits intégrés (CI), Gordon Moore a prédit le doublement du nombre de transistors sur un CI chaque année. En 1980, cette vitesse d'évolution de la technologie des CI a été ramenée au doublement du nombre de transistors tous les 18 mois. Cette prévision de la vitesse d'évolution technologique des CIs est communément connue sous le nom de loi de Moore. Force est de constater que cette loi est respectée depuis environ 40 ans grâce aux innovations technologiques de l'industrie du silicium. Notons que les nanotechnologies vont sans doute permettre à la loi de Moore de continuer à s'appliquer dans les 10 prochaines années. Si nous nous référons à l'existant (voir Fig. 1), plus de 3 milliards de transistors seront intégrés dans chaque microprocesseur dans les prochaines années.

Microprocessor Transistor Counts 1971-2011 & Moore's Law

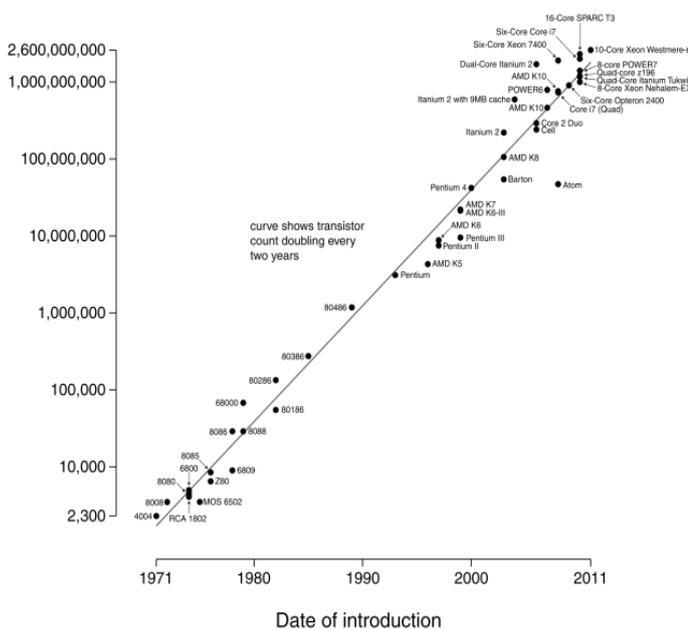


Figure 1 : Évolution du nombre de transistors dans les μ Processeurs
http://en.wikipedia.org/wiki/File:Transistor_Count_and_Moore%27s_Law_-_2011.svg

Mais l'augmentation de la densité de transistors n'est pas le seul facteur d'amélioration des performances d'un microprocesseur. La fréquence de commutation ou la fréquence d'horloge est également représentative des performances d'un microprocesseur.

L'augmentation de la fréquence de fonctionnement et du nombre de transistors ont eu pour conséquence l'augmentation de la puissance consommée comme montré à la Fig. 2.

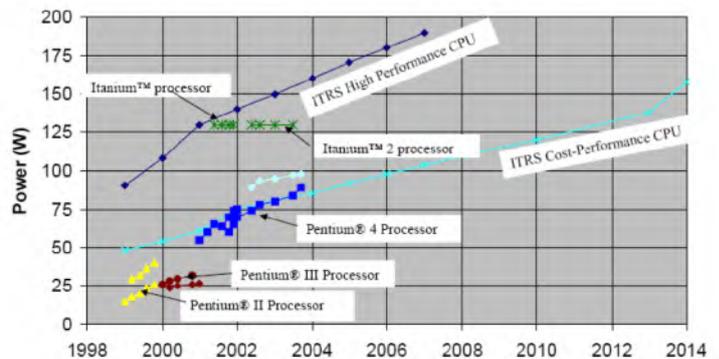


Figure 2 : Évolution des consommations des microprocesseurs (source Intel)

Pour contrecarrer l'augmentation de la puissance consommée et la densité de puissance dissipée par la puce silicium, les tensions d'alimentation des microprocesseurs ont diminué avec l'augmentation du nombre de transistors et de la fréquence de fonctionnement. Bien qu'actuellement ces tensions d'alimentation puisse descendre jusqu'à 0,5V pour les processeurs les plus performants, la puissance consommée continue à croître. Ainsi, en 2010, les processeurs dissipaient environ 1kW/cm². Ceci nous amène progressivement vers des limites physiques qui apparaissent comme des limites technologiques infranchissables et qui réduiront les potentiels d'amélioration des futures générations de processeurs. L'augmentation de la puissance consommée et la réduction de la tension d'alimentation des processeurs s'accompagne d'une forte augmentation des courants absorbés. La Fig. 3 montre la feuille de route en matière d'alimentation des processeurs Intel. Ainsi, des courants supérieurs à 100A deviennent classiques dans ce genre d'applications.

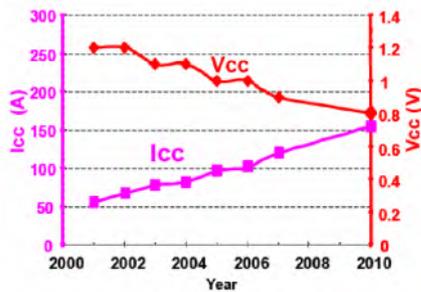


Figure 3 : Évolution des tensions et courant d'alimentation des μ Processeurs

Les tensions d'alimentation inférieures à 1V pour les processeurs amènent également des problèmes en termes de régulation. La « fenêtre » de régulation de la tension d'alimentation devient de plus en plus étroite de façon à assurer une différenciation correcte d'un 1 et d'un 0 logique.

De plus, les fréquences d'horloge très élevées vont de pair avec des appels de courants aux dynamiques très importantes (grands di/dt). Ces appels de courant surviennent lors des changements d'état du microprocesseur comme par exemple lors d'un passage du mode veille à une utilisation à 100% du CPU. Les taux de variation des courants absorbés atteignent désormais les valeurs vertigineuses de 100A/ns (voir Fig. 4).

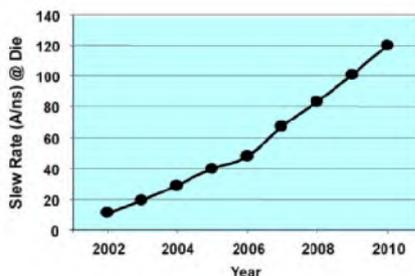


Figure 4 : Évolution des gradients de courants absorbés par les μ Processeurs

État de l'art en matière d'alimentation des processeurs

Pour les microprocesseurs 386 et 486, une alimentation centralisée unique (silver box) était suffisante pour fournir la puissance à l'ensemble des composants numériques de la carte mère. Quand les processeurs Pentium sont apparus dans les années 1990, l'utilisation d'une alimentation centralisée ne permettait plus de respecter les contraintes d'alimentation de ces microprocesseurs du fait de leurs plus faibles tensions d'alimentations et des fréquences de fonctionnement beaucoup plus élevées. En effet, la distance entre la « silver box » et le microprocesseur devenait trop importante, limitant de ce fait la dynamique des courants pouvant être fournis par l'alimentation. De plus, comme nous l'avons vu précédemment, les tolérances sur les tensions d'alimentations sont devenues de plus en plus étroites au fur et à mesure des évolutions technologiques.

Ainsi, une tolérance de 5% sur une tension de 3,3V était requise pour un microprocesseur Pentium II alors que cette tolérance est ramenée à 2% sur une tension de 1,3V pour un microprocesseur Pentium IV. Les architectures d'alimentation des microprocesseurs ont donc évolué et sont désormais constituées par l'association de la traditionnelle « silver box » et d'un régulateur de tension (VR : Voltage Regulator) placés à proximité du microprocesseur de façon à réduire les impédances d'interconnexion. Les VRs actuels convertissent une tension continue de 12V fournie par la « silver box » en une tension basse de l'ordre du Volt. Ces VRs doivent posséder de nombreuses qualités comme une dynamique élevée, une bonne régulation de la tension de sortie, une petite taille et un bon rendement.

La Fig. 5 décrit l'architecture actuelle retenue pour l'alimentation des microprocesseurs et la Fig. 6 montre l'emplacement d'un VR sur une carte mère récente (Notez le système de refroidissement permettant, entre autre, l'évacuation des pertes générées par les transistors du VR).

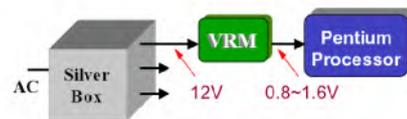


Figure 5 : Architecture de l'alimentation d'un μ Processeur



Figure 6 : Implantation d'un VR sur une carte mère

Dans leur version initiale, les VRs qui accompagnaient les microprocesseurs de type Pentium II étaient réalisés à partir d'un simple convertisseur DC-DC de type Buck.

Cependant, cette solution s'est avérée incapable de respecter les contraintes de la génération suivante, le Pentium III, pour lequel la tension d'alimentation a été réduite pour passer de 2,8V à 1,5V, le courant absorbé a augmenté de 10A à 30A et la dynamique de courant est passée de 1A/ns à 8A/ns. La Fig. 7 montre la structure d'un VR utilisé pour l'alimentation d'un microprocesseur de type Pentium III.

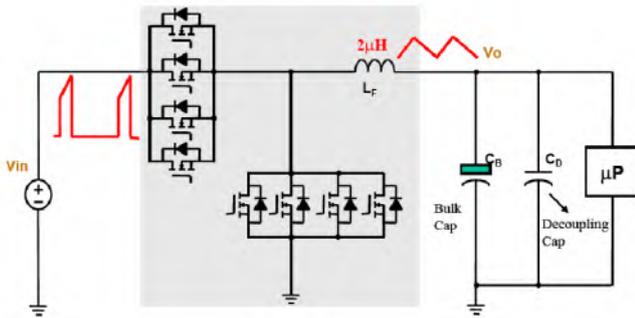


Figure 7 : Structure d'un VR pour l'alimentation des μ Processeurs de type Pentium III

Dans cette évolution, plusieurs transistors sont associés en parallèle de façon à partager le fort courant appelé par le microprocesseur. Les capacités servant au stockage de l'énergie et au découplage sont placées à proximité du microprocesseur. Ceci permet d'éviter les pics et les creux de tensions lors des changements rapides du courant appelé. Les dynamiques du Pentium III ont obligé les concepteurs à augmenter la valeur et donc le nombre de capacités de découplage par un facteur 23 et les capacités réservoirs de stockage d'énergie (Bulk) par 3. Cette augmentation se traduit par une place occupée sur la carte mère de plus en plus importante et le coût associé à une telle solution technologique devient élevé. L'augmentation de la valeur des capacités requises en sortie du VR est en fait liée à l'augmentation de la dynamique du courant appelé par le microprocesseur et à l'impossibilité pour le VR de suivre cette augmentation de dynamique du fait de la valeur importante de l'inductance de filtrage nécessaire à la réduction de l'ondulation de courant en sortie du régulateur.

Pour dépasser cette limitation, il a été nécessaire de réduire la valeur de l'inductance de sortie des VRs, passant de 2 à 4 μ H à 200nH. Cette modification permet d'obtenir l'augmentation de dynamique requise. Cette réduction de la valeur de l'inductance se paye toutefois par une augmentation très importante de l'ondulation de courant dans le régulateur, le rendement de conversion se trouve alors réduit.

La solution proposée par les concepteurs de VR a consisté à utiliser des structures de conversion comportant plusieurs phases (classiquement 4) associées en parallèle, fonctionnant à la même fréquence mais avec des commandes décalées de façon régulière les unes par rapport aux autres. Cette technique de commande s'appelle l'entrelacement. La mise en parallèle des convertisseurs permet de limiter la puissance convertie par chaque phase et la technique d'entrelacement permet d'obtenir un effet de réduction de l'ondulation de courant en sortie de convertisseur. Le schéma d'un tel VR est donné à la Fig. 8.

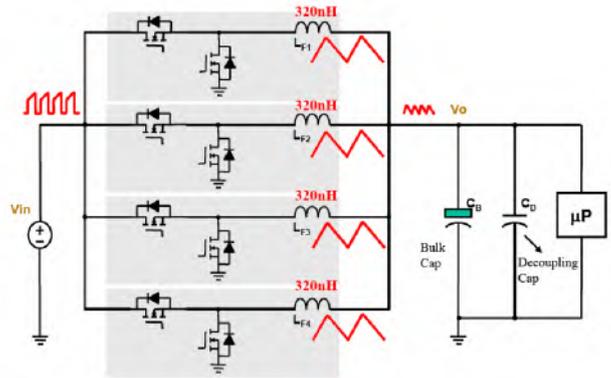


Figure 8 : Structure d'un VR pour l'alimentation des μ Processeurs de nouvelle génération

Les structures de VR polyphasées sont désormais les seules solutions retenues dans l'alimentation des microprocesseurs Pentium IV et autres Core 2 Duo et Core 2 Quad pour lesquels la tension d'alimentation a été réduite (1,3V Pentium IV) et le courant absorbé peut atteindre des valeurs supérieures à 100A. Dans ces VRs, la tension d'entrée a été ramenée de 5V à 12V pour réduire les pertes dans le bus d'alimentation.

II. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT ET DES CONTRAINTES

Nous vous proposons ici d'étudier un exemple de structure de conversion dédié à une application de type VR puis d'analyser les contraintes d'alimentation des microprocesseurs. Cette étude sera présentée sous la forme d'un jeu de questions réponses.

A. Analyse du fonctionnement

Un VR destiné à alimenter un microprocesseur est réalisé en associant en parallèle et en entrelaçant la commande de plusieurs convertisseurs de type Buck. La structure de base de ce convertisseur est donc l'alimentation Buck dont le schéma est donné à la Fig. A.1.

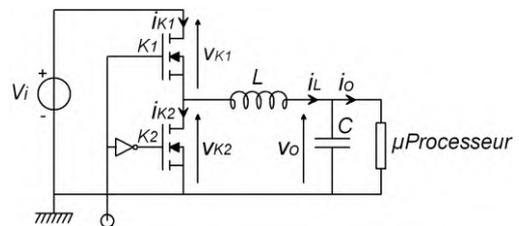


Figure A.1 : Alimentation de type Buck

Nous allons nous intéresser dans un premier temps au fonctionnement en régime permanent de ce convertisseur. Dans cette partie, nous supposons que la tension d'entrée V_i et de sortie V_o restent en première approximation constantes. L'interrupteur K_1 est fermé de 0 à αT et l'interrupteur K_2 est fermé de αT à T . Les interrupteurs K_1 et K_2 sont supposés parfaits.

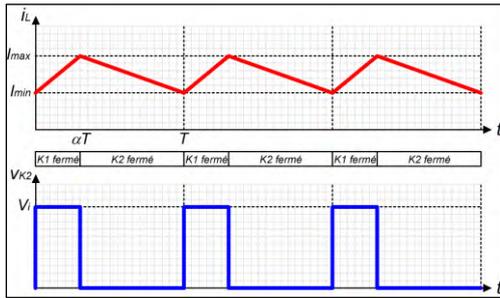
Q.A.1. Dans le cas d'un fonctionnement en régime permanent, donner l'équation d'évolution du courant i_L

en fonction du temps pendant l'intervalle $[0, \alpha T]$ puis sur l'intervalle $[\alpha T, T]$, le courant évoluant entre les valeurs limites I_{max} et I_{min} . Donner le résultat en fonction de $V_i, V_o, L, \alpha, I_{max}$ et I_{min} :

$$t \in [0, \alpha T]: i_L(t) = I_{min} + \frac{(V_i - V_o)}{L} t$$

$$t \in [\alpha T, T]: i_L(t) = I_{max} - \frac{V_o}{L} (t - \alpha T)$$

Q.A.2. Représenter l'allure du courant dans l'inductance et la tension V_{K2}



Q.A.3. Donner l'expression en fonction de V_i et α de la valeur moyenne de v_{K2} sur une période de découpage, valeur que nous noterons : $\langle v_{K2} \rangle_T$:

$$\langle v_{K2} \rangle_T = \alpha V_i$$

Q.A.4. Donner, pour le régime permanent, l'expression de l'ondulation du courant Δi_L dans l'inductance en fonction de V_i, α, L et T :

$$\Delta i_L = \frac{(1 - \alpha)\alpha T V_i}{L}$$

La structure entrelacée correspondant à cette structure de conversion est donnée à la Fig A.2 dans le cas d'un VR à 4 cellules. Dans ce schéma, R_L correspond à la résistance série de l'inductance L .

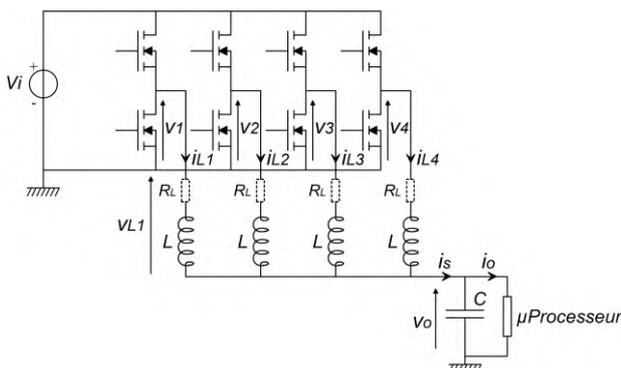


Figure A.2 : VR multicellulaire à structure entrelacée

La tension fournie par chaque convertisseur est décalée par rapport à la précédente d'un intervalle de temps de $T/4$ et les rapports cycliques α de chacune des phases sont identiques en régime permanent et dans le cas supposé d'un fonctionnement idéal du dispositif (correspondant à des caractéristiques identiques pour les composants constituant chaque cellule). Les tensions délivrées par les convertisseurs sont données à la Fig. A.3.

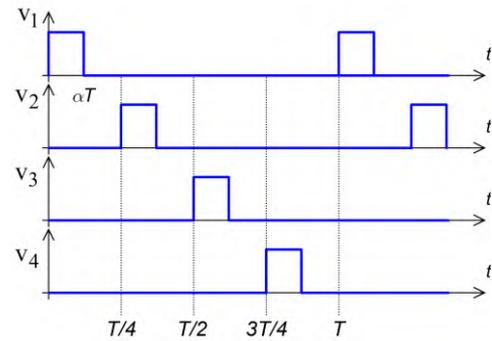


Figure A.3 : Tensions délivrées par les 4 convertisseurs de type Buck

La décomposition en série de Fourier correspondant à la première de ces tensions est donnée par l'expression suivante :

$$v_1(t) = \langle v_1 \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_i}{\pi n} \sin(n\pi\alpha) \cos\left(n\omega\left(t - \alpha\frac{T}{2}\right)\right)$$

avec $\omega = 2\pi/T$

Q.A.5. En supposant un fonctionnement en régime permanent et pour une composante harmonique à la pulsation $n\omega$, vous donnerez la valeur de l'impédance Z_L en sortie de chaque convertisseur sous forme complexe en fonction de R_L, L, n et ω . Z_L est définie comme :

$$Z_{Ln} = \underline{V}_{Ln} / \underline{I}_{Ln}$$

avec n le rang de l'harmonique considéré

$$Z_{Ln} = \frac{V_{Ln}}{I_{Ln}} = R_L + iLn\omega$$

Q.A.6. En supposant que la résistance R_L n'intervient dans le calcul que pour la composante continue du courant, vous donnerez l'expression de la décomposition en série de Fourier du courant $i_{L1}(t)$ en fonction de $V_i, V_o, \alpha, n, \omega, T, R_L$ et L :

$$i_{L1}(t) = \frac{\alpha V_i - V_o}{R_L} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{L\omega n^2\pi} \frac{2V_i}{\pi} \sin(n\pi\alpha) \sin\left(n\omega\left(t - \alpha\frac{T}{2}\right)\right)$$

Q.A.7. Donner sans calcul, l'expression de la décomposition en série de Fourier de la tension $v_2(t)$ et en déduire l'expression du courant $i_{L2}(t)$ dans la cellule 2 du convertisseur :

$$v_2(t) = \langle v_2 \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_i}{\pi n} \sin(n\pi\alpha) \cos\left(n\omega\left(t - \alpha\frac{T}{2} - \frac{T}{4}\right)\right)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{\alpha V_i - V_o}{R_L} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{L\omega n^2\pi} \frac{2V_i}{\pi} \sin(n\pi\alpha) \sin\left(n\omega\left(t - \alpha\frac{T}{2} - \frac{T}{4}\right)\right)$$

Q.A.8. En généralisant ce résultat, donner les expressions des courants dans les cellules 3 et 4 :

$$i_{L3}(t) = \frac{\alpha V_i - V_o}{R_L} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{L\omega n^2\pi} \frac{2V_i}{\pi} \sin(n\pi\alpha) \sin\left(n\omega\left(t - \alpha\frac{T}{2} - \frac{T}{2}\right)\right)$$

$$i_{L4}(t) = \frac{\alpha V_i - V_o}{R_L} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{L\omega n^2\pi} \frac{2V_i}{\pi} \sin(n\pi\alpha) \sin\left(n\omega\left(t - \alpha\frac{T}{2} - \frac{3T}{4}\right)\right)$$

Q.A.9. À partir des expressions des courants dans l'ensemble des phases, montrer que le courant $i_s(t)$ ne comporte pas de composantes harmoniques pour les rangs $4p + 1$, $4p + 2$ et $4p + 3$ avec $p = 0,1,2, \dots$ mais qu'il ne comporte que des composantes harmoniques de rang $4p$:

$$i_s(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t) + i_{L4}(t)$$

Pour les rangs $4p + 1$, la somme des courants fait apparaître le facteur suivant :

$$\begin{aligned} & \sin\left((4p+1)\omega\left(t - \alpha_2^T\right)\right) + \sin\left((4p+1)\omega\left(t - \alpha_2^T - \frac{T}{4}\right)\right) + \\ & \sin\left((4p+1)\omega\left(t - \alpha_2^T - \frac{T}{2}\right)\right) + \sin\left((4p+1)\omega\left(t - \alpha_2^T - \frac{3T}{4}\right)\right) = \\ & \sin\left((4p+1)\omega\left(t - \alpha_2^T\right)\right) + \sin\left((4p+1)\omega\left(t - \alpha_2^T\right) - \frac{\pi}{2}\right) + \\ & \sin\left((4p+1)\omega\left(t - \alpha_2^T\right) - \pi\right) + \sin\left((4p+1)\omega\left(t - \alpha_2^T\right) - \frac{3\pi}{2}\right) = 0 \end{aligned}$$

De façon identique, pour les rangs $4p + 2$ et $4p + 3$, on retrouve la somme de 4 fonctions sinus dont la somme est nulle.

Par contre pour les composantes harmoniques de rang $4p$, la somme peut être non nulle. En effet :

$$\begin{aligned} & \sin\left(4p\omega\left(t - \alpha_2^T\right)\right) + \sin\left(4p\omega\left(t - \alpha_2^T - \frac{T}{4}\right)\right) \\ & + \sin\left(4p\omega\left(t - \alpha_2^T - \frac{T}{2}\right)\right) \\ & + \sin\left(4p\omega\left(t - \alpha_2^T - \frac{3T}{4}\right)\right) \\ & = 4 \times \sin\left(4p\omega\left(t - \alpha_2^T\right)\right) \neq 0 \end{aligned}$$

Q.A.10. En déduire la fréquence f_s des ondulations de courant de sortie $i_s(t)$ en fonction de T :

Les ondulations de courant i_s sont à la fréquence

$$f_s = 4f = 4/T$$

Nous allons maintenant raisonner en termes de schéma équivalent en sortie de convertisseur. Ce schéma peut être mis sous la forme donnée à la Fig. A.4.

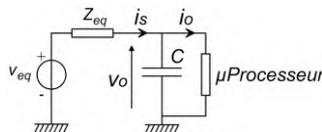


Figure A.4 : Schéma équivalent en sortie de convertisseur

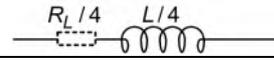
Q.A.11. En utilisant la règle de superposition des sources, vous donnerez l'expression de la tension $v_{eq}(t)$ délivrée par le générateur équivalent en fonction de $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$ et $v_4(t)$:

En appliquant le théorème de Thévenin pour un fonctionnement à vide, c'est-à-dire pour un courant i_s nul, la tension $v_{eq}(t)$ s'écrit :

$$v_{eq}(t) = \frac{v_1(t) + v_2(t) + v_3(t) + v_4(t)}{4}$$

Q.A.12. Vous proposerez un schéma équivalent pour l'impédance Z_{eq} :

L'impédance de Thévenin se détermine en remplaçant les quatre sources de tension par une impédance nulle. Les 4 inductances des structures se retrouvent alors en parallèles. On en déduit alors l'impédance équivalente suivante



Notons que le courant de sortie i_s est de forme triangulaire à valeur moyenne non-nulle et que cette ondulation est toujours plus faible que l'ondulation Δi_L du courant dans chacune des cellules. Ce qui représente un des grands avantages de cette structure particulière.

La régulation des VRs passe par la présence de boucles de régulation. La plupart des architectures de VRs utilisent des boucles imbriquées, l'une gérant le courant débité par le dispositif et l'autre la tension appliquée au microprocesseur.

Nous allons maintenant nous intéresser au procédé utilisé pour « mesurer » le courant i_s débité par le convertisseur. Du fait des très forts courants délivrés par les VRs actuels, aucun shunt de mesure n'est inséré en sortie du dispositif. Le principe de mesure est basé sur le comportement « parasite » résistif de l'inductance de filtrage pour réaliser la mesure. Pour les applications numériques, vous prendrez les valeurs suivantes pour les éléments de ce schéma : $R_L=0,47 \text{ m}\Omega$, $L=220 \text{ nH}$, $C_m=47 \text{ nF}$.

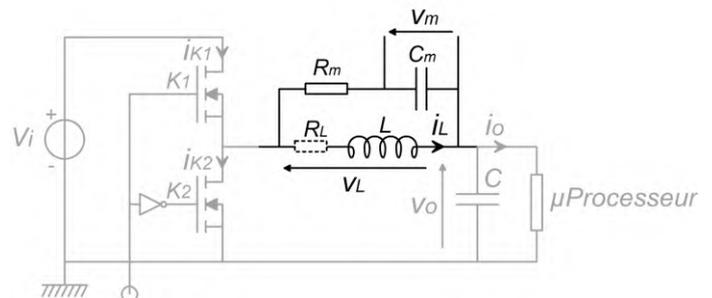


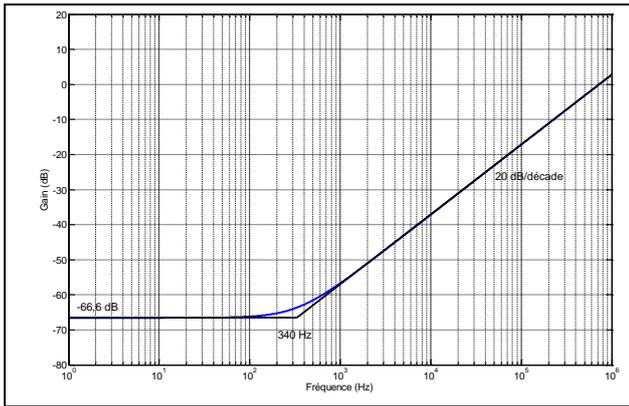
Figure A.5 : Principe de la mesure de courant

Dans la suite nous utiliserons les notations suivantes : \hat{x} représente une variation de la variable x autour d'un point de fonctionnement.

Q.A.13. Donner l'expression de la tension $\hat{v}_L(p)$ en fonction de $\hat{i}_L(p)$. Vous mettrez votre réponse sous la forme $\hat{v}_L(p) = G_L \cdot H_L(p) \cdot \hat{i}_L(p)$ dans laquelle vous vous attacherez à faire apparaître la constante de temps du circuit électrique τ_L . Donner les valeurs numériques de G_L et de la constante de temps τ_L :

$$\hat{v}_L(p) = R_L \cdot \left(1 + \frac{L}{R_L p}\right) \cdot \hat{i}_L(p)$$

Q.A.14. Représenter le diagramme asymptotique correspondant au gain de $G_L \cdot H_L(p)$ en fonction de la fréquence en Hz :



Q.A.15. Donner l'expression de la tension $\hat{v}_m(p)$ en fonction de $\hat{v}_L(p)$. Vous mettez votre réponse sous une forme dans laquelle apparaîtront le gain statique G_m et la constante de temps du circuit électrique τ_m , soit : $\hat{v}_m(p) = G_m \cdot H_m(p) \cdot \hat{v}_L(p)$

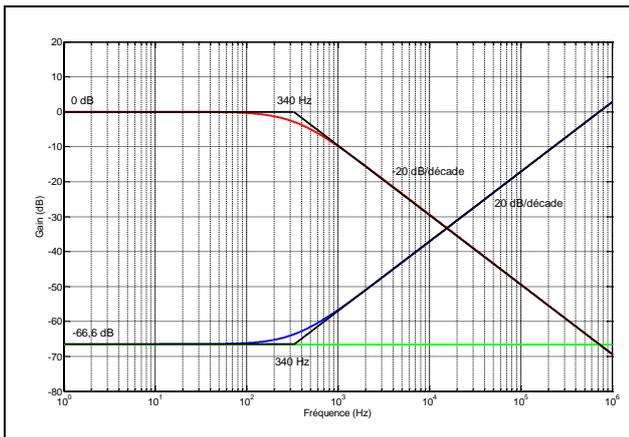
$$\hat{v}_m(p) = \frac{1}{1 + R_m C_m p} \cdot \hat{v}_L(p) \quad \tau_m = R_m C_m \text{ et } G_m = 1$$

Q.A.16. Donner l'expression de la tension $\hat{v}_m(p)$ en fonction de $\hat{i}_L(p)$ et donner la condition pour que la tension v_m soit proportionnelle au courant i_L . Dans ces conditions, quelle relation lie la tension v_m à i_L :

$$\hat{v}_m(p) = R_L \frac{1 + \frac{L}{R_L} p}{1 + R_m C_m p} \cdot \hat{i}_L(p)$$

Si $\frac{L}{R_L} = R_m C_m \Rightarrow v_m(p) = R_L i_L(p)$

Q.A.17. Représenter les diagrammes asymptotiques de gain correspondant à $G_m \cdot H_m(p)$ et à $\hat{v}_m(p)/\hat{i}_L(p)$, en fonction de la fréquence en Hz, dans les conditions définies à la question Q.A.16 .



Q.A.18. Conclure sur l'intérêt de cette mesure de courant et sur les caractérisations à réaliser pour la mettre en œuvre.

Cette mesure ne nécessitant pas de capteur spécifique est donc très économique. Il n'y a aucunes pertes d'insertion supplémentaires comme par exemple celles qu'apporterait l'insertion d'un shunt résistif. La mise en œuvre nécessite par contre une identification de

chaque inductance sous peine d'une mauvaise compensation de la constante de temps du circuit.

Nous allons maintenant définir les contraintes de fonctionnement imposées à ces convertisseurs par les constructeurs de microprocesseurs.

B. Analyse des contraintes

Les contraintes imposées par Intel pour l'alimentation de ses microprocesseurs peuvent être décomposées en caractéristiques statiques et dynamiques. Ces caractéristiques imposées sont obtenues grâce aux boucles de régulation du régulateur. Le schéma du VR complété de ces boucles de régulation est donné à la Fig. B.1.

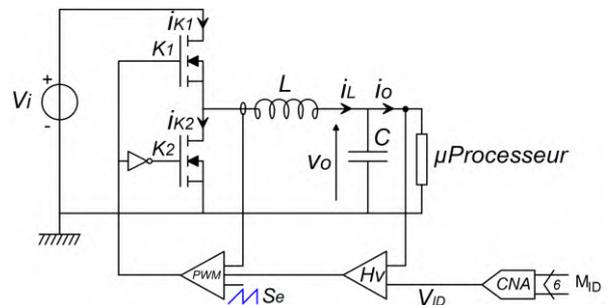


Figure B.1 : Schéma d'un VR avec ses boucles de régulation

Caractéristique statique

La tension délivrée par un VR est pilotée par le microprocesseur à partir d'un mot binaire M_{ID} de 6 bits. Ce mot binaire définit une tension de référence V_{ID} à partir de laquelle la tension fournie par le VR (V_0) est déterminée comme une fonction du courant absorbé par le microprocesseur ($i_0 = cte = I_0$). La tension délivrée par le VR doit obligatoirement être comprise entre les limites définies par le constructeur du microprocesseur (voir Fig. B.2 pour le cahier des charges du guide de conception **Intel VRD 10.1** : [ftp://download.intel.com/design/Pentium4/guides/30235604.pdf](http://download.intel.com/design/Pentium4/guides/30235604.pdf)). La tension requise est donc définie en termes de déviation par rapport à la tension de référence V_{ID} . A titre d'information et pour le guide de conception considéré, le tableau I donne la table de correspondance entre le mot binaire et la valeur de la tension V_{ID} .

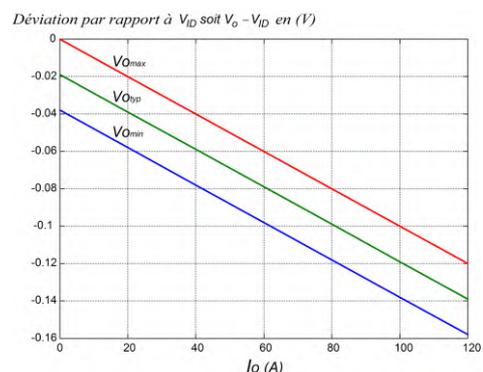


Figure B.2 : Cahier des charges du guide de conception VRD 10.1 pour les μ Processeurs Intel

Table 6-3. VRD10 Voltage Identification (VID) Table

Processor Lands (0 = low, 1 = high)						V _{IO} (V)	Processor Lands (0 = low, 1 = high)						V _{IO} (V)
VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0		VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	
0	0	1	0	1	0	0.8375	0	1	1	0	1	0	1.2125
1	0	1	0	0	1	0.8500	1	1	1	0	0	1	1.2250
0	0	1	0	0	1	0.8625	0	1	1	0	0	1	1.2375
1	0	1	0	0	0	0.8750	1	1	1	0	0	0	1.2500
0	0	1	0	0	0	0.8875	0	1	1	0	0	0	1.2625
1	0	0	1	1	1	0.9000	1	1	0	1	1	1	1.2750
0	0	0	1	1	1	0.9125	0	1	0	1	1	1	1.2875
1	0	0	1	1	0	0.9250	1	1	0	1	1	0	1.3000
0	0	0	1	1	0	0.9375	0	1	0	1	1	0	1.3125
1	0	0	1	0	1	0.9500	1	1	0	1	0	1	1.3250
0	0	0	1	0	1	0.9625	0	1	0	1	0	1	1.3375
1	0	0	1	0	0	0.9750	1	1	0	1	0	0	1.3500
0	0	0	1	0	0	0.9875	0	1	0	1	0	0	1.3625
1	0	0	0	1	1	1.0000	1	1	0	0	1	1	1.3750
0	0	0	0	1	1	1.0125	0	1	0	0	1	1	1.3875
1	0	0	0	1	0	1.0250	1	1	0	0	1	0	1.4000
0	0	0	0	1	0	1.0375	0	1	0	0	1	0	1.4125
1	0	0	0	0	1	1.0500	1	1	0	0	0	1	1.4250
0	0	0	0	0	1	1.0625	0	1	0	0	0	1	1.4375
1	0	0	0	0	0	1.0750	1	1	0	0	0	0	1.4500
0	0	0	0	0	0	1.0875	0	1	0	0	0	0	1.4625
1	1	1	1	1	1	OFF ¹	1	0	1	1	1	1	1.4750
0	1	1	1	1	1	OFF ¹	0	0	1	1	1	1	1.4875
1	1	1	1	1	0	1.1000	1	0	1	1	1	0	1.5000
0	1	1	1	1	0	1.1125	0	0	1	1	1	0	1.5125
1	1	1	1	0	1	1.1250	1	0	1	1	0	1	1.5250
0	1	1	1	0	1	1.1375	0	0	1	1	0	1	1.5375
1	1	1	1	0	0	1.1500	1	0	1	1	0	0	1.5500
0	1	1	1	0	0	1.1625	0	0	1	1	0	0	1.5625
1	1	1	0	1	1	1.1750	1	0	1	0	1	1	1.5750
0	1	1	0	1	1	1.1875	0	0	1	0	1	1	1.5875
1	1	1	0	1	0	1.2000	1	0	1	0	1	0	1.6000

1. The V_{OC} output is disabled upon communication of an OFF VID code. This is the same as de-asserting the output enable input (Section 6.1).
2. VID [4:0] are compatible with Intel desktop processors using five-bit VID codes.
3. VID [5:0] will be used on processors with six-bit codes.
4. Processors with seven or eight VID lines are not supported by VRD10.

TABLE I : Correspondance entre mot binaire et tension V_{IO}

Q.B.1. En supposant la tension de sortie confondue avec la courbe typique, vous donnerez l'expression de la tension V₀ en fonction de I₀ et V_{IO}. Donner la valeur de la résistance équivalente de sortie du VR :

$$V_0 = (V_{IO} - 0,02) - 10^{-3} \cdot I_0 \Rightarrow R_{eq} = 10^{-3} \Omega$$

Caractéristique dynamique

Les caractéristiques dynamiques imposées par le constructeur de microprocesseur lors de changements de régime de fonctionnement du microprocesseur peuvent être représentées lors d'un passage en régime de repos à un régime de calcul intense et réciproquement. Le fonctionnement idéal souhaité dans ces phases transitoires peut être représenté de la façon suivante :

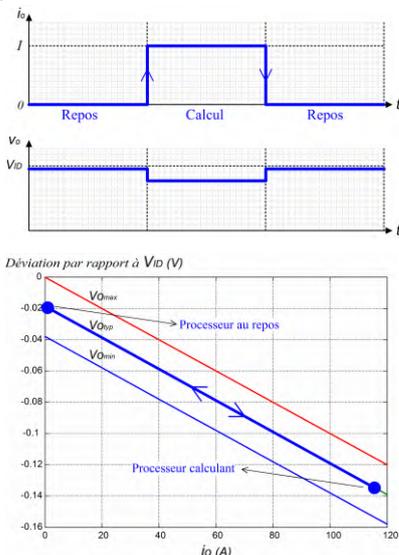


Figure B.3 : Comportement dynamique imposé pour un VR

Q.B.2. Aux vues des comportements dynamiques données à la Fig. B.3, donner la valeur de l'impédance de sortie du VR (en terme de variation par rapport au point de fonctionnement). Vous mettrez le résultat sous la forme suivante : $\hat{v}_0(p) = R_0 \cdot H_0(p) \cdot \hat{i}_0(p)$:

Le comportement dynamique souhaité est purement résistif soit :

$$\hat{v}_0(p) = -10^{-3} \cdot \hat{i}_0(p) \quad R_0 = 10^{-3} \Omega \quad H_0(p) = -1$$

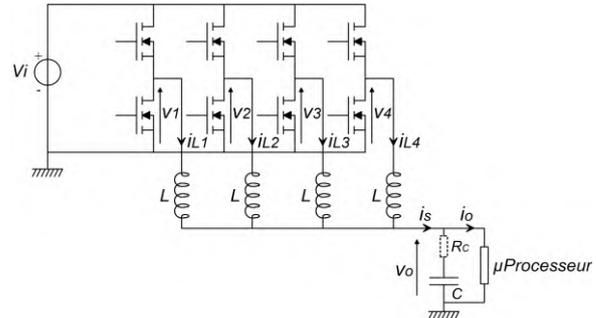


Figure B.4 : schéma équivalent du condensateur de découplage en sortie de VR

Nous allons maintenant analyser les contraintes induites par ce comportement imposé sur le fonctionnement du convertisseur. Pour cela, nous allons nous baser sur le schéma équivalent de la Fig. B.4 dans lequel nous prenons en compte la résistance série des capacités de découplage en sortie de convertisseur représentant les pertes diélectriques des capacités en régime transitoire.

Q.B.3. Donner l'expression liant $\hat{v}_0(p)$ aux courants $\hat{i}_0(p)$ et $\hat{i}_s(p)$:

$$\hat{v}_0(p) = \left(R_c + \frac{1}{Cp} \right) (\hat{i}_s(p) - \hat{i}_0(p))$$

Q.B.4. À partir de la caractéristique dynamique souhaitée et déterminée à la question Q.A.20 donner la relation devant lier les courants $\hat{i}_0(p)$ et $\hat{i}_s(p)$. Vous mettrez le résultat sous la forme suivante :

$$\hat{i}_s(p) = \left(\frac{N_s(p)}{D_s(p)} \right) \cdot \hat{i}_0(p)$$

où N_s(p) et D_s(p) sont des polynômes de la variable p. Le résultat sera donné en fonction de R₀, R_c et C.

$$\hat{i}_s(p) = \frac{1 + (-R_0 + R_c)Cp}{1 + R_cCp} \cdot \hat{i}_0(p)$$

Q.B.5. Dans la pratique, le nombre de condensateurs de découplage à placer en parallèle est choisi de telle sorte que R₀ = R_c. Donner dans ces conditions les expressions du courant i_s(t) pour un échelon du courant i₀ absorbé par le microprocesseur d'amplitude +I et -I.

$$\hat{i}_s(p) = \frac{1}{1 + R_cCp} \cdot \hat{i}_0(p)$$

$$\hat{i}_s(t) = \pm I \left(1 - e^{-\frac{t}{R_cC}} \right)$$

Les formes d'onde calculées à la question précédente ne peuvent pas toujours être obtenues du fait de la limitation intrinsèque de la dynamique en sortie de convertisseur. Cette limitation peut intervenir lors de grandes variations de niveau de courant appelé par le microprocesseur. Nous allons maintenant mettre en évidence ces limitations.

Q.B.6. À partir du schéma de la Fig. A.6, et en supposant que la contrainte de croissance du courant dans l'inductance soit telle que le régulateur du VR impose un rapport cyclique unitaire ($\alpha = 1$) pour toutes les cellules, donner la valeur du gradient de courant dans les inductances de sortie di_L/dt en fonction de V_i , V_0 et L :

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_{\text{croissance max}} = \frac{V_i - V_0}{L}$$

Q.B.7. De la même façon, en supposant que la contrainte de décroissance du courant dans l'inductance soit telle que le régulateur du VR impose un rapport cyclique nul pour toutes les cellules, donner la valeur limite du gradient de courant en sortie du convertisseur di_L/dt en fonction de V_0 et L :

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_{\text{décroissance max}} = \frac{-V_0}{L}$$

Q.B.8. Dans le cas d'une structure entrelacée correspondant à un VR à 4 cellules (voir Fig. A.9), donner les valeurs limites des gradients de courant de sortie di_s/dt pour les phases de croissance et de décroissance du courant de sortie en fonction de V_i , V_0 et L :

$$\begin{aligned} \left(\frac{di_s}{dt}\right)_{\text{croissance max}} &= 4 \frac{(V_i - V_0)}{L} \\ \left(\frac{di_s}{dt}\right)_{\text{décroissance max}} &= -4 \frac{V_0}{L} \end{aligned}$$

Q.B.9. En déduire l'un des intérêts de la structure entrelacée parallèle utilisée dans les VRs modernes :

La structure entrelacée parallèle permet une augmentation de la dynamique par rapport aux structures à une cellule.

Q.B.10. Donner l'expression de l'amplitude maximale d'un échelon positif ($I_{\text{max_positif}}$) et négatif ($I_{\text{max_négatif}}$) du courant absorbé par le microprocesseur pour rester dans un mode de fonctionnement linéaire du convertisseur. Faire l'application numérique pour $V_i = 12 \text{ V}$, $V_0 = 1,2 \text{ V}$, $L = 220 \text{ nH}$, $R_c = 1 \text{ m}\Omega$ et $C = 6,72 \text{ mF}$.

$$\left(\frac{di_s}{dt}\right)_{\text{croissance max}} = 4 \frac{(V_i - V_0)}{L} = \frac{I_{\text{max_positif}}}{R_c C}$$

$$I_{\text{max_positif}} = 4R_c C \frac{(V_i - V_0)}{L} = 1320 \text{ A}$$

$$\left(\frac{di_s}{dt}\right)_{\text{décroissance max}} = -4 \frac{V_0}{L} = -\frac{I_{\text{max_négatif}}}{R_c C}$$

$$I_{\text{max_négatif}} = 4R_c C \frac{V_0}{L} = 147 \text{ A}$$

III. LES ÉVOLUTIONS RÉCENTES

Les VRs destinés à alimenter les microprocesseurs sont des convertisseurs tout à fait particuliers. Comme nous l'avons vu, la conception de tels convertisseurs implique, entre autre chose, de prendre en compte les contraintes dynamiques importantes imposées par les variations brutales de consommation du processeur. La tendance actuelle est à la réduction des tensions de fonctionnement des microprocesseurs et du fait de l'augmentation du nombre de transistors, à une augmentation du courant maximal absorbé. Pour accompagner cette tendance les constructeurs de VRs ont tout d'abord été amenés à augmenter la valeur des capacités réservoirs d'énergie en sortie de convertisseur, mais l'augmentation du nombre de condensateurs induisant un surcoût important et l'accroissement de la surface occupée sur la carte mère a très vite rendu cette solution non viable. Cette évolution est illustrée à la Fig. 9 où l'on note pour ces cartes mères, à la fois, une augmentation du nombre de condensateurs réservoirs et de la surface occupée par l'alimentation du microprocesseur.

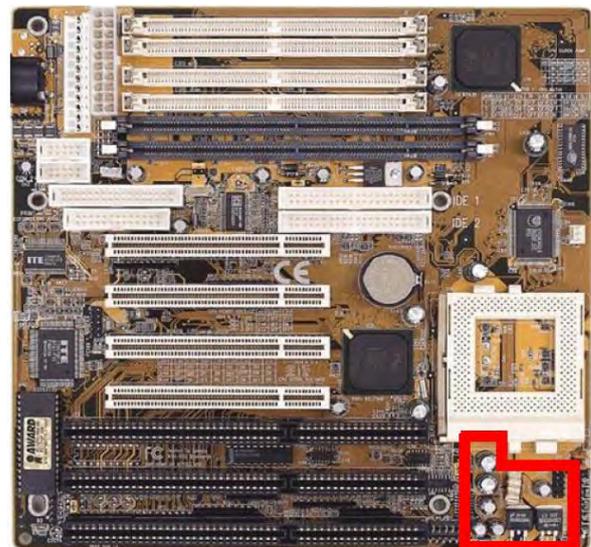


Figure 9 : Evolution du nombre des capacités réservoir d'énergie en sortie de VR avec l'évolution des microprocesseurs

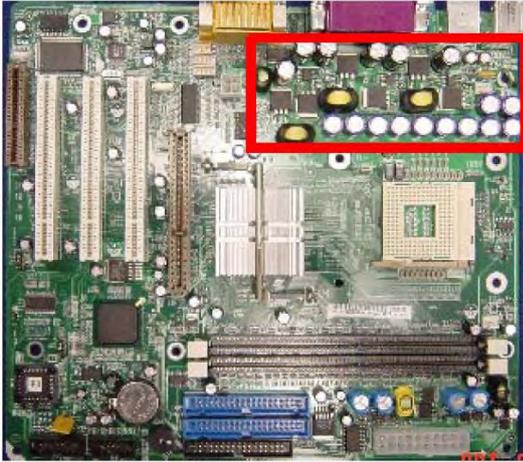


Figure 10 suite : Evolution du nombre des capacités réservoir d'énergie en sortie de VR avec l'évolution des microprocesseurs

La seconde étape a donc consisté à réduire la valeur des inductances de filtrage de manière à augmenter la réponse dynamique des VRs mais cette réduction conduit également à une augmentation de l'ondulation du courant dans la structure de conversion. Nous avons vu précédemment que cette augmentation de l'ondulation peut être contrecarrée en sortie de convertisseur par l'utilisation d'une structure de convertisseur multicellulaire à commande entrelacée. Cependant l'effet bénéfique de réduction d'ondulation des courants n'est alors présent qu'en sortie de structure et chaque cellule du convertisseur voit la pleine ondulation, ce qui implique de très fortes contraintes sur les transistors et les inductances de filtrage. Le rendement s'en trouve fortement dégradé.

Plus récemment, des études ont montré qu'il était possible de faire bénéficier des effets de réduction d'ondulation de courant apportés par l'entrelacement à chaque cellule. Pour cela, il suffit de coupler magnétiquement de façon judicieuse les inductances de chaque cellule élémentaire. Les composants magnétiques ainsi réalisés constituent alors des inductances couplées ou lorsque l'énergie magnétique stockée devient très faible un ou des transformateurs intercellules (ICTs InterCell Transformers). Le schéma de principe de cette nouvelle structure de VR est donné à la Fig. 10.

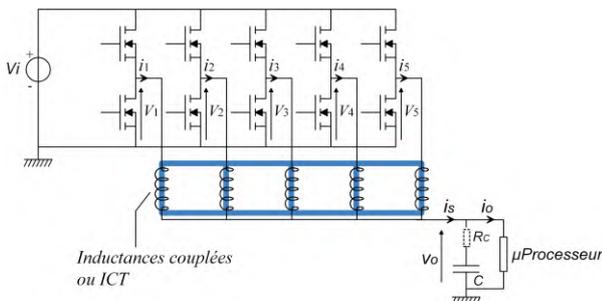


Figure 11 : Amélioration de la structure des VRs en couplant magnétiquement les cellules entre elles

Les cartes mères développées sur ce principe ont montré le très gros avantage de ces structures en permettant à la fois de réduire le nombre de capacités réservoirs tout en conservant des ondulations de courant faibles dans chacune des cellules et donc sans générer de surdimensionnement des transistors et des parties magnétiques du VR. La Fig. 11 montre un exemple de carte mère utilisant ce principe. On voit très nettement sur cette photographie l'avantage apporté par la méthode avec ici, le remplacement des capacités réservoirs par des capacités céramiques de bien plus faible valeur.



Figure 12 : Exemple de carte mère utilisant une structure de VR de nouvelle génération

La compacité de ces VRs est telle qu'Intel envisage désormais l'intégration de ces structures de convertisseur sur le « package » même du microprocesseur. Si les procédés de fabrication correspondants s'avèrent technologiquement et économiquement viables, les VRs des composants numériques rapides pourraient alors être intégrés directement au microprocesseur. La Fig. 12 montre les premiers résultats d'une telle intégration. Nous ne sommes donc pas au bout de l'évolution de ces convertisseurs qui peuvent désormais bénéficier des filières technologiques développées pour la micro-électronique.

Le diagramme présente l'architecture de la technologie VR intégrée d'Intel. À gauche, une liste de caractéristiques : 'Common Cell' Architecture - 20 cells, Architecture supports flat efficiency curve, Fine grain power management (Allowing for multiple voltage rails), Telemetry and Margining features, Active Voltage Positioning for current sharing and balance, et Control features including JTAG, FPGA, Test/BIST. Au centre, un schéma 'General Arch' montre une matrice de cellules. À droite, une image d'un package microprocesseur est présentée avec des dimensions de 12.97 mm de largeur et 8.14 mm de hauteur. Une cellule individuelle est indiquée avec une surface de 2.8 mm². Le logo Intel est visible en bas à droite.

Figure 13 : Le futur de l'intégration des VRs

Identification et régulation d'une alimentation à découpage Forward dans l'environnement Matlab/Simulink/dSPACE

JM ROUSSEL, B EMILE, E PERRONNIN

IUT de l'Indre, Département GEII, 2 avenue François Mitterrand 36000 CHATEAUROUX

Courriel : jean-marc.rousseau@univ-orleans.fr

Résumé : Cet article présente un projet destiné à des étudiants de deuxième année DUT GEII. Durant ce projet, ces derniers doivent effectuer la modélisation, l'identification et la correction d'une alimentation à découpage didactique Forward dans l'environnement Matlab/Simulink/dSpace. Grâce à la plate-forme expérimentale instrumentée à l'aide d'une carte dSpace RT1104, les étudiants peuvent se focaliser sur le calcul du correcteur PI.

Mots clés : alimentation Forward, identification, environnement Matlab/Simulink/dSPACE

1. Introduction

Les alimentations à découpage se sont imposées par rapport aux alimentations linéaires. En effet, elles offrent principalement trois avantages. Le premier avantage est que le rendement d'une alimentation à découpage est de l'ordre de 80% à 90% alors que celui d'une alimentation linéaire est de l'ordre de 25% à 50%. Le second avantage est que le découpage permet d'optimiser et de réduire la taille des composants dû à l'élévation de la fréquence de découpage. Enfin, les alimentations à découpage permettent d'abaisser, d'élever la tension de sortie.

Les alimentations à découpage doivent être compactes, efficaces et très minces pour s'accommoder des petits espaces laissés libres entre les cartes quelque soit le domaine d'application (alimentation pc, téléphone portable, appareil multimédia ...).

Les alimentations à découpage permettent d'obtenir une tension continue fixe ou variable à partir d'une tension continue quelconque. La tension continue de départ peut être par exemple une batterie d'accumulateurs, une batterie de cellules solaires ou encore le réseau alternatif redressé et filtré.

Dans cette article, nous présentons un projet dans lequel les étudiants doivent implanter un correcteur proportionnel intégral (PI) dans l'environnement temps réel Matlab/Simulink/.

Le projet développé à l'IUT s'appuie sur une maquette didactique reproduisant une alimentation à découpage isolée de type Forward. Les étudiants doivent tout d'abord déterminer le modèle aux valeurs moyennes de l'alimentation puis l'identifier. Ensuite, ils doivent calculer les paramètres du correcteur PI

présents dans la boucle de régulation en tension. Afin, ils réalisent différents essais en régulation à vide et en charge pour évaluer les performances.

2. Plate-forme expérimentale

2.1. Descriptif du système étudié

La figure 1 donne le schéma synoptique de la plate-forme expérimentale utilisée dans le cadre de ce projet.

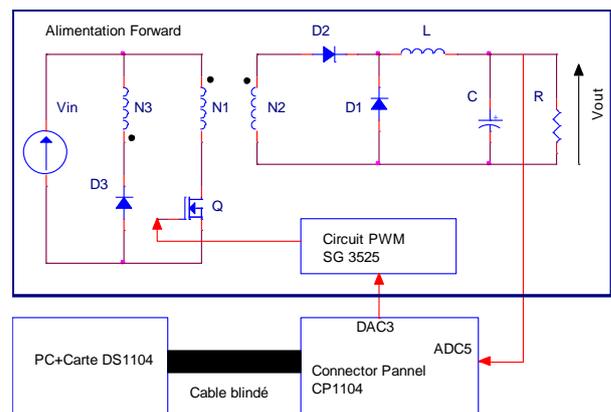


Figure 1 : Synoptique de la plate-forme expérimentale

2.2. Alimentation Forward

L'alimentation isolée Forward est obtenue à l'aide d'un convertisseur DC/DC de type Buck (step down) dans lequel un transformateur haute fréquence assure une isolation galvanique entre la charge et la source d'alimentation. La figure 2 rappelle la structure du Forward.

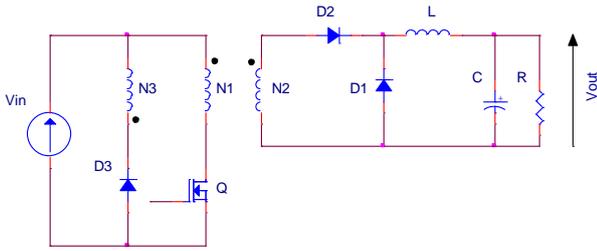


Figure 2 : Schéma simplifié du Forward

La relation liant la grandeur d'entrée et de sortie du Forward est :

$$V_{out} = mDV_{in} \quad (1)$$

Avec m rapport de transformation et $D =$ rapport cyclique

2.3. Principe de la régulation en tension d'une alimentation à découpage

La valeur moyenne de la tension de sortie doit être maintenue à une valeur imposée par le cahier des charges quelques soient les fluctuations de la charge ou de la tension d'entrée.

La régulation compare la tension de sortie (ou une image proportionnelle de cette tension) avec une tension de référence fixe, ce qui produit un signal d'erreur qui est en suite corrigé par un correcteur de fonction de transfert $C(s)$. Puis, le signal corrigé est comparé à un signal en dents de scie interne fixe (v_{ramp}). La comparaison permet de faire varier le temps de conduction ($t_{on} = DT$) du transistor MOSFET tout en gardant la fréquence de découpage fixe.

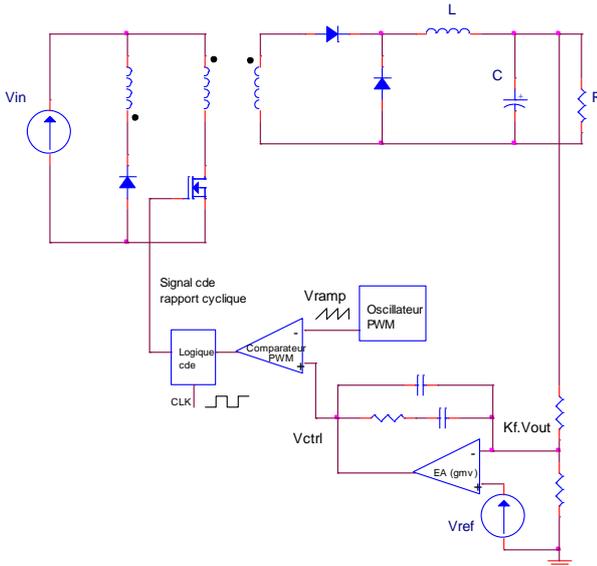


Figure 3: Schéma de principe d'une boucle de régulation en tension de l'alimentation Forward

2.4. Carte de contrôle dSPACE

La partie « *contrôle-commande* » est assurée par une carte DS1104 développée par la société dSPACE. Cette carte de contrôle se compose de deux processeurs. Le processeur maître permet de gérer l'application tandis que le processeur esclave, génère les signaux de commande, ceci constitue la partie « *hardware* » de dSPACE.

La partie « *software* » se compose, quant à elle de deux logiciels. Le premier, Matlab/Simulink, permet une programmation aisée de l'application temps réel sous Simulink par utilisation de blocs spécifiques (appartenant à la « *toolbox Real Time Interface (RTI)* ») permettant de configurer les entrées/sorties de la carte DS1104. Le second logiciel, Control Desk, permet de charger le code du programme sous la carte (écrit sous forme graphique dans Simulink et compilé et transformé en code C), de créer un environnement d'expérimentation complet et notamment un interface graphique de commande du procédé temps-réel, de traiter les données et de les enregistrer sous un format compatible avec Matlab (en vue d'un traitement ultérieur) ou encore de suivre des données mesurées ou calculées à l'aide d'afficheurs graphiques ou digitaux.

2.5. Environnement de mesures

L'échange d'informations entre la carte dSPACE et l'alimentation Forward s'effectue par l'intermédiaire d'un boîtier externe de raccordement (Connector Panel CP1104) relié à la carte via un câble blindé et recevant les signaux analogiques par l'intermédiaire de connecteurs BNC. Les mesures peuvent être récupérées sur un oscilloscope ou l'interface Control Desk.

3. Modélisation d'une alimentation Forward

3.1. Modélisation de la partie puissance

L'étage de sortie de l'alimentation Forward possède deux configurations de durées respectives $t_{on} = DT$ et $t_{off} = (1 - D)T$ au cours de la période de fonctionnement T .

La modélisation moyenne consiste à remplacer l'étage de sortie (équivalent à un convertisseur *Buck*) par un générateur continu équivalent dont la tension est la valeur moyenne calculée sur une période de découpage. Son expression est donnée en (1).

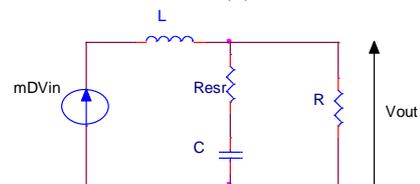


Figure 4: Schéma équivalent aux valeurs moyennes

La résistance R_{esr} représente la totalité des pertes du condensateur à fréquence donnée et la résistance R représente la résistance de la charge.

A partir du schéma équivalent aux valeurs moyennes de l'alimentation Forward, présenté à la figure 4, nous obtenons la fonction de transfert suivante :

$$H_{forward}(s) = \frac{1 + sR_{esr}C}{1 + \frac{2\xi}{\omega_{LC}}s + \frac{1}{\omega_{LC}^2}s^2} mV_{in} \quad (2)$$

Avec ω_{LC} la pulsation propre et ξ le coefficient d'amortissement :

$$\omega_{LC} = \sqrt{\frac{R}{(R + R_{esr})LC}} \quad (3)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \frac{L + RR_{esr}C}{\sqrt{R(R + R_{esr})LC}} \quad (4)$$

L'équation (4), nous informe que le facteur d'amortissement est dépendant de la charge, le système est plus amorti en charge qu'à vide. Le dépassement sera donc plus important à vide qu'en charge.

3.2. Modélisation de la partie commande

La figure 5 présente le graphe du rapport cyclique en fonction de la tension de contrôle.

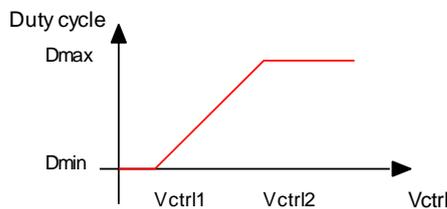


Figure 5 : Caractéristique circuit PWM

Lors de petites variations du circuit de commande v_{ctrl} , il y a un certain retard entre la variation v_{ctrl} et son influence sur le rapport cyclique $d(t)$. Ce retard peut varier entre 0 et T (avec T période de découpage). Le retard moyen est égal à $\tau_d = T/2$. On en déduit la fonction de transfert du circuit de commande PWM :

$$H_{pwm}(s) = \frac{d(s)}{v_{ctrl}(s)} = K_d e^{-s\tau_d} \approx 0,17 \quad (5)$$

Pour le circuit de commande de notre maquette, le gain K_d est égal à 0,17. On négligera pour la suite de notre étude la constante de temps τ_d .

3.3. Modélisation de la partie capteur de la tension de sortie

Le capteur de tension est réalisé sous Simulink à l'aide d'un gain pur égal à $K_f = 0,324$. En effet, nous souhaitons disposer pour une tension de consigne de 2,3 volts d'une tension de sortie de 7,1 volts.

$$H_{fbv}(s) = K_f = \frac{2,3}{7,1} = 0,324 \quad (6)$$

Il est à noter qu'en milieu industriel, on utilise un optocoupleur avec polarisation par diode zéner programmable.

3.4. Fonction de transfert non corrigée en boucle ouverte

L'alimentation à découpage Forward peut se mettre sous la forme du schéma bloc donné en figure 6.

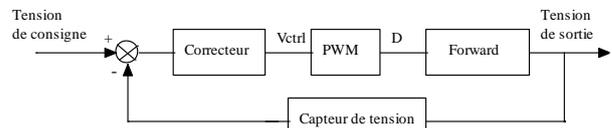


Figure 6: Schéma bloc Forward

La fonction de transfert en boucle ouverte non corrigée est le produit des fonctions de transfert.

$$H_{bo}(s) = H_{pwm}(s)H_{forward}(s)H_{fbv}(s) \quad (7)$$

$$H_{bo}(s) = \frac{1 + sR_{esr}C}{1 + \frac{2\xi}{\omega_{LC}}s + \frac{1}{\omega_{LC}^2}s^2} mV_{in} K_d K_f \quad (8)$$

Le tracé de Bode de la fonction de transfert $H_{bo}(s)$ est donné en figure 7.

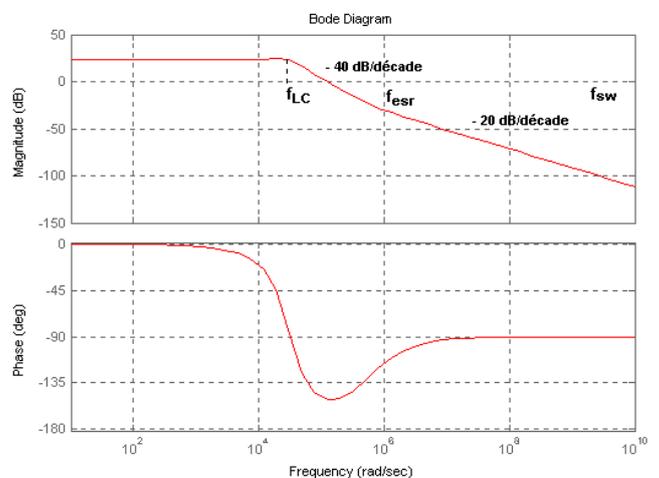


Figure 7: Diagramme de Bode

4. Identification

4.1. Identification fréquentielle

L'identification fréquentielle consiste à exciter l'alimentation, dont on cherche à tracer le lieu de Bode, par une entrée sinusoïdale sur une plage suffisamment grande de fréquences (10 Hz à 2,5 kHz).

$$v_c(t) = V_c + \tilde{v}_c(t) = 2,3 + 0,5 \sin \omega t \quad (8)$$

$$v_{out}(t) = V_{out} + \tilde{v}_{out}(t) = V_{out} + \tilde{v}_{out} \sin(\omega t + \varphi) \quad (9)$$

Pour obtenir le signal de consigne $v_c(t)$, il faut utiliser sous Simulink, un générateur basse fréquence (*bloc source* « *Sine Wave* ») avec un offset de 2,3 volts (*bloc source* « *Constant* »).

Les valeurs pour le tracé du diagramme de Bode sont obtenues sous l'interface *Control Desk* ou sur un oscilloscope.

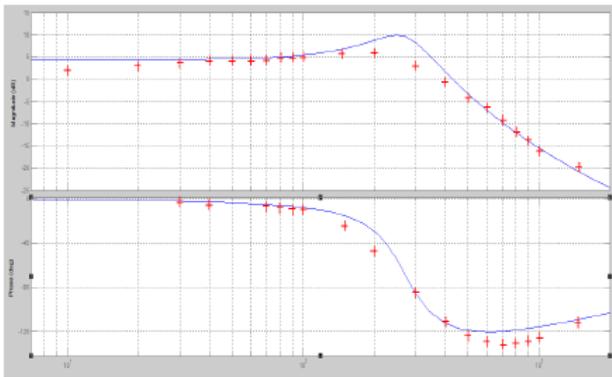


Figure 8: Diagramme de Bode expérimental

5. Régulation de la tension de sortie

5.1. Détermination du correcteur PI

Le cahier des charges impose un erreur statique nulle, un dépassement inférieur à 15% et un temps de monté t_m inférieur à 30 ms.

Le lieu de Bode permet de voir que le système possède une erreur statique et que la marge de phase n'est pas correcte. Il faut donc introduire un correcteur PI afin d'éliminer l'erreur statique et améliorer la marge de phase. La fonction de transfert est donnée ci-dessous :

$$C(s) = K_p \frac{1 + sT_i}{sT_i} \quad (10)$$

Le respect du dépassement nécessite une marge de phase supérieure ou égale à 70° . On lit sur le diagramme de Bode que pour obtenir cette marge de phase, la pulsation de coupure corrigée ω_{c0c} est égal à $2,08.10^3$

$rd s^{-1}$. La constante de temps T_i va être choisie de telle sorte que le correcteur PI ne modifie pas la marge de phase.

$$\frac{1}{T_i} \leq \frac{\omega_{c0c}}{10} \Rightarrow T_i \geq \frac{10}{\omega_{c0c}} = 4,81 \text{ ms} \quad (11)$$

A partir de l'équation (11), on détermine la constante de temps T_i , soit $T_i = 8 \text{ ms}$.

On ajuste le gain K_p de façon à ce qu'en ω_{c0c} le gain de boucle soit unitaire à l'aide du lieu de Bode de la fonction de transfert corrigée tracé sans le gain K_p .

$$K_p = 10^{\frac{6,03}{20}} = 0,5 \quad (12)$$

Le tracé de Bode de la fonction de transfert corrigée $H_{boepi}(s)$ est donné en figure 9.

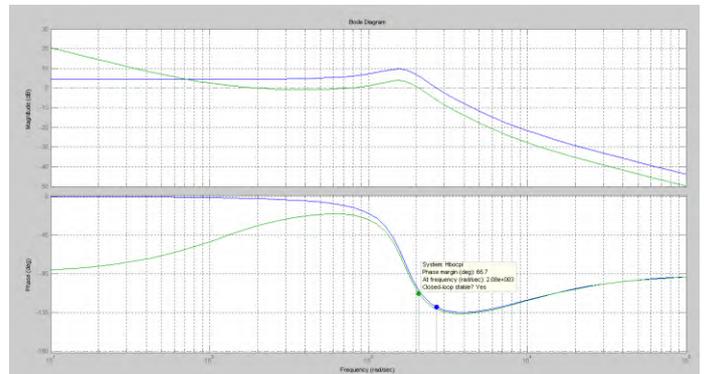


Figure 9: Diagramme de Bode

5.2. Implantation du correcteur PI dans l'environnement Simulink/Dspace

La figure 10 présente la structure du programme sous Simulink avec un correcteur PI.

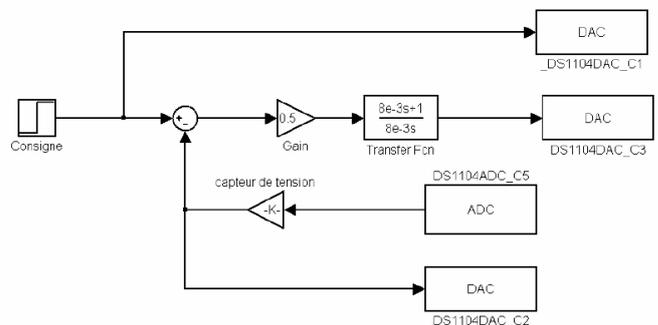


Figure 10: Schéma sous Simulink avec correcteur PI

La sortie DCA3 permet de fournir le signal v_{ctrl} en sortie du correcteur PI afin d'attaquer le circuit de commande PWM délivrant le rapport cyclique du transistor MOSFET. L'entrée ADC5 reçoit la tension de sortie de l'alimentation Forward.

Les sortie *DAC1* et *DAC2* permettent de connecter un oscilloscope, si on ne souhaite pas utiliser l'interface *Control Desk*, pour visualiser la tension de consigne et l'image de la tension de sortie régulée.

Une fois le schéma *Simulink* terminé et sauvegardé, l'étape suivante consiste à générer le code associé au schéma *Simulink* et à le transférer dans le DSP. Si la compilation a réussi, le chargement du programme et son exécution dans le DSP se font automatiquement.

Pour éviter à compiler à chaque essai, on peut développer un interface sous *Control Desk* qui permet de visualiser et de modifier en temps réel les différentes variables du schéma *Simulink*.

6. Résultats

6.1. Comportement de la boucle de régulation sans correcteur

Afin de valider le comportement de la boucle de tension de l'alimentation Forward, on présente sur la figure 11 la réponse en boucle fermée non corrigée à un échelon de consigne de 2,3 volts à vide avec application d'un impact de charge. L'analyse de la réponse temporelle permet de voir que l'on ne répond pas au cahier des charges du point de vue de l'erreur statique ($\epsilon_{s_consigne} = 40\%$), du dépassement ($D = 28\%$) et enfin du rejet de la perturbation ($\epsilon_{s_perturbation} = 56\%$).

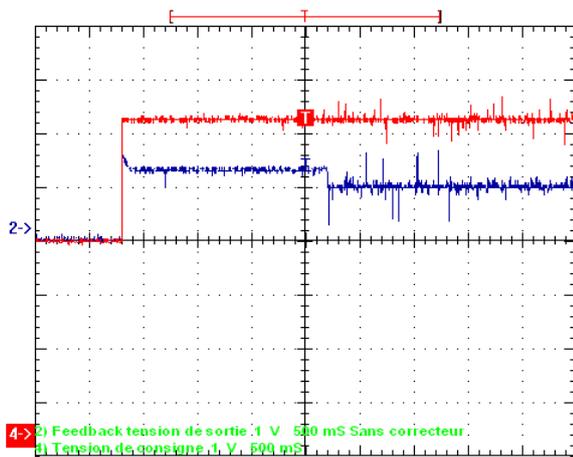


Figure 11: Réponse temporelle en boucle fermée non corrigée

Une première analyse succincte du relevé en boucle fermée non corrigée consiste à doter la boucle de régulation d'un régulateur à action proportionnelle afin d'augmenter la rapidité et le rejet de perturbation, et enfin d'une action intégrale pour annuler l'erreur statique.

6.2. Comportement de la boucle de régulation lors d'un échelon de consigne

La figure 12 présente le comportement de la boucle tension avec correcteur PI lors d'un échelon de consigne de 2,3 volts

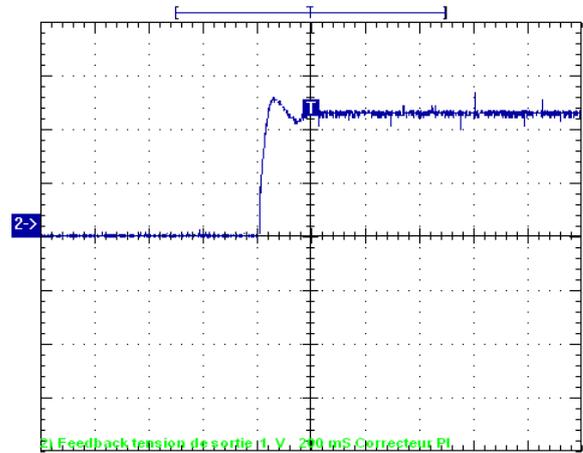


Figure 12: Réponse temporelle en boucle fermée corrigée avec correcteur PI

En régime permanent aucune erreur statique n'est à signaler, le temps de monté du système est très satisfaisant ($t_m = 25ms$) et on observe un respect du dépassement ($D = 13\%$).

L'action intégrale a bien annulé l'écart entre la mesure de la tension et la consigne pour une entrée échelon.

6.3. Comportement de la boucle tension lors d'un impact de charges positif

La figure 13 présente le comportement de la boucle tension avec un correcteur PI lors d'un impact de charge de positif.

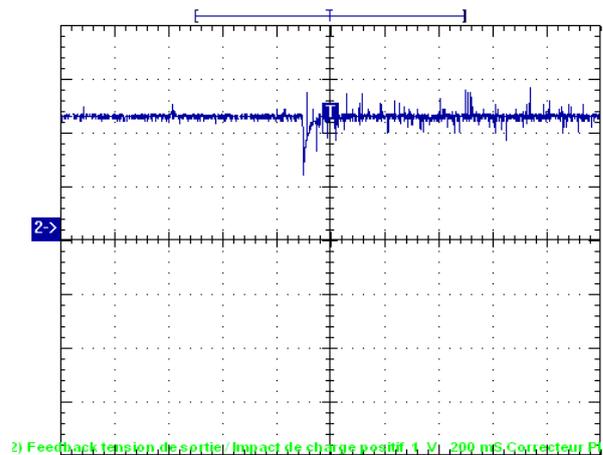


Figure 13: Réponse temporelle lors d'une perturbation en boucle fermée corrigée

L'image de la tension de sortie s'affaisse de 1,2 V. On notera le bon comportement de la boucle tension qui récupère en moins de 70 ms.

6.4. Comportement de la boucle tension lors d'un impact de charges négatif

Le relevé confirme un résultat bien connu théoriquement, le facteur d'amortissement (4) est dépendant de la charge, le système est plus amorti en charge qu'à vide. Le dépassement sera donc plus important à vide qu'en charge.

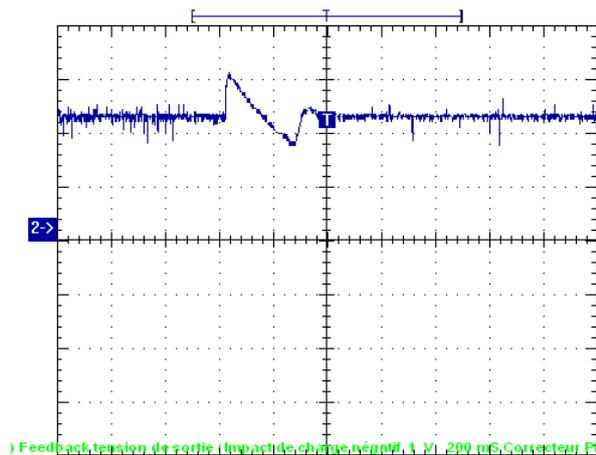


Figure 14: Réponse temporelle lors d'une perturbation en boucle fermée corrigée

On constate que la perturbation est effacée en moins de 300 ms. Cet essai confirme que la boucle de tension est une boucle basse fréquence ce qui limite le temps de réaction.

C'est pourquoi, on implante un autre mode de contrôle du rapport cyclique le mode courant. La réaction aux fluctuations de la charge est alors plus rapide !

7. Conclusions et perspectives

Ce projet a permis de sensibiliser les étudiants au réglage d'un correcteur PI à partir d'une alimentation à découpage Forward en mode tension et à la pluridisciplinarité des métiers du génie électrique (électronique de puissance, électronique de commande, asservissement, programmation...).

Cet article a montré une méthode d'identification et la détermination d'un correcteur PI pour le contrôle d'un convertisseur DC-DC en mode tension.

Le pilotage d'un processus réel à l'aide de Matlab / Simulink et dSpace est bien adapté pour appréhender des problèmes d'automatique notamment pour tester rapidement divers correcteurs et d'analyser le comportement du processus étudié. De plus, ces outils logiciels sont rapidement pris en main par les étudiants.

La poursuite de ce projet va consister à affiner les méthodes d'identification paramétrique et l'implantation de correcteur numérique.

8. Références

- [1] M.BROWN, *Practical Switching Power Supply* ; Motorola, 1990.
- [2] M.BROWN, *Power Supply CookBook* ; Butterworth-Heinemann, 1994.
- [3] JP FERRIEUX, F FOREST, *Alimentation à découpage*, Editions Dunod 1999.
- [4] D.MITCHELL, *DC-DC Switching Regulator Analysis*, McGraw Hill 1988.
- [5] N.MOHAN, TM UNDELAND, WP ROBBINS, *Power Electronics : converters, applications, and design*, John Wiley&Sons 2003.
- [6] JM ROUSSEL, *Problème d'électronique de puissance*, Editions Dunod 2003.
- [7] D.Venable, *The K Factor : A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis* ; Proc. Powercon 10.1983. San Diego].

Installation solaire photovoltaïque autonome utilisant des cellules en couches minces CIS

Julien SERRES et Patrick DUBOIS

{julien.serres ; patrick.dubois}@ac-aix-marseille.fr

BTS Électrotechnique

Lycée Madeleine Fourcade,

Avenue du groupe Manouchian BP 128

13420 GARDANNE

Résumé : Cet article présente un essai de système destiné aux étudiants en première année du BTS électrotechnique. Durant cet essai, les étudiants vont travailler sur une station solaire équipée de deux panneaux photovoltaïques Cuivre - Indium - Sélénium- CIS - rechargeant deux batteries 12 V via un régulateur de charge MPPT, ce dernier alimentant un onduleur pur sinus de 350 VA.

Le but de cet essai est de familiariser les étudiants avec les différents éléments qui composent une station autonome photovoltaïque utilisant des cellules à couches minces CIS.

Mots clés : Essai de système, BTS électrotechnique, Photovoltaïque

Abréviations : - PV – Panneau photoVoltaïque ; - THD – Taux de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distorsion) ; - CIS – Cuivre-Indium-Sélénium

I. INTRODUCTION

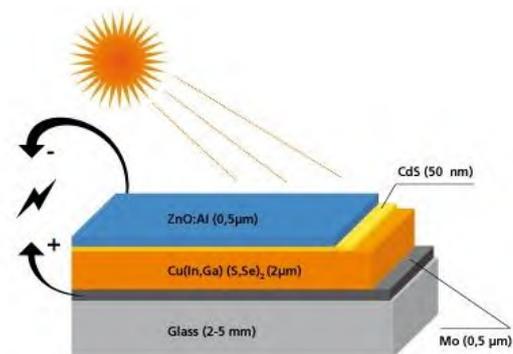
Dans cette partie, nous allons dresser un état de l'art de l'exploitation pédagogique des PV depuis la création de la revue 3EI, il y a maintenant bientôt 20 ans.

Lorsque l'on désire implanter une installation photovoltaïque, différentes questions doivent être abordées par le responsable de projet. Ces questions sont très variées, et vont du choix du logiciel pour estimer la production d'énergie électrique [Mazille et Boitier, 2010] à l'orientation optimale de l'installation photovoltaïque [Leger et al., 2006]. Depuis maintenant une dizaine d'année, les lycées se sont peu à peu équipés d'installations PV raccordées au réseau [Astier, 2004 ; Delanges et al., 2008 ; Coulaud et Monnot, 2010] pour décrire les différents aspects techniques relatifs à la production d'énergie photovoltaïque.

Sur le plan scientifique, ce type d'installation permet d'introduire, notamment par la professeur de Physique Appliquée, le modèle électrique des PV en effectuant différents essais de caractérisations [Arzandé et Éon, 2007 ; Jaouen et al., 2008 ; Boitier, 2008], et de construire un modèle numérique, par exemple, sous PSIM d'un PV [Roussel, 2010 ; Roussel et Aubry, 2012]. L'intérêt du hacheur parallèle et de la régulation peut alors être abordé en initiant les étudiants à l'algorithme MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) en utilisant un algorithme relativement simple appelé « perturbe et observe » [Fadat, 2005 ; Jaouen et al., 2008 ; Giraud et al., 2010]. Ce dernier point permet d'expliquer aux étudiants ce qui se cache derrière le

module « régulateur de charge MPPT », module obligatoire et directement relié aux PV.

Pour compléter les différents travaux pédagogiques antérieurs, nous avons alors souhaité présenter notre installation solaire autonome basée sur des PV de 2nd génération de type Cuivre – Indium - Sélénium (§. II et III), puis décrire notre méthode de travail en essais de systèmes (§ III.1), et enfin mieux expliquer ce qui se cache derrière les conditions standards de caractérisations des PV (§ III.2).



Légendes :

- Couche N°1 : ZnO:Al - Alliage d'oxyde de zinc et aluminium
- Couche N°2 : CdS - Sulfure de Cadmium, isolant
- Couche N°3 : Cu(In,Ga)(S,Se)₂ - Chalcogénure, appelé plus communément CIGS
- Couche N°4 : Mo - Molybdène
- Couche N°5 : Glass - Verre, support de base sur lequel est déposé l'ensemble des couches par électrolyse

Figure 1 : Vue en coupe d'une cellule à base de CuInSe.
[D'après projet CISEL – EDF R&D et CNRS/ENSCP 2003]

II. LES CELLULES EN COUCHES MINCES CIS

II.1. Intérêt industriel

Notre station photovoltaïque autonome utilise la technologie des panneaux solaires de type Cuivre-Indium-Sélénium (CIS), et constitue la 2nd génération des types de cellules photovoltaïques. Elle se présente sous forme de films minces avec une épaisseur de l'ordre de 2 μm (Fig. 1), de type Cuivre-Indium-Sélénium, ces derniers affichent des rendements de l'ordre de 12,8% [Muller, 2007] avec un prix de revient nettement plus faible que les panneaux utilisant le silicium. En effet, la plupart des installations connectées au réseau de distribution ou autonomes font appel à des technologies basées sur le silicium utilisant des cellules polycristallines ou monocristallines (1^{ère} génération de cellules) dont le rendement énergétique est très proche de celles au CIS. Les atouts de la technologie CIS se situe donc sur d'autres aspects que le plan énergétique :

- Coût énergétique de la fabrication
- Flexibilité du panneau
- Tenue en température
- Spectre d'absorption plus large

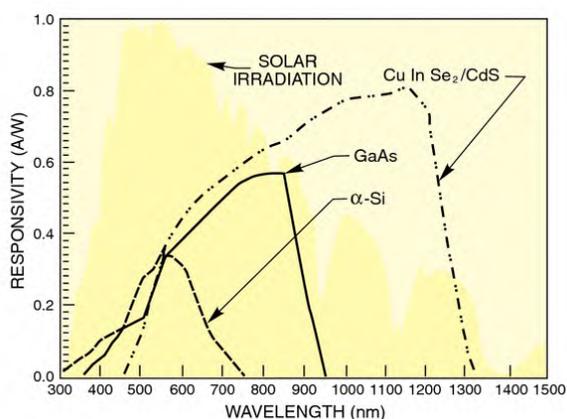


Figure 2 : Spectre d'absorption des cellules en couches minces CIS (notées CuInSe_2). On observe un élargissement important du spectre vers les infrarouges par rapport au silicium.

Source Web : [www.newport.com/Energy-Conversion]

Cette dernière particularité permet aux panneaux CIS d'être plus insensible aux ombrages et conditions nuageuses que ceux basés sur le silicium (Fig. 2).

II.2. Applications industrielles

Pour démontrer toute la potentialité industrielle de la technologie CIS, on peut citer l'exemple de l'une des plus grandes centrales solaires d'Europe utilisant des cellules CIS : la centrale de Brandis en Allemagne construite en 2009, où 550 000 modules CIS ont été installés sur une surface totale de 162 hectares, pour une puissance totale de 40 MWc et une production annuelle de 40 GWh (Fig. 3).

Il semble également que la technologie CIS présente un intérêt pour l'habitat individuel dans le cadre de la

maison dite ZEN (Zéro Énergie Nette) car la première maison ZEN a été inaugurée en 2007 [RICAUD et LOKHAT, 2012]. Cette maison est actuellement équipée d'une puissance photovoltaïque de 13 kWc couvrant la totalité de la toiture aussi bien orientée au sud qu'au nord.



Figure 3 : Centrale Solaire de Brandis en Allemagne.



Figure 4 : Station mobile photovoltaïque équipée de deux panneaux CIS de 80Wc. Les panneaux sont de la marque Würth Solar™ dont la référence est WSG0036E080.

III. ESSAI DE SYSTÈME

III.1. Organisation

Les essais de systèmes en première année du BTS électrotechnique sont organisés en séance hebdomadaire de 4 heures. Nous travaillons avec un groupe de 24 étudiants divisés en 12 binômes. Nous proposons alors annuellement deux rotations de 12 essais de systèmes permettant de couvrir 24 séances d'essais de systèmes. Les autres séances d'essais de systèmes sont dédiées à

la formation aux logiciels spécifiques (TraceElecPro, PSIM, Zelio Solf, WinRelais...), à l'habilitation électrique, et à des formations sur des thèmes spécifiques tels que la qualité de l'énergie électrique [Serres et al., 2009]. Nous divisons chacun de nos essais de systèmes en 5 tâches. Celui que nous présentons dans cet article est divisé comme suit :

- T(1) :** Réalisation de schéma de l'installation,
- T(2) :** Étude de l'autonomie des batteries,
- T(3) :** Caractéristiques énergétiques du PV,
- T(4) :** Mise en service de la station solaire,
- T(5) :** Rédaction d'un document de synthèse.

III.2. Les 5 tâches

• Pour réaliser la tâche **T(1)**, les étudiants disposent de la station mobile photovoltaïque (Fig. 4) et d'un schéma synoptique de l'installation autonome (Fig. 5).

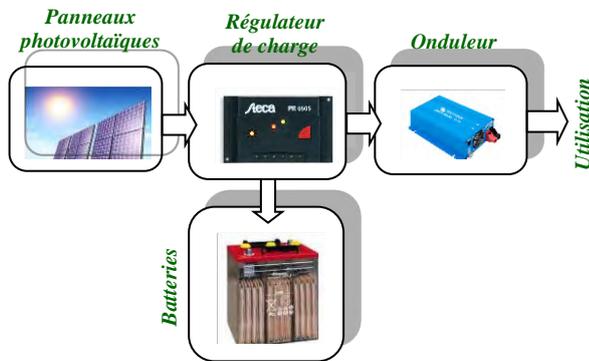


Figure 5 : Schéma synoptique de la station autonome photovoltaïque.

Les étudiants représentent alors le schéma électrique de la station autonome photovoltaïque au moyen du logiciel WinRelais dont le résultat est représenté sur la figure 6.

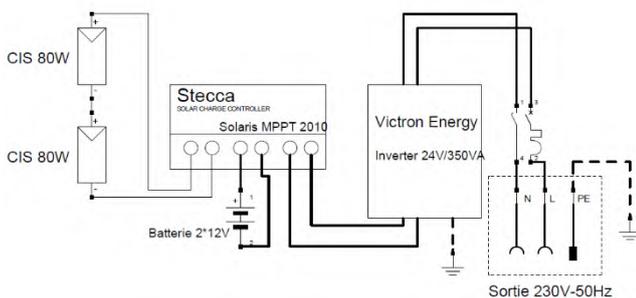


Figure 6 : Schéma électrique de la station autonome photovoltaïque.

• Pour réaliser la tâche **T(2)**, les étudiants sont invités à observer comment sont reliées les batteries, en identifier leur nature, et en calculer l'énergie stockée. Les étudiants repèrent alors qu'il y a deux batteries de 12 V plomb/acide montées en série de capacité nominale 12 Ah. Ils en déduisent que la capacité de la batterie équivalente est alors de 12 Ah sous 24 V, puis une énergie électrique

stockée de 288 Wh. Nous leur faisons alors remarquer qu'un montage en série permet d'augmenter la tension d'une association de batteries, alors qu'une association parallèle permet de faire augmenter la capacité disponible. Enfin un calcul de temps de décharge est alors proposé aux étudiants sous courant nominal de décharge des batteries.

Les batteries sont associées à un régulateur de charge de type MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) permettant d'extraire le maximum de puissance électrique de la part des PV quelles que soient les conditions d'ensoleillement et de température (e.g., l'algorithme « perturbe et observe » [Fadat, 2005 ; Jaouen et al., 2008 ; Giraud et al., 2010]). Cette dernière fonctionnalité est simplement expliquée aux étudiants car elle mériterait d'y consacrer une séance d'essais de systèmes à part entière.

• Nous détaillons ci-après les questions relatives à la tâche **T(3) : Caractéristiques énergétiques du PV.**

T(3.1) À partir des indications de la documentation, technique (Tab. 1) placer les points I_{SC} , U_{MPP} et U_{OC} sur le document en annexe 1 (cf. Fig. 7).

Electrical data in STC	
Nominal output according to STC	80 W
MPP Voltage (U_{mpp})	35 V
Current at max. capacity (I_{mpp})	2.29 A
Open circuit voltage (U_{oc})	44 V
Short circuit current (I_{sc})	2.5 A

Tableau 1 : Extrait des données techniques du panneau PV CIS de marque Würth Solar™ et de référence est WSG0036E080. Le fichier pdf du produit est mis à disposition des étudiants. STC = Standard test condition : 1000 W/m², AM = 1.5, T = 25°C.

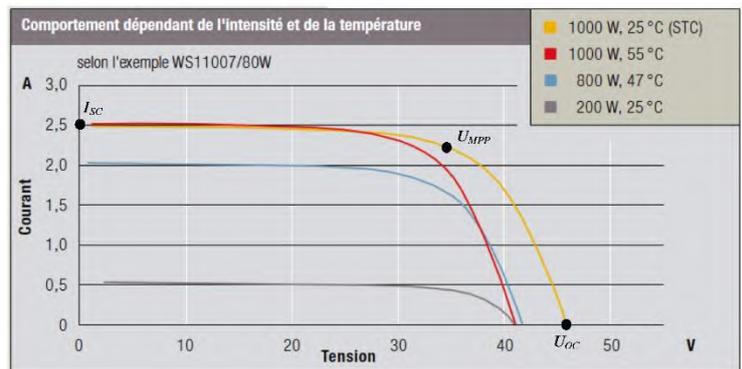


Figure 7 : Caractéristique électrique courant-tension $I(U)$ d'un PV CIS.

T(3.2) Dans quel cas et pour quel point y a-t-il un maximum de puissance délivré par le PV ?

→ La puissance est maximale dans les conditions standards d'utilisation lorsque :

- l'irradiance est égale à 1000 W/m^2
- le spectre de l'irradiance est normale par rapport à la densité de l'air : $AM = \ll \text{air mass} \gg = 1.5$
- la température du PV est égale à 25°C
- le point de fonctionnement du PV se situe sur

U_{mpp} : soit ($U_{mpp} = 35 \text{ V}$, $I_{mpp} = 2,29 \text{ A}$), donc une puissance électrique de $80,15 \text{ W}$.

T(3.3) Donner, dans le cas de notre système, la valeur de la puissance maximale que peut délivrer nos PV.

→ Suivant les conditions standards d'utilisation, notre installation PV étant composée de 2 panneaux de 80 Wc , la puissance électrique maximale que peuvent délivrer nos deux panneaux est de 160 W (ou Wc).

T(3.4) Quelle est l'intensité du courant I débitée par les panneaux dans le cas précédent ?

→ Les deux PV sont couplés en série. Au point de fonctionnement maximal de puissance, ils délivrent un courant $I = I_{mpp} = 2,29 \text{ A}$.

T(3.5) Mesurer la puissance délivrée par les PV, vous préciserez votre démarche expérimentale. Donner par rapport à la puissance crête, le pourcentage de puissance délivrée par les panneaux.

→ Au moyen d'une pince wattmétrique (mode DC), suivant les conditions d'irradiance au moment de la mesure, nous obtenons 119 W , soit environ 74% de la puissance crête.

T(3.6) En précisant votre démarche expérimentale, mesure le rendement énergétique des deux PV.

→ Au moyen d'un solarimètre SL100 (Fig. 8), on peut mesurer l'irradiance reçue par le PV. Lors de notre mesure, une puissance solaire de 781 W/m^2 a été relevée. Le rendement énergétique du PV peut être alors calculé de la manière suivante :



On remarque que cette valeur est relativement proche de la valeur du rendement maximal ($12,8\%$) mesuré sur des produits industriels (cf. § II.1). Nous pensons que cet écart est dû essentiellement à deux raisons :

- Les conditions standards sont des conditions extrêmement particulières (cf. **T(3.2)** et Figs. 9,10), voir même de laboratoire. Le CEA a

d'ailleurs démontré que les PV travaillaient en moyenne à 94% de leur possibilité en situation réelle et optimale de fonctionnement [Guerrin, 2005].

- Les solarimètres sont sensibles à la bande spectrale du silicium (Fig. 8) et non la bande spectrale élargie du CIS (Fig. 2), car ce dernier ne contient nullement de silicium (Fig. 1).



Figure 8 : Solarimètre SL100 (Kimo®, coût 430 € TTC). Bande spectrale de 400 nm à 1100 nm , avec une gamme d'irradiance de mesure de 1 W/m^2 à 1300 W/m^2 . La cellule de détection est constituée de silicium polycristallin, conformément au spectre d'absorption représenté sur la Fig. 2. Il existe également des pyranomètres (synonymes de solarimètres), par exemple le PYR1307 (coût 130 €), mais sa bande spectrale d'absorption va de 300 nm à 1000 nm .

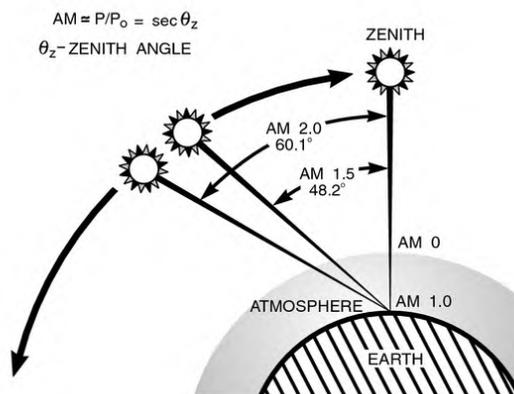


Figure 9 : Les différentes conditions AM. La valeur de AM dépend de l'angle zénithal. Source Web : [\[www.newport.com/Introduction-au-rayonnement-solaire\]](http://www.newport.com/Introduction-au-rayonnement-solaire)

T(3.7) On souhaite construire une centrale photovoltaïque raccordé au réseau et produisant $30,9 \text{ MWc}$ (comme la centrale solaire des Mées dans les Alpes de Haute-Provence dotée de $112\,780$ panneaux poly-cristallins) avec des panneaux équivalents, calculer la surface de cette centrale.

→ 30,9 MWc / 80 Wc = 386 250 unités, soit une surface totale de 386 250 x 0,729 = 281 586 m², soit environ 28 ha de PV de type CIS pour une surface totale exploitée au sol de 63 ha indiqués pour la centrale solaire des Mées. Cela signifierait que seulement environ 50% de la surface du terrain serait exploité par les PV. Le gain d'échelle semble relativement faible dans la mesure où le rendement énergétique des deux types de cellules est relativement proche.

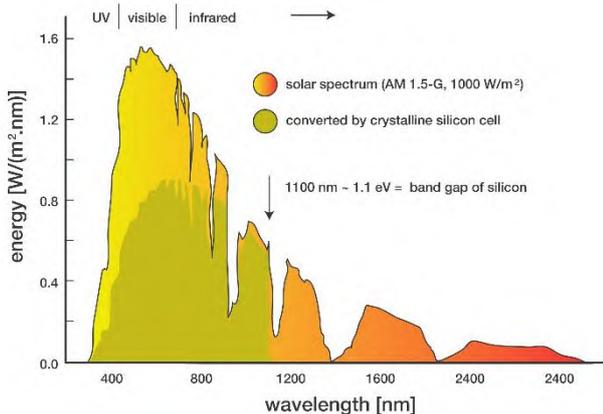


Figure 10 : Spectre électromagnétique du Soleil reçu suivant la condition AM = 1.5-G. Source Web [inconnue].

Cette dernière condition est définie par la norme internationale CEI/IEC 904-3. L'irradiance de 1000 W/m² correspond à la totalité du spectre solaire disponible d'environ 250 nm à 2500 nm, or seule le spectre compris entre 250 nm et 1100 nm est utilisable pour les PV au silicium, et de 450 nm à 1300 nm pour les PV au CIS.

L'irradiance effective des PV suivant la condition AM = 1.5-G serait alors dans sa bande passante égale à 800 W/m², donc, et pour simplifier, 20% des photos reçus par un PV ne peuvent déjà pas interagir avec celui-ci.

[www.newport.com/Introduction-au-rayonnement-solaire]

- Nous détaillons maintenant les questions relatives à la tâche **T(4)** : Mise en service de la station solaire.

T(4.1) Visualiser l'allure de la tension d'entrée et de sortie de l'onduleur. Déduisez-en la nature du convertisseur.

→ La tension d'entrée est continue 24 V, et la tension de sortie est sinusoïdale 50 Hz de valeur efficace V = 230V. Le convertisseur ci-présent, appelé onduleur, est un convertisseur continu/alternatif (DC/AC).

T(4.2) Justifier le nom d'onduleur « pur sinus ». Pour cela, mesurer le taux de distorsion en tension – THD –, puis chercher à l'aide d'Internet le THD maximum toléré sur le réseau de distribution.

→ On relève un THD V% = 3,8% en sortie de l'onduleur. Cela représente un très faible THD en tension, sachant que les normes CEI 61000-2-2 et EN 50160 définissent les niveaux des harmoniques de tension sur les réseaux publics basses tensions (BT). Le

taux global de distorsion en tension en BT doit ainsi rester inférieur à 8%, ce qui est bien le cas. C'est la raison pour laquelle cet onduleur peut être qualifié de « pur sinus ».

T(4.3) Calculer le courant maximum pouvant être délivré par l'onduleur sur une charge résistive, vous pourrez vous aider de la documentation du convertisseur.

→ Sur la documentation technique, on relève que l'onduleur peut distribuer une puissance apparente de S = 350 VA. Lorsque la charge est résistive, le facteur de puissance est égal à l'unité, donc : I = S/V = 350/230 = 1,52 A.

T(4.4) Mesurer les harmoniques de la tension en sortie de l'onduleur pour le fonctionnement nominal. Quels sont les harmoniques les plus importants ?

rang	H1	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9
%	100	0	3,5	0	0,95	0	0,5	0	0,47
V	232	0	8,2	0	2,2	0	1,2	0	1,1

→ Les harmoniques de tension les plus importants sont les harmoniques H3, H5, H7, et H9. L'harmonique H3 (150 Hz) est le plus prépondérant, et explique quasiment à lui seul le THD V% = 3,8%.

Les étudiants remarquent alors que tous les harmoniques pairs sont nuls. Nous expliquons alors aux étudiants que lorsqu'une tension (ou un courant) est périodique et présente une symétrie dite de demi-onde, c'est-à-dire telle qu'une rotation autour de l'abscisse de l'alternance positive ou négative permet de reproduire l'autre alternance, alors tous les harmoniques de rang pair sont nuls.

T(4.5) Maintenant, vous allez caractériser la courbe de rendement de l'onduleur. Pour cela, et par vos mesures, complétez le tableau ci-dessous :

I _S (A)	0,25	0,5	0,75	1	1,25
P _E (W)	68	133	202	283	352
P _S (W)	58	115	171	232	280
η	0,85	0,86	0,85	0,82	0,80

Que peut-on dire du rendement de l'onduleur ?

→ La documentation constructeur de l'onduleur 350 VA déclare un rendement énergétique de 89% pour une tension d'entrée de 24 V. On peut alors dire que le rendement de l'onduleur est excellent dans la mesure où il fonctionne à pleine charge, toutefois nos essais n'ont pas permis d'atteindre un tel rendement. L'onduleur joue seulement le rôle de convertisseur DC/AC mettant en forme l'énergie électrique à distribuer sous forme purement sinusoïdale 230V/50Hz.

• Enfin **T(5)** : Rédaction d'un document de synthèse. Tout au long des séances d'essais de systèmes, les étudiants travaillent sur support informatique pour lire les sujets et les documentations, rédiger leur rapport, dessiner les figures, représenter les résultats sur des graphiques au moyen du logiciel Open Office. Leur rapport sous support informatique (.pdf) est ensuite envoyé par courriel aux enseignants.

IV. CONCLUSION

Introduire les panneaux photovoltaïques de 2nd génération dans nos enseignements permet de développer la culture technologique de nos étudiants, en découvrant qu'ils ne sont pas seulement basés sur le silicium. Par ailleurs, les étudiants sont sensibles aux énergies renouvelables, c'est un secteur très porteur de nos jours et certainement tout au long du XXI^{ème} siècle, chaque année de nombreux étudiants de notre BTS électrotechnique poursuivent en licence pro « énergies renouvelables ». Cet essai de système, introduit en première année du BTS électrotechnique, nous permet par la suite, de développer d'autres essais de systèmes, comme les onduleurs et leurs modes de commande. Nous disposons également au sein de notre atelier d'une Alimentation Sans Interruption – ASI – de 10 kVA, dont nous proposerons également une publication de cet essai, par la suite, dans la revue 3EI. Nous envisageons également de faire l'acquisition d'une éolienne de proximité pour démontrer aux étudiants l'intérêt de solutions hybrides (solaire + éolien) [Nael et al., 2006 ; Leger et al., 2004], qui devrait à l'avenir se développer massivement dans le cadre l'habitat individuel/collectif dit ZEN – Zéro Énergie Nette – [Ricaud et Lokhat, 2012].

Références bibliographiques

- Arzandé A. et Éon T., "Commande d'une pompe par générateur photovoltaïque", La Revue 3EI, No 51, pp. 45-50, Déc. 2007.
- Astier S., "L'électricité photovoltaïque connectée au réseau : une énergie en plein essor", La Revue 3EI, No 39, pp. 32-45, Déc. 2004.
- Boitier V., Baget R., Alonso C., "Caractérisation de panneaux photovoltaïques", La Revue 3EI, No 55, pp. 54-61, Dec. 2008.
- Coulaud S. et Monnot E., "Les projets d'un atelier scientifique et technique: l'atelier Énergie et Environnement", La revue 3EI, No 62, pp. 29-35, Sept. 2010.
- Delagnes D., Fleche B., et Porterie R., "Systèmes Solaires Photovoltaïques", La Revue 3EI, No 54, pp. 19-30, Sept. 2008.
- Fadat J., "Chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque – Commande MPPT", La Revue 3EI, No 43, pp. 50-62, Déc. 2005.
- Giraud F., Sergent J-F., Amberg M., Le Ménach Y., "Initiation à la conversion de l'énergie électrique : exemple sur un micro-système de production photovoltaïque", La Revue 3EI, No 60, pp. 51-55.
- Guénin de Montgareuil A., "Des cellules de haute technologie pour des modules moins chers", CLEFS CEA, No 50/51 pp. 116-120, hiver 2004-2005.
- Jaouen C., Lacombe E., Berthoux O. et Kleider J-P., "Étude didactique des systèmes photovoltaïques : optimisation thermique et électrique", La Revue 3EI, No 52, pp. 59-72, Mars 2008.
- Leger V., Gatel D., Pichon J., Pellion K., Vincent Y., Escassut J., Vignal T. et Lequilleuc B., "Chaîne de conversion solaire-photovoltaïque", La Revue 3EI, No 46, pp. 29-40, Sept. 2006.
- Leger V., Pellion K., Vincent Y., Lequilleuc B., Vignal T., Ben Moussa M., "Étude d'un système de production, par énergies renouvelables, couple au réseau : principe de fonctionnement, aspect énergétique, bilan de puissance", La Revue 3EI, No 39, Déc. 2004
- Mazille D. et Boitier V., "Quels logiciels utiliser pour estimer la production d'une installation photovoltaïque ?", La revue 3EI, No 63, pp. 50-59, Dec. 2010.
- Muller J-C., "Électricité photovoltaïque – Filière et marché", Les Techniques de l'Ingénieur, Ref. BE8579, Janvier 2007.
- Nael R., Cozian G., Cadiou L., Drillet P., "Centrale de production hybride", La Revue 3EI, No 46, pp. 41-46.
- Ricaud A. et Lokhat I., "La maison Z.E.N.", La Revue 3EI, No 69, pp. 7-11, Janvier 2012.
- Roussel J-M., "Système photovoltaïque autonome ou couplé au réseau. Approche pédagogique sous PSIM", La revue 3EI, No 48, pp. 48-57, Juin 2010.
- Roussel J-M. et Aubry T., "Développement d'un modèle de panneau photovoltaïque sous PSIM", La revue 3EI, No 69, pp. 61-86, Juillet 2012.
- Serres J., Dubois P., Jaunay C., et Escolano S., "Réseau électrique haute qualité", La Revue 3EI, No 58, pp. 20-26, Juin 2009.

La Compagnie Générale d'Electricité à Ivry-sur-Seine

« *Là naissent chaque jour des milliers d'étoiles artificielles qui auront pour firmament le plafond de nos demeures* » Editions Gorce.

Arnaud BRUGIER

Enseignant de génie électrique

Département GIM de l'IUT de Saint-Denis

Place du 8 Mai 1945, 93206 Saint-Denis Cedex

brugier@iutsd.univ-paris13.fr

Résumé : début Février 2013 ont été présentés au public, dans le cadre du Salon du livre d'histoire des sciences et techniques d'Ivry-sur-Seine, des tirages grand format d'une brochure décrivant les activités de l'« usine des lampes », ancien complexe industriel situé dans le quartier d'Ivry-Port, qui vit aujourd'hui sa dernière évolution dans le cadre d'un plan de renouvellement urbain. Alors que la disparition programmée de la lampe à incandescence dans l'Union Européenne a atteint son stade ultime le 30 décembre dernier, il nous a paru intéressant de revenir sur l'histoire de cette entreprise et surtout sur les technologies et les différents procédés de fabrication mis en œuvre alors.

Nous reproduisons donc ici, avec l'accord du Service des Archives de la ville d'Ivry-sur-Seine, certains textes et photographies de cette brochure réalisée juste avant la première guerre mondiale par les éditions Gorce et qui constituent un témoignage intéressant sur cette industrie au début du 19ème siècle.

1. Repères historiques (d'après le Service des Archives de la ville d'Ivry-sur-Seine¹)

Fin des années 1870 : l'Anglais Joseph Swan et l'Américain Thomas Edison mettent au point les premières lampes électriques à filament incandescent.

1888 : la Compagnie générale des lampes à incandescence établit à Ivry une usine qui s'honore d'être la première de France à produire des ampoules électriques.

1898 : l'usine est absorbée par la Compagnie générale d'électricité, qui lui adjoint une cristallerie, des fabriques de filaments, d'appareillages électriques et d'isolants, une usine à gaz, un laboratoire de recherche et une crèche pour les enfants des ouvrières. L'ensemble occupe 5ha en 1914.

1921 : la fusion du département « lampes » de la CGE avec celui de Thomson-Houston entraîne la création de la Compagnie des lampes.

1931 : le groupe Philips s'associe à la Compagnie des lampes, donnant naissance aux Fabriques réunies de lampes électriques.

1982 : Thomson cède ses parts à Philips qui quitte Ivry l'année suivante en y installant une filiale.

1995 : le siège social de Philips Eclairage sur le site d'Ivry.

2008 : Philips quitte définitivement Ivry.

Dans le cadre de l'opération de réaménagement urbain « Ivry Confluence », ce qui restait des derniers bâtiments a été rasé et la parcelle accueillera très prochainement une nouvelle voie, des logements et un collège. La cheminée, dernier vestige de cette aventure

industrielle, est toutefois conservée et sera intégrée au parvis de ce collège.¹

2. Contexte urbain

La CGE ou Compagnie des lampes n'était pas la seule entreprise à produire des matériels électriques à Ivry-Port et les noms donnés aux rues situées dans ce quartier (Volta, Ampère, Franklin, rebaptisée M. Gunsbourg) sont encore là pour nous rappeler que les activités liées à l'électricité y étaient nombreuses au 20ème siècle. Citons ici deux exemples parmi les plus importants :

- juste en face de la Compagnie des lampes était établie, dans les années vingt, la Compagnie d'Electro-céramique qui fabriquait des isolants et les testait dans son laboratoire Ampère à l'aide d'un générateur d'impulsions, une imposante machine de 12 mètres de haut. Rachetée par l'ancêtre du CNRS, elle intéresse Frédéric Joliot-Curie, alors nouvellement prix Nobel de chimie. En 1937, le chercheur effectue quelques modifications sur le monstre de cuivre et de fonte et s'en sert pour ses expérimentations en physique nucléaire. Il veut réaliser la synthèse de radioéléments artificiels qui pourront remplacer, entre autres, le radium dans le traitement du cancer. Ce générateur d'impulsions, le plus puissant du monde à l'époque, gagne le surnom d'Éclateur. Supplanté par les cyclotrons, il est vendu puis sauvé de la casse en 1994 par le musée EDF-Electropolis de Mulhouse qui l'entrepone pendant dix ans avant d'en faire don à la ville

d'Ivry, en 2005. Il fera l'objet de clichés par le photographe Robert Doisneau. L'Éclateur est classé monument historique et est gardé par le Conservatoire National des Arts et Métiers.²

- un peu plus loin en bord de Seine, conçue à partir de 1923, se trouvait une centrale basse-pression mise en service en 1927 pour le compte de l'Electricité de la Seine. Elle était destinée à prendre la relève de l'usine du quai de la Râpée pour la fourniture d'électricité au métro parisien (4 groupes d'alternateurs de 12 MW). Deux halles abritaient les chaudières d'une part et les turbo-alternateurs d'autre part. Le pont passerelle sur la Seine, destiné à la traversée des câbles vers Charenton et construit en 1930, est toujours visible. Une centrale contiguë haute pression est rajoutée en 1953 (un groupe T.-A. de 40MW). Le site cesse son activité en 1974. La chaufferie de la centrale basse pression est reconvertie pour le compte de la Compagnie Parisienne de Chauffage Urbain qui y installe des chaudières au fuel. Tous les autres bâtiments sont détruits en 1988/89.³

Enfin, notons tout de même ici que les années 2000 ont vu l'implantation de l'école d'ingénieurs ESME-SUDRIA, au 38, rue Molière et 65, boulevard de Brandebourg (elle y a notamment installé son laboratoire d'enseignement et de recherche du département « Energies et Systèmes »⁴) et de l'université Paris VI qui a aménagé des locaux dans le bâtiment de l'ancienne usine « Raphaël », tout proche de l'ancienne centrale électrique. L'université Paris VII, elle, projette d'installer son école polytechnique dans les docks de l'ancien site du BHV. Tout cela concourt à maintenir un lien avec les activités historiques du quartier dans le domaine large du génie électrique.

3. Sélection d'extraits de la brochure⁵

Nous reproduisons donc ci-après des extraits de la brochure des éditions Gorce présentant les usines d'Ivry-Port de la Compagnie Générale d'Electricité (*figure 1*)



Figure 1 : page de couverture de la brochure

Nous privilégierons les passages présentant les technologies et procédés mis en œuvre ainsi que l'organisation industrielle d'alors et mettrons de côté ceux ayant uniquement pour but de rendre hommage à

la Fée Electricité ou de glorifier l'entreprise. Le lecteur pourrait se rendre compte à la lecture du texte intégral de la brochure de la qualité des envolées lyriques employées et du ton très patriotique propre à la période de la rédaction (juste avant la première guerre mondiale).

Introduction.

[...]

« On comprend dès lors de quel capital, de quel passionnant intérêt doit être, pour quelques privilégiés, la visite – d'un des établissements où l'on forge les organes que l'Electricité empruntera pour s'exprimer en langage lumineux. La Compagnie Générale d'Electricité étant, sans contredit, l'usine la mieux outillée en ce genre, c'est à sa porte que tout droit nous sommes allés frapper.

Sa porte... Voilà un singulier plutôt... singulier !. Le pluriel serait plus logique, puisque la Compagnie Générale d'Electricité n'a pas moins de trois entrées principales ; et ce n'est pas de trop pour desservir l'immense superficie des 55000 mètres carrés, non compris Vitry, que ses bâtiments occupent à Ivry-Port (*figure 2*).



Figure 2 : entrée de l'usine des lampes

Et, quand je dis *l'usine*, c'est encore une locution vicieuse. A proprement parler, la Compagnie Générale d'Electricité est moins une usine que le nom commun, la raison sociale d'un groupe d'usines, concourant toutes (sans s'interdire d'autres productions accessoires) à l'industrie de la lampe électrique, mais ayant chacune sa destination propre et pouvant chacune être considérée comme un organisme complet en soi, comme une unité industrielle. A la Compagnie Générale d'Electricité, se rattachent : l'Usine des Lampes électriques à incandescence, avec ses deux annexes (Cristallerie et Usine des filaments), l'Usine d'Appareillage électrique, la Manufacture d'Isolants et Objets moulés et enfin l'Usine à Gaz. On voit, par cette seule énumération, d'abord que la Compagnie Générale d'Electricité suffit à ses propres besoins, qu'elle fabrique dans ses ateliers non seulement la lampe électrique, mais tout ce qui de près ou de loin est nécessaire à la fabrication de cette lampe ; ensuite, qu'elle est tout un monde en réduction, une véritable ville ouvrière en raccourci, avec ses rues, ses carrefours, ses squares même. »

Cristallerie.

« Commençons notre tournée par la Cristallerie, où, avant que la lampe soit née, on prépare son trousseau, la fragile enveloppe qui la protégera de l'air hostile. »

« A ses débuts, la Cristallerie ne possédait qu'un four. Actuellement, elle en a cinq, dont trois sont constamment en activité, mais qui deviennent déjà insuffisants, ce qui va l'obliger à en construire, par ses propres moyens, de nouveaux. Dans ces fours, d'une masse imposante, sont placés des pots en terre réfractaire, servant à contenir le verre pendant sa liquéfaction. Ces récipients, qu'une de nos vues montrent alignés (*figure 3*) en plusieurs rangs comme les barils d'Ali Baba, sont fabriqués dans des ateliers spéciaux. Leur pose est une opération extrêmement délicate, car il faut pouvoir les introduire dans les fours sans que la marche de ceux-ci ne subissent d'arrêt.



Figure 3 : fabrication des pots pour les fours

La Cristallerie d'Ivry s'adonne à deux genres de production : le verre étiré et les ampoules. Le verre étiré sert de support aux filaments à l'intérieur de la lampe. On l'obtient de la manière suivante : on prélève une boule de verre dans les creusets que nous venons d'indiquer, puis on l'étire, comme une interminable guimauve, dans l'une ou l'autre des deux grandes salles installées à cet effet, et qui mesurent chacune 80 mètres de longueur. De là, les tubes de cristal passent dans un magasin de vérification, où ils sont coupés aux dimensions convenables et liés en faisceaux. Quant aux ampoules, elles sont soufflées de la façon que représente notre cliché (*figure 4*). Au gonflement des joues du verrier, on se rend compte, n'est-ce pas ? Que le soufflage des ampoules coûte un autre effort musculaire que le jeu puéril et charmant des bulles de savon. Suivant le moule employé, les ampoules affecteront la forme, toujours heureuse, d'une bougie, d'une pomme de pin et, plus généralement, d'une poire. Les ampoules sont, elles aussi, acheminées vers un magasin de vérification, où elles sont classées et tenues à la disposition de l'Usine des Lampes. Ne quittons pas la cristallerie sans signaler qu'elle occupe un personnel de 175 personnes et que sa production annuelle dépasse les 20 millions d'ampoules, parmi lesquelles un certain nombre, d'un type particulier, sont appelées à recevoir les sérums guérisseurs inventés par la médecine.»



Figure 4 : soufflage d'une ampoule

Fabrique de Filaments.

« Passons à l'Usine des Filaments, où se prépare la substance éclairante de la lampe électrique. On y fabrique des filaments de carbone et des filaments métalliques. Ceci tend de plus en plus à supplanter cela.

A l'origine, et pendant une longue période, le filament de carbone fut seul utilisé. [...] Mais il a maintenant à se défendre contre un usurpateur. Depuis cinq ou six ans, les métaux de la série du fer, et notamment le tungstène, grâce auquel on obtient une consommation de courant de un watt environ par bougie, sont venus concurrencer le carbone, et l'emploi de cette lampe a baissé dans de notables proportions. La Compagnie Générale d'Electricité se préoccupait depuis longtemps de ce problème. Elle ne fut donc pas prise au dépourvu. Grâce à ses ingénieurs techniques, et sans aucun concours étranger, elle a pu mettre sur pied une lampe à filaments métalliques, qui, sous le nom de *Métal*, a rencontré auprès de la clientèle le plus encourageant accueil : partie de rien, sa production journalière dépasse maintenant 35000 lampes de cette sorte, et, dans un délai rapproché, elle sera encore sensiblement accrue.

Complétons ces chiffres, relatifs aux seules lampes à filaments métalliques, par ceux qui concernent l'industrie déchuée des lampes à filaments de carbone. Avant l'apparition du tungstène, la production quotidienne de ces lampes, qui, en 1894, était de 4.000, s'était progressivement élevée jusqu'à décupler ; tant et si bien que l'atelier de fabrication des filaments en carbone, qui au début faisait partie intégrante de l'Usine des Lampes, dont il n'était qu'un des services, dut être érigé en usine distincte, pourvue des moyens nécessaires pour faire face, non seulement aux besoins des fabriques de lampes d'Ivry, de Madrid et de Milan, mais encore aux demandes venant de l'extérieur.

Les 150 personnes que cette usine emploie actuellement produisent les filaments de carbone et le fil métallique nécessaire aux fabriques de lampes d'Ivry, de Madrid et de Milan. »



Figure 5 : fabrication des tiges et montage des éléments (+ en vignette, en haut à gauche : carburation des filaments carbone)

Fabrique de Lampes à incandescence.

« C'est à l'Usine des Lampes électriques à incandescence proprement dite que se fait l'assemblage des deux éléments constitutifs de la lampe : l'ampoule, d'une part, et, d'autre part, le filament. [...] »

Avant de monter le filament dans l'ampoule, il faut le munir de deux conducteurs métalliques destinés à le soutenir à l'intérieur de celle-ci et qui permettront de lui envoyer de l'extérieur le courant propre à le rendre incandescent. Ces conducteurs sont enfermés dans un petit tube de cristal. Il n'y a plus qu'à introduire dans l'ampoule et à souder sur sa base l'ensemble formé par le tube porte-filaments et le filament lui-même. Il arrive parfois qu'au cours de cette opération, des filaments se faussent, tant ils sont ténus. Aussi un atelier de redressage fonctionne-t-il tout à côté. Si l'on songe que les diamètres des filaments sont compris entre 1 et 50 centièmes de millimètre, on ne sait ce qu'il faut le plus admirer, ou de la dextérité que ce travail exige des ouvrières qui s'y spécialisent, ou de la finesse des outils qui y sont employés.

On porte alors la lampe dans l'atelier de production du vide (figure 6). Car le vide lui est aussi essentiel que l'air est vital aux êtres humains : c'est son élément hors de quoi elle ne pourrait vivre.



Figure 6 : atelier de production du vide dans les lampes

A la Compagnie Générale d'Electricité, on obtient le vide à l'aide de pompes sans mercure très perfectionnées. Pour constater si le pompage a réussi, on met l'ampoule en communication avec le pôle d'une bobine de Ruhmkorff. Si le vide est parfait, il ne se produit pas d'effluve ; le contraire a lieu s'il subsiste des

traces d'air. Les lampes reconnues bonnes sont ensuite soumises à différents essais de contrôle, puis elles sont étalonnées une à une dans l'atelier de photométrie, cabinet noir, fermé d'opaques rideaux. C'est le bertillonage des lampes, la mensuration de leur degré d'intensité lumineuse (figure 7).



Figure 7 : photométrie

La lampe est virtuellement terminée. Il ne reste qu'à la revêtir du culot, c'est-à-dire de la cartouche de cuivre qui la ferme. C'est l'objet propre de l'atelier de plâtrage.

Cette fois c'est fini ? Pas encore. Il faut que la lampe fasse ses preuves. Elle doit satisfaire à un nouvel examen avant d'obtenir son diplôme de fin de fabrication et son billet de sortie. Par groupes de cent, les lampes sont simultanément allumées, pendant quatre heures, sur des rampes d'essai, afin de permettre d'éliminer celles qui présenteraient le moindre défaut de fabrication (figure 8).



Figure 8 : rampes d'essai

Et ce n'est pas tout ! La Compagnie Générale d'Electricité a prévu une vérification, qui s'opère au moment de la mise en boîte. Si, par impossible, une lampe mauvaise est parvenue à se glisser jusque-là, elle se heurte à un infranchissable barrage. Elle ne verra pas le jour, la lumière ne l'animera pas.

Un dernier mot sur l'Usine des Lampes. Cette usine s'honore d'avoir été la première en France à construire des lampes électriques. Elle date de 1888 ; elle dépendait alors de la Compagnie Générale des Lampes

incandescentes. En 1894, elle se transforma sous le nom de Compagnie Générale des Lampes à incandescence, et, en 1898, elle fut absorbée par la Compagnie Générale d'Electricité. Elle fait vivre 1.500 personnes. »

Fabrique d'appareillage.

« Nous avons accompagné la lampe électrique dans ses métamorphoses successives. Mais il est un point que nous avons laissé... dans l'ombre : c'est la fabrication du culot. Cela, c'est l'affaire de l'Usine d'Appareillage électrique, qui, indépendamment des 40.000 culots utilisés journellement sur place par l'Usine des Lampes, en fournit une égale quantité aux usines concurrentes de France et de l'Etranger (on ne pousse pas plus loin la coquetterie!), auxquelles elle donne satisfaction avec plus de 400 modèles différents. Ici, est installé un important atelier de décolletage, pourvu de nombreux tours mécaniques. Là, se trouve l'atelier d'emboutissage, où des presses, qui sont le dernier mot du progrès, taillent les culots à l'emporte pièce, les façonnent, les roulent en un clin d'œil, s'en presque qu'on ait à s'en occuper. C'est merveille de les voir faire : on les croirait douées d'intelligence. Dans des caisses, se tassent des monceaux de culots, qui jettent des éclairs dorés (figures 9 et 10).

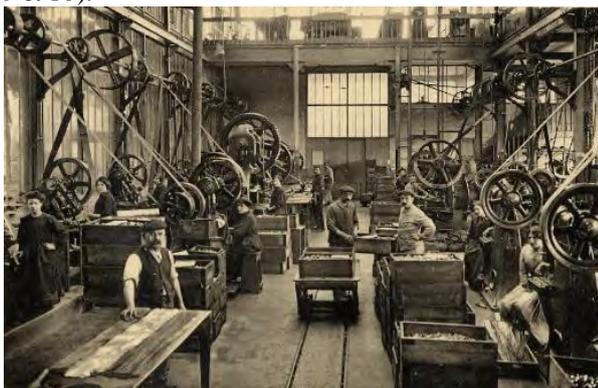


Figure 9 : atelier d'emboutissage des pièces d'appareillage et des culots de lampes



Figure 10 : atelier de décolletage (tours automatiques)

Mais cet outillage perfectionné ne sert pas exclusivement à cet usage : on lui demande d'autres travaux, qu'il exécute avec un égal bonheur. A côté des culots, qui forment la liaison avec l'appareillage

électrique proprement dit, se fabrique le matériel de petit appareillage ou d'installation (douilles ou supports, interrupteurs, coupe-circuits, prises de courant, lustrerie). Puis vient le gros appareillage (fabrication et installation des tableaux de distribution, etc.), dont une branche un peu spéciale est constituée par le matériel de canalisation souterraine (figure 11).



Figure 11 : fabrication des tableaux de distribution

Les mérites hors ligne de tout ce qui sort de l'Usine d'Appareillage électrique d'Ivry lui ont fait donner la fourniture de plusieurs grandes administrations de l'Etat. Parmi ses clients, elle peut, avec un légitime orgueil, citer la Marine. Une bonne partie du matériel employé sur les navires de guerre vient de ses ateliers : elle collabore à l'équipement des grands cuirassés et se charge de l'installation électrique à bord des sous-marins, torpilleurs et contre-torpilleurs. Et ce n'est pas une mince entreprise, car la marine militaire a des exigences spéciales sous le rapport des matières employées : ce dont l'industrie se contente, elle le proscrie comme trop fragile ou comme trop sujet aux variations atmosphériques.

Le matériel téléphonique entre aussi pour une forte part dans la fabrication de l'Usine d'Appareillage. Il y a quelques années seulement qu'elle exerce son activité dans cet ordre de production, et déjà elle fabrique, à côté du matériel accessoire de la pose de lignes, les appareils les plus délicats de la téléphonie comme les magnétos d'appel, microphones et récepteurs (figure 12).



Figure 12 : montage des appareils téléphoniques

L'Appareillage électrique (ce caractère lui est, d'ailleurs, commun avec tous les établissements de la Compagnie Générale d'Electricité) usine lui-même tout ce qui lui est nécessaire. Le laiton qu'il utilise, soit comme barres, soit comme planches, et dont il fait une

consommation de plusieurs centaines de tonnes par an, provient en grande partie des Tréfileries et Laminoirs que la Compagnie possède à Tillières (Eure) et Boisthorel (Orne). Ajoutons que l'Usine d'Appareillage électrique, qui est de fondation plus récente que celle des Lampes et des Isolants, a un personnel de près de 600 ouvriers. »

Manufacture d'Isolants.

« Continuons notre promenade par la Manufacture d'Isolants et Objets moulés.

Cette manufacture, fondée en 1897, sous le nom de Société française de l'Ambroïne, pour exploiter un produit isolant composé de résines et de silicates fibreux, est devenue dès le début une branche de la Compagnie Générale d'Électricité, sous la dénomination d'Usine de l'Ambroïne. A la suite de recherches entreprises sur les matières plastiques, par les services de l'usine, de nouvelles matières plus appropriées aux besoins de l'industrie furent découvertes. La fabrication de l'ambroïne fut abandonnée, et le nom même de cet isolant disparut de la raison sociale. La branche prit alors le nom plus général de Manufacture d'Isolants et Objets moulés.

L'usine de la Société Française de l'Ambroïne avait débuté modestement avec un personnel d'une dizaine d'ouvriers. La Manufacture d'Isolants et Objets moulés compte actuellement près de 400 ouvriers. Ce simple rapprochement de chiffres ne vaut-il pas tous les commentaires ?

Les ateliers de la Manufacture couvrent à Ivry une surface d'environ 10.000 mètres carrés (*figure 13*). On pourrait croire qu'elle y est à l'aise. Mais non, elle y manque de place. Le développement rapide des matières plastiques étudiées a décidé le Conseil d'Administration de la Compagnie Générale d'Électricité à construire, sur les terrains que celle-ci a récemment acquis à Vitry-sur-Seine, une usine modèle de 30.000 mètres carrés de superficie, avec toutes les facilités d'agrandissement pour l'avenir – car la Manufacture d'Isolants ne désespère pas de prendre encore plus d'extension. La nouvelle usine sera en ordre de marche fin 1914.



Figure 13 : fabrication des matières plastiques

Tout l'outillage d'Ivry y sera transporté. Et ce n'est pas une petite affaire, car ce matériel, pour l'augmentation duquel des crédits ont été votés, est, tel

quel, déjà formidable. On va voir que nous n'exagérons pas.

Il se compose : d'abord, d'environ 30 machines-outils servant à la fabrication des moules en acier, - dont certains sont de purs chefs-d'œuvre de mécanique, - et notamment des moules pour bacs d'accumulateurs, pesant 6 à 8.000 kg ; en outre, de nombreux appareils (broyeurs, pulvérisateurs, mélangeurs, laminoirs, appareils de séchage par le vide et récupération à grand débit) au moyen de quoi on fabrique les matières premières isolantes, dont le tonnage annuel atteint de 900 à 1.000 tonnes ; enfin, d'une cinquantaine de presses hydrauliques, variant de 50 à 1.000 tonnes de force, alimentées par une batterie de puissants accumulateurs hydrauliques, et leurs pompes, et qui servent à mouler les matières plastiques. Ces outillages divers constituent le plus complet et le plus important ensemble que l'on rencontre en France et à l'Étranger dans l'industrie du moulage.

Les produits de la Manufacture d'Isolants et d'Objets moulés sont en si grande quantité que le nomenclature en serait fastidieuse. Nous ne pouvons, cependant, nous dispenser de citer les principaux.

En première ligne des isolants, vient la *gummite*, matière résistant aux acides, douée d'un grand pouvoir d'isolement, et qui a la propriété de se souder à elle-même, ce qui permet la réparation de toute pièce cassée accidentellement. La *gummite* trouve son application dans les bacs d'accumulateurs transportables pour sous-marins (employés dans les marines militaires françaises et étrangères), la traction, l'éclairage des trains et celui des automobiles et de nombreuses pièces isolantes. En second lieu, les *roburines* et *rivorines*, en noir et en couleurs, qui entrent dans la confection des appareils de téléphonie et télégraphie, d'électricité médicale, etc. La Manufacture fabrique également le *bois durci*, ininflammable, qu'elle débite en planches, bâtons ou tubes ; enfin les *insufites*, matières incombustibles, résistant à l'arc.

D'une destination plus usuelle sont les objets moulés, qui sont la seconde branche de sa production (*figure 14*). Ces objets ont des formes si diverses et répondent à des besoins si courants qu'il n'est, pour ainsi dire, pas de maison qui, sous une forme ou sous une autre, n'en possède quelques spécimens. Sans nous en douter, nous sommes tous plus ou moins clients de la Manufacture, ou nous l'avons été, ou nous sommes appelés à le devenir. Il y en a pour tous les goûts. Voici les articles de bureau pour les sédentaires, et voilà des volants d'automobiles pour les touristes. Le sacré voisine avec le profane. Ici des sujets religieux qui régneront à la tête de nos lits, et là des médaillons artistiques, de quoi décorer nos murs. Cultivez-vous les arts d'agrément ? La Manufacture vous offre tout un matériel de photographe amateur (cuvettes, boîtes classeurs, oculaires, châssis, etc.) et d'artistiques appliques de pianos. Et, non loin de l'agréable, l'utile : des volants pour robinets de vapeur, des revêtements, défiant la corrosion des acides, pour les cuves, essoreuses, ... que sais-je encore ?



Figure 14 : usine des isolants – atelier de moulage des petits objets

De la Manufacture d'Isolants et d'Objets moulés dépendent deux autres ateliers : un atelier de fabrication de séparateurs en ébonite pour accumulateurs électriques, et un atelier de fabrication de matériel et isolants pour lignes à traction électrique et connexions. La Manufacture se charge, en effet, de l'entreprise générale des lignes aériennes à haute et basse tension, pose de connexions, etc. ; et nombreuses sont les Sociétés qui font appel à ses services : entre autres, la Compagnie du Nord-Sud, les Tramways de Paris et du département de la Seine, les Chemins de fer du Midi, etc., etc. »

Usine à gaz

[...]

« La Compagnie Générale d'Electricité possède une Usine à gaz, qui fournit journalièrement 4.000 mètres cubes, dont la plus grande partie alimente les nombreux chalumeaux de l'Usine des Lampes (figure 15). »



Figure 15 : vue générale de l'usine à gaz

Laboratoire

« Pas plus que dans l'étude d'un organisme humain, on ne peut laisser de côté le cerveau, pas davantage nous ne pouvons omettre, dans la visite des différents établissements de la Compagnie Générale d'Electricité, le laboratoire de recherches et de vérification. C'est la cellule pensante de cette réunion d'usines. De son outillage, nous ne dirons rien. Un simple coup d'œil jeté sur la vue que nous en avons prise renseigne mieux que les descriptions les plus détaillées. Quant aux

techniciens qui le dirigent, leur éloge n'est pas à faire. Ce sont des travailleurs opiniâtres, dont l'esprit, loin de stagner dans les marécages de la routine, va sans cesse de l'avant, tient toujours la tête du progrès. Ce sont, dans toute la force et dans toutes les acceptions du mot, des *éclaireurs* (figure 16). »



Figure 16 : laboratoire

[...]

S'en suit enfin une partie consacrée à l'« assistance aux femmes en couches » organisée, pour les ouvrières, par la Compagnie ainsi qu'à la présentation d'un équipement innovant pour l'époque (et toujours aujourd'hui d'ailleurs...) au sein d'une entreprise industrielle de ce type : la crèche d'entreprise (figure 17).



Figure 17 : le promenoir de la crèche

4. Conclusions

Les extraits sélectionnés et présentés ci-dessus permettent de se rendre compte à quel point la fabrication d'un produit pouvait se faire alors selon une démarche d'intégration verticale. En effet, l'organisation, sur un même site, en Usines spécialisées dans une des phases de la fabrication et concourantes toutes à la réalisation de ce même produit, la maîtrise de l'approvisionnement en matières premières et celle des débouchés, voire de la distribution, les efforts de recherche et développement sur tous les aspects du produit et sur la diversification des applications, sont sans doute de nature à laisser rêveur un certain ministre du « redressement productif » qui, depuis son bureau de la rue de Bercy, à quelques centaines de mètres de là,

contempler peut-être la friche d'Ivry... et s'en inspirer à l'orée d'une nouvelle révolution industrielle ?



Figure 18 : entrée de l'usine

5. Références

Salon du livre d'histoire des sciences et des techniques :



Figure 19 : affiche du dernier Salon du livre d'histoire des sciences et des techniques

Lien : http://www.ast.s.asso.fr/cms/index.php?option=com_flexicontent&view=items&cid=57:salon-divry&id=267:8e-salon-du-livre-dhistoire-des-sciences-et-des-techniques-ivry-sur-seine-8-10-fevrier-2013-llenergie-quelle-histoire-r&Itemid=95

(1) service des archives de la ville d'Ivry-sur-Seine, mairie d'Ivry-sur-Seine, 0149602563, archives@ivry94.fr.

(2) <http://www.ivry94.fr/videotheque/resource/ivry-confluences-chantiers-en-cours-et-projets-a-venir/>

(3) journal municipal d'informations locales « Ivry ma ville », Novembre 2009.

(4) « La Seine en amont de Paris », inventaire général du patrimoine culturel, Conseil régional d'Île-de-France, Unité société Direction culture, tourisme, sports, loisirs.

(5) <http://www.esme.fr/formations-laboratoires-energies-systemes.html>

(6) brochure « Les grandes usines de France – La Compagnie Générale d'Electricité, usines d'Ivry-Port, siège social : 5, rue Boudreau, Paris ». Publications Gorce, 19, rue Lafayette, Paris.

Contactez le service des archives de la ville d'Ivry-sur-Seine pour consulter l'intégralité de la brochure et certains documents complémentaires sur la « Compagnie des Lampes ».

Et demain ... ?

Petite revue de presse des avancées technologiques

Résumé : Pour ce numéro d'avril 2013, nous vous proposons quelques informations sur les nouveautés publiées dans le thème « biologie et électricité ». Cela fait quelques années que de nombreux chercheurs travaillent à l'interface entre la physique, la chimie et la biologie. Leurs recherches trouvent aujourd'hui des débouchés dans le domaine de l'énergie par le développement de techniques bio-inspirées comme dans le cas de la photosynthèse, de l'amélioration des processus de pression osmotique, ou de la production d'hydrogène.

1. Nouveauté dans le développement des fenêtres photovoltaïques (bulletins-electroniques.com, 19 mars 2013)

Une étude réalisée par les chercheurs de l'Instituto de Ciencia de Materiales de Sevilla (ICMS) vient de montrer que l'incorporation d'un nouveau type de cristal photonique pouvait améliorer le rendement des cellules solaires colorées ou à colorant, dites de Gratzel du nom de l'inventeur Suisse. Cette étude constitue un pas en avant dans la course à la production des fenêtres photovoltaïques, capables de capter l'énergie lumineuse provenant du soleil afin de générer de l'électricité et en même temps permettre le passage d'une partie de la lumière naturelle.

Les chercheurs ont étudié comment l'électricité produite par des cellules solaires colorées, intégrant des cristaux photoniques, varie en fonction de l'angle sous lequel la lumière les frappe. Les cristaux photoniques sont des nanostructures optiques préparées pour contrôler la propagation de la lumière et qui fonctionnent comme des miroirs hautement réfléchissants. Il est également possible de concevoir ces miroirs avec pour objectif de minimiser la perte de photocourant qui est dû à l'inclinaison variable de la cellule par rapport à la lumière du soleil à différents moments du jour.

L'utilisation de cristaux photoniques en tant que miroirs, placés derrière le matériau photovoltaïque, permet que les cellules solaires restent transparentes, pour faire en sorte que ce dispositif permette le développement de fenêtres lumineuses intégrées dans des bâtiments sensibles à la lumière.

Les cellules solaires à colorant présentent l'avantage de produire de l'électricité au moyen d'un principe photo-électro-chimique similaire à certains égards au phénomène de la photosynthèse, en transformant l'énergie lumineuse en énergie électrique.

2. De l'hydrogène à partir de méthane, mais sans émission de CO2 (bulletins-electroniques.com, 29 mars 2013)

L'hydrogène est un support prometteur, à la fois pour le stockage de l'énergie et pour le secteur des transports.

Cependant, il n'est disponible que sous forme liée, à savoir dans l'eau ou au sein d'hydrocarbures tels que le pétrole, le gaz naturel ou le charbon. L'hydrogène doit donc être séparé des autres composants chimiques avant d'être disponible. Cependant, les méthodes classiques de séparation entraînent la production de dioxyde de carbone, gaz à effet de serre. La production mondiale d'hydrogène est responsable d'environ cinq pour cent des émissions mondiales de CO2.

La production d'hydrogène à partir de méthane mais sans coproduit indésirable est le sujet du projet de recherche intitulé "Combustion du méthane sans émissions de CO2", qui réunit entre autres l'Institut technologique de Karlsruhe (KIT) et l'Institut de recherche sur le développement durable (IASS) de Potsdam (Brandebourg), dans le cadre du cluster "Système Terre, énergie et environnement" (E3) hébergé à l'IASS.

Pour produire de l'hydrogène sans émettre de CO2, le projet du KIT mise sur la décomposition thermique à haute température du méthane en hydrogène et carbone élémentaire, une réaction réalisable au sein d'un réacteur innovant à métal liquide et colonne à bulles, actuellement en construction. "Avec ce projet, nous avons la possibilité de participer à l'élaboration des bases d'une technologie énergétique entièrement nouvelle", déclare le professeur Thomas Wetzel. "Si la faisabilité de ce procédé se confirme, la production et l'utilisation durables d'hydrogène seront possibles même à partir de sources fossiles, dont l'utilisation classique serait, elle, nocive pour le climat."

Ce réacteur à métal liquide et colonne à bulles consiste en une colonne verticale d'environ un demi-mètre de hauteur et d'un diamètre de quelques centimètres. Cette

colonne est remplie de métal liquide chauffé à 1000°C. A travers un corps poreux situé à l'extrémité inférieure de la colonne sont introduites de fines bulles de méthane, qui remontent jusqu'à la surface. "A ces températures élevées, le méthane se désintègre en ses deux composants : l'hydrogène et le carbone", explique M. Wetzel. "Nous allons étudier la quantité d'hydrogène que l'on peut effectivement produire grâce à une conception intelligente du réacteur."

Après la construction du réacteur expérimental, les chercheurs du KIT étudieront l'effet de différents paramètres sur le contrôle du processus et le rendement potentiel en hydrogène et s'intéresseront au choix des matériaux pour le développement d'éventuels réacteurs industriels.

3. **Energie renouvelable : des nanotubes pour tirer le meilleur de l'énergie osmotique (CNRS presse, 27, fév 2013)**

La différence de salinité entre l'eau douce et l'eau de mer est l'une des voies explorées pour obtenir de l'énergie renouvelable. Néanmoins, les faibles rendements des techniques actuelles constituent un frein à son utilisation. Ce verrou pourrait être en train d'être levé. Une équipe menée par des physiciens de l'Institut Lumière Matière, en collaboration avec l'Institut Néel, a découvert une nouvelle piste pour récupérer cette énergie : l'écoulement osmotique à travers des nanotubes de Bore-Azote permet de générer un courant électrique géant avec une efficacité plus de 1 000 fois supérieure à celle atteinte jusqu'ici. Pour parvenir à ce résultat, les chercheurs ont développé un dispositif expérimental très original permettant, pour la première fois, d'étudier le transport osmotique des fluides à travers un nanotube unique.

Les phénomènes osmotiques se manifestent lorsque l'on met en contact un réservoir d'eau salée avec un réservoir d'eau douce par l'intermédiaire de membranes semi-perméables adaptées. Il est alors possible de produire de l'électricité à partir des gradients salins. Ceci, de deux façons différentes : d'un côté, la différence de pression osmotique entre les deux réservoirs peut faire tourner une turbine ; de l'autre, l'utilisation de membranes qui ne laissent passer que les ions permet de produire un courant électrique.

Concentrée au niveau des embouchures des fleuves, la capacité théorique de l'énergie osmotique au niveau mondial serait d'au moins 1 TéraWatt, soit l'équivalent de 1000 réacteurs nucléaires.

Cependant, les technologies permettant de récupérer cette énergie présentent d'assez faibles performances, de l'ordre de 3 Watts par mètre carré de membrane.

En s'inspirant de la biologie et des recherches sur les canaux cellulaires, les chercheurs sont parvenus, pour la première fois, à mesurer l'écoulement osmotique traversant un nanotube unique. Leur dispositif expérimental était composé d'une membrane imperméable et isolante électriquement. Cette membrane était percée d'un trou unique par lequel les chercheurs ont fait passer, à l'aide de la pointe d'un microscope à effet tunnel, un nanotube de Bore-Azote de quelques dizaines de nanomètres de diamètre extérieur. Deux électrodes plongées dans le liquide de part et d'autre du nanotube leur ont permis de mesurer le courant électrique traversant la membrane. L'intensité du courant traversant le nanotube de Bore-Azote est de l'ordre du nanoampère, soit plus de mille fois celui produit par les autres méthodes cherchant à récupérer l'énergie osmotique.

En extrapolant ces résultats à une plus grande échelle, une membrane de 1 m² de nanotubes de Bore-Azote aurait une capacité d'environ 4 kW et serait capable de générer jusqu'à 30 MW.h/an. Ces performances sont trois ordres de grandeur au-dessus de celles des prototypes de centrales osmotiques en service aujourd'hui. Les chercheurs veulent à présent étudier la fabrication de membranes composées de nanotubes de Bore-Azote, et tester les performances de nanotubes de composition différente.

4. **Fujifilm développe un film organique thermorésistant (bulletins-electroniques.com, 11 fév 2013)**

Le développement de nouveaux matériaux performants est un axe de recherche privilégié au Japon, tant au niveau académique qu'industriel. C'est dans ce contexte qu'en août 2012, l'AIST a annoncé avoir mis au point un nouveau matériau organique aux performances inédites. Basé sur un copolymère conducteur, ce matériau atteint une valeur de conversion électrique record la plus élevée au monde pour un matériau organique grâce à sa conductivité électrique.

C'est à partir de ce matériau que Fujifilm a mis au point un module de conversion thermoélectrique dont la valeur de conversion thermoélectrique serait la plus élevée au monde. Le module de conversion électrique mis au point par Fujifilm dispose d'une puissance de quelques mW, équivalente à celle d'un laser de CD-ROM. Il peut générer de l'électricité à partir d'un différentiel de température de 1°C. Fujifilm réfléchit actuellement à des utilisations de ce module dans le domaine médical (comme source d'énergie pour des instruments de suivi médical) et énergétique (installé à l'arrière d'un panneau photovoltaïque).

