



**HAL**  
open science

## Structures et commande des convertisseurs multicellulaires

Thierry Meynard, Maurice Fadel

► **To cite this version:**

Thierry Meynard, Maurice Fadel. Structures et commande des convertisseurs multicellulaires. Journées 3EI, SEE 1997, Mar 1997, Orsay, France. hal-03559574

**HAL Id: hal-03559574**

**<https://ut3-toulouseinp.hal.science/hal-03559574>**

Submitted on 7 Feb 2022

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

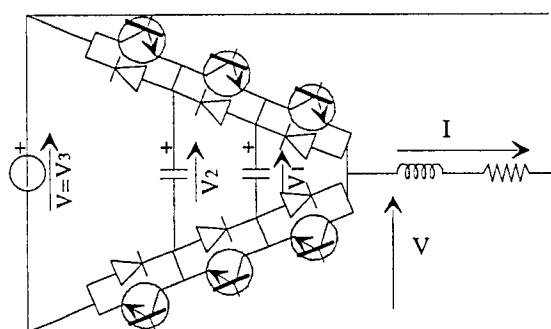
# STRUCTURES ET COMMANDE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

T. MEYNARD, M. FADEL

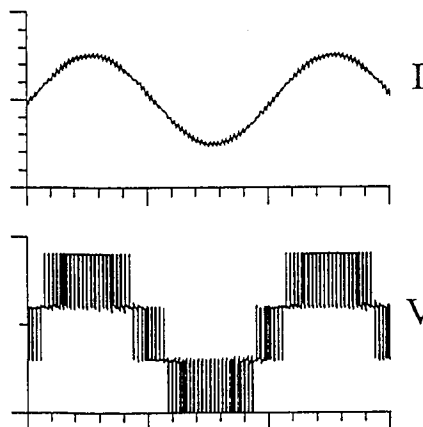
Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle  
UPRES-A CNRS N° 5004  
2, rue Camichel  
31071 Toulouse Cedex 7

## RESUME

Cet article est consacré aux convertisseurs multicellulaires série qui permettent de tirer parti des avantages potentiels de la mise en série de semiconducteurs en résolvant, par la structure même, les problèmes d'équilibrage de tensions.



Les avantages supplémentaires de ces convertisseurs en terme de degrés de liberté et de qualité de formes d'onde de sortie seront exposés.



La modélisation de ces convertisseurs pourra être abordée de façon très différente selon l'objectif poursuivi: modèle moyen en vue de la commande en boucle fermée, modèle harmonique pour étudier l'équilibrage naturel,...

Enfin, des exemples de réalisation seront donnés.

## INTRODUCTION

La puissance électrique est le produit de deux grandeurs (tension et courant) et une puissance élevée peut être obtenue par augmentation du courant ou de la tension. Cependant, en Electrotechnique, compte tenu des imperfections des matériaux conducteurs et isolants utilisés, c'est en utilisant des tensions élevées et des courants relativement faibles que l'on optimise le rendement dans les applications de forte puissance (réseaux de transport de l'électricité à 400kV, TGV sous 25kV,...). En électronique de puissance, le problème se pose un peu différemment car si le calibre en courant d'un semiconducteur peut être augmenté par simple augmentation de la surface de silicium, l'augmentation de la tenue en tension nécessite quant à elle une augmentation de l'épaisseur du silicium et une modification des épaisseurs des différentes couches et même de leur dopage. En pratique, l'augmentation de la tenue en tension d'un composant se traduit par une détérioration importante des caractéristiques statiques et dynamiques (augmentation des pertes par conduction et par commutation).

La réduction des pertes par conduction dans les composants autres que semiconducteurs ne peut donc être obtenue qu'en réduisant le courant et en augmentant la tension, mais pour que le bilan global soit positif, il est

souhaitable de répartir la tension sur plusieurs semiconducteurs basse tension qui pourront être optimisés en termes de tension de saturation et de vitesse de commutation. La mise en série de semiconducteurs est donc un moyen d'obtenir des performances exceptionnelles, mais elle pose néanmoins de gros problèmes de mise en oeuvre qui ont limité son industrialisation à quelques applications hors normes.

Cet article est consacré à la description des convertisseurs multicellulaires série qui permettent non seulement de faciliter la mise en série, mais aussi d'optimiser les formes d'ondes de tension découpée et de réduire la taille des filtres associés.

## TOPOLOGIES POUR LA MISE EN SERIE

### Mise en série directe d'interrupteurs

La mise en série de deux interrupteurs pose avant tout le problème de répartition des tensions entre ces deux interrupteurs en particulier lors des commutations. A l'amorçage, le composant s'amorçant le dernier risque de voir une tension transitoire très élevée, tandis que le blocage risque d'être fatal au plus prompt! La synchronisation rigoureuse des commutations est donc obligatoire.

Lorsque ces problèmes de synchronisation sont résolus, on dispose d'un "macro interrupteur" susceptible de commuter une tension double à la même fréquence. Malgré tout, il faut noter que les  $dV/dt$  générés par chaque commutation ont également doublés, ce qui mérite d'être pris en compte pour l'environnement en général, et pour les allumeurs en particulier.

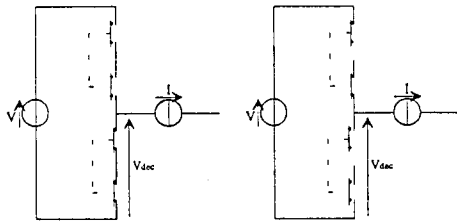


Figure 1 : Mise en série directe

### Onduleur "clampé" par le neutre (Neutral Point Clamped Inverter)

Dans ces onduleurs, le problème de la répartition de tension est résolu d'une manière très différente. Deux simples diodes connectées au point milieu de la source de tension permettent d'écarter la tension appliquée aux interrupteurs externes. Sous certaines conditions, cela permet aussi de protéger les interrupteurs du centre (Fig. 2 haut). Grâce à cette topologie particulière, on peut désynchroniser les instants de commutation des interrupteurs, ce qui évite de sommer les  $dV/dt$  tout en respectant l'équilibrage des tensions interrupteurs.

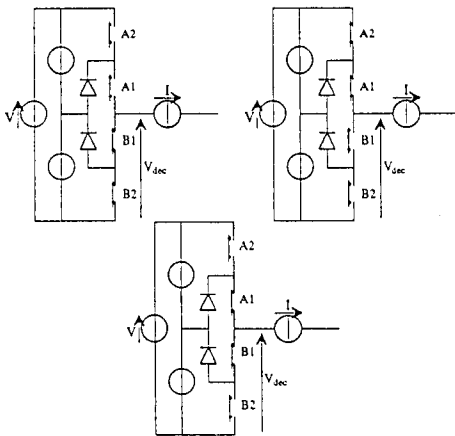


Figure 2 : Onduleur "clampé" par le neutre

Un autre intérêt, et non le moindre, réside dans l'utilisation d'un troisième état de cette cellule (Fig. 2 bas) qui consiste à connecter la source de courant au point milieu de la source de tension. On dispose donc d'un degré de liberté supplémentaire pour régler la tension de sortie, permettant par exemple d'améliorer le spectre de la tension découpée[1].

Dans le cas d'une source de courant continue, l'utilisation répétée du niveau intermédiaire génère une composante continue de courant et entraîne un bilan énergétique non nul pour les deux sources d'amplitude  $V/2$ . Le potentiel de ce point devrait donc être imposé et régulé par un convertisseur de puissance non négligeable, ce qui est assez dissuasif; il n'y aura pas de "Hacheur Clampé par le neutre".

Dans le cas d'un bras d'onduleur, on peut compter sur la symétrie glissante du motif de commande et du courant pour

annuler la puissance moyenne prélevée sur cette source, qui peut alors être un point milieu capacitif dimensionné pour la fréquence de modulation. Cependant, en pratique, les symétries ne sont pas toujours exactement respectées, et le point milieu capacitif se comportant comme un très bon intégrateur, une dérive (lente?) peut être observée. Il semble que dans la plupart des applications, une régulation de cette tension basée sur l'utilisation adéquate des états redondants soit à prévoir.

### Cellule de commutation multicellulaire [2],[3]

En utilisant une source de tension flottante d'amplitude égale à la moitié de la source d'entrée, il est possible de résoudre efficacement le problème de l'équilibrage des tensions (Fig. 3): les tensions aux bornes des interrupteurs bloqués sont égales à  $V/2$ , (dans la structure précédente les diodes ne garantissent qu'une inégalité).

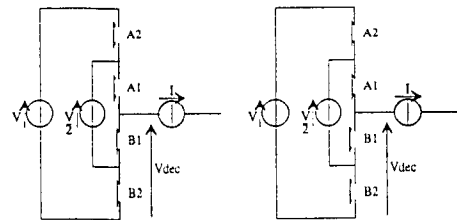


Figure 3 : Cellule de commutation multicellulaire

Dans cette nouvelle configuration topologique incluant une source de tension flottante supplémentaire, les règles d'interconnexion des sources s'énoncent d'une façon particulière:

- A1 et B1 ne doivent jamais être simultanément passants (sinon court-circuit de la source  $V/2$ ),
- A1 et B1 ne doivent jamais être simultanément ouverts (sinon circuit ouvert pour la source I),
- A2 et B2 ne doivent jamais être simultanément passants (sinon connexion directe de  $V$  et  $V/2$ ),
- A2 et B2 ne doivent jamais être simultanément ouverts (sinon circuit ouvert pour la source I).

A l'intérieur de chaque paire (A1, B1) d'une part et (A2, B2) d'autre part, les interrupteurs doivent donc toujours être dans des états différents et l'on considérera dans tout ce qui suit que ces règles sont respectées. Ceci impose en particulier des changements d'états synchrones et opposés et on retrouve ainsi pour chaque paire les règles classiques qui régissent le fonctionnement de toute cellule de commutation à deux interrupteurs (par exemple nécessité d'un temps mort entre commutations commandées...). De ce point de vue, cette nouvelle cellule de commutation peut donc être considérée comme l'imbrication de deux cellules de commutation élémentaires dont les états peuvent a priori être choisis de manière quelconque.

Par contre, ces deux cellules peuvent être désynchronisées, ce qui conduit à utiliser deux états supplémentaires (Fig. 4) dans lesquels l'équilibrage des tensions est toujours garanti.

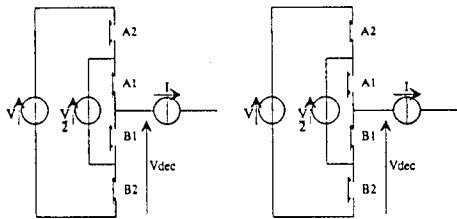


Figure 4 : États supplémentaires

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

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

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

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

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

On se rappellera que *la tension découpée est à tout instant égale à la somme des signaux de commande multipliée par la demie tension*. L'introduction d'un déphasage entre  $SC_1$  et  $SC_2$  permet de découper la tension sur trois niveaux (0,  $V/2$ ,  $V$ ). La figure 5 montre par exemple comment on peut réduire l'ondulation de courant dans un hacheur à cellules imbriquées en déphasant progressivement les signaux de commande de 0 à 180 degrés.

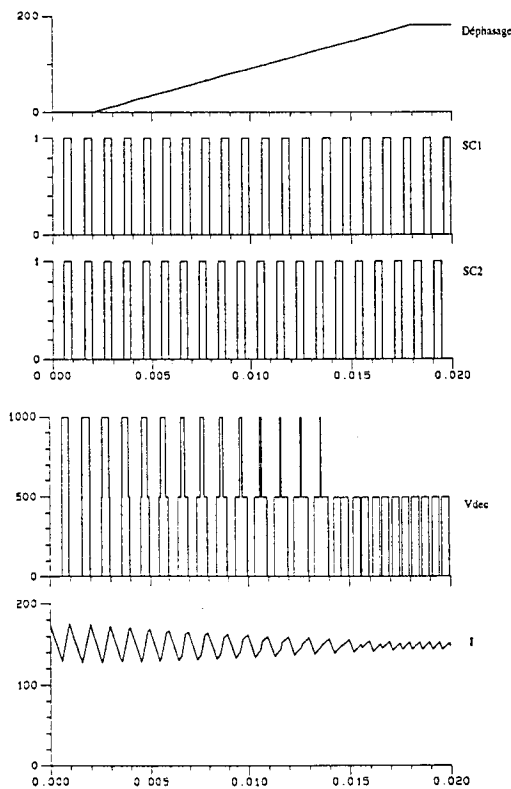


Figure 5 : Influence du déphasage sur les formes d'ondes

On notera qu'avec un déphasage de 180 degrés, la tension  $V_{dec}$  présente une ondulation à une fréquence double de la fréquence de découpage, et une ondulation de tension égale à

la moitié de la tension  $V$ . Pour une inductance donnée, l'ondulation de pire cas est ainsi réduite dans un facteur quatre par rapport à une commande en phase. Cette propriété est à rapprocher de celle, plus connue, des onduleurs en pont complet. La seule différence est que la tension découpée est ici obtenue par sommation de fonctions de modulation alors que dans un pont, la tension de sortie s'exprime comme la différence de deux fonctions de modulation.

La tension découpée prendra soit les valeurs (0,  $V/2$ ) lorsque le rapport cyclique est compris entre 0 et 1/2, soit les valeurs ( $V/2$ ,  $V$ ) si le rapport cyclique est compris entre 1/2 et 1. Les formes d'onde obtenues avec un rapport cyclique variable et un déphasage fixe de 180 degrés sont illustrées en Fig. 6.

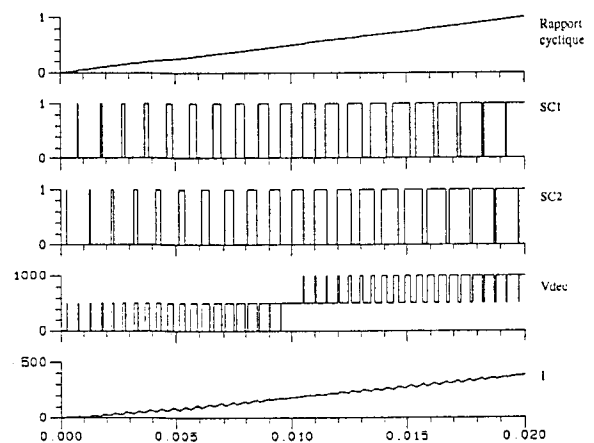


Figure 6 : Influence du rapport cyclique

On notera en particulier que l'ondulation de courant passe par un minimum local nul pour un rapport cyclique de 50%. Là aussi, on peut faire un parallèle avec une structure traditionnelle en pont, en remarquant toutefois que dans le cas présent, la puissance obtenue à  $Q=50\%$  n'est pas nulle...

Toutes les propriétés intéressantes et originales de cette structure sont liées à l'utilisation d'une source de tension "auxiliaire" qui risque d'être très pénalisante:

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

Fort heureusement, on remarque que le bilan énergétique de cette source peut être annulé en utilisant harmonieusement les deux dernières phases (Fig. 4). Les motifs de commande respectant ce critère seront facilement déduits du modèle moyen décrit ci-dessous.

### Cellule de commutation multicellulaire généralisée

La topologie multicellulaire présente l'avantage de pouvoir être directement généralisée à un nombre quelconque d'interrupteur, et ce aussi bien au niveau topologique qu'au niveau commande. L'extrapolation de la topologie avec  $p$  paires d'interrupteurs est représentée en Fig. 7.

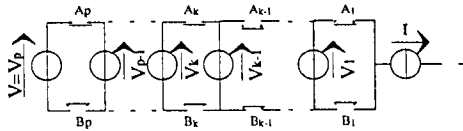


Figure 7 :

*Cellule de commutation multicellulaire d'ordre p*

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

$$(V_{Ak})_{off} = (V_{Bk})_{off} = V_k - V_{k-1} \quad (Eq. 5)$$

$k = 1, \dots, p$  avec  $V_0=0$

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

$$(V_{Ak})_{off} = (V_{Bk})_{off} = V/p \quad (Eq. 6)$$

$k=1, \dots, p$

Les relations précédentes montrent que les tensions interrupteurs seront équilibrées si :

$$V_k = k \cdot V/p \quad (Eq. 7)$$

$k = 0, \dots, p$  avec  $V_0=0$

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

Comme dans le cas de deux cellules, on peut montrer qu'un déphasage de  $2\pi/p$  permet d'optimiser le spectre en annulant les harmoniques aux fréquences  $f_{dec}, 2.f_{dec}, \dots, (p-1).f_{dec}$ . Au niveau des formes d'onde, ce déphasage des signaux de commande conduit à une tension découpée de fréquence  $p.f_{dec}$  et d'ondulation  $V/p$ .

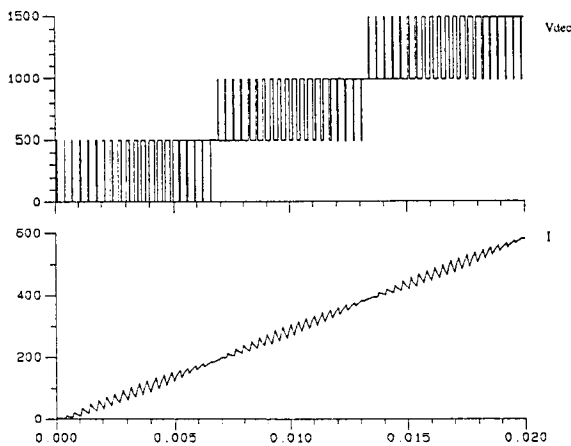


Figure 8

*Courant de sortie et tension découpée avec 3 cellules déphasées de 120° (Rapport cyclique variant de 0 à 1)*

En ce qui concerne le dimensionnement des éléments de filtrage, on peut se référer à la figure 9 qui donne l'ondulation de courant en fonction du rapport cyclique pour une cellule traditionnelle ( $p=1$ ) et pour des cellules multicellulaires d'ordre 2 à 5 (signaux de commande des différentes cellules déphasés de  $2\pi/p$ ).

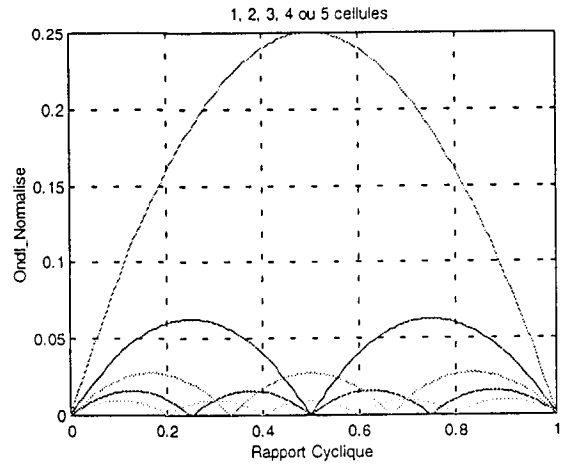


Figure 9 :

*Ondulation de courant en fonction du rapport cyclique*

Pour une inductance donnée, l'ondulation de pire cas du courant de sortie est réduite dans un facteur  $p^2$  par rapport à celle obtenue avec des commandes synchrones, pour une ondulation donnée, c'est l'inductance qui peut être réduite dans un facteur  $p^2$ .

*Application aux différents types de conversion*

Les cellules de commutation obtenues par imbrications de cellules peuvent a priori être utilisées pour régler les échanges d'énergie entre une source de tension et une source de courant, quelles que soient leurs natures :

- tension continue/courant continu (cellule type hacheur)
- tension continue/courant alternatif (cellule type onduleur de tension)
- tension alternative/courant continu (cellule type commutateur de courant)
- tension alternative/courant alternatif (cellule type cycloconvertisseur)

*Hacheurs*

Les interrupteurs peuvent être unidirectionnels en tension et en courant. Pour un courant sortant du point de connexion, les interrupteurs de la série connectée au point chaud de la source de tension sont commandés à l'amorçage et au blocage, les interrupteurs connectés au point froid sont à amorçage et blocage spontané.

La figure 10 donne quelques exemples de convertisseurs continu-continu à trois cellules. Plutôt que de représenter les convertisseurs sous leur forme traditionnelle, on s'est attaché à les reconstruire autour de la même cellule de commutation. Ceci a pour but de montrer que dans toutes ces structures, les problèmes de commutation sont les mêmes, que la structure soit survolteuse, dévolteuse, ... que l'entrée soit côté source de courant et la charge côté source de tension ou le contraire...

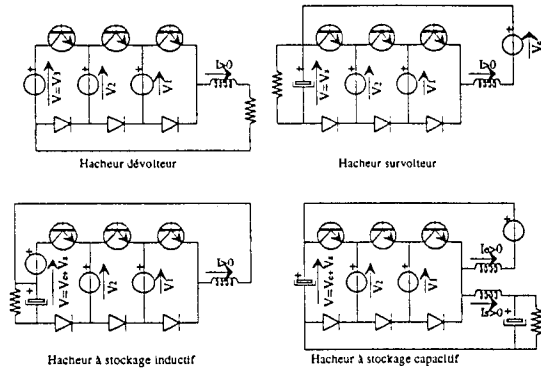


Figure 10 : Hacheurs multicellulaires

### Onduleurs

Les interrupteurs doivent être unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant.

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

La figure 11 donne un exemple d'onduleur de tension triphasé réalisé dans une version à trois cellules. Il apparaît clairement que cette structure est obtenue par simple substitution de la cellule de commutation traditionnelle par trois cellules imbriquées.

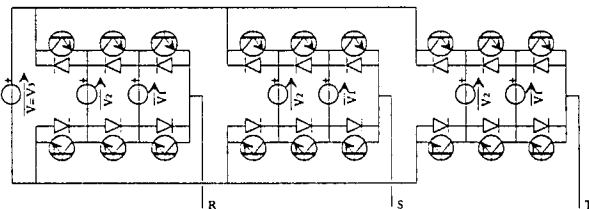


Figure 11 : Onduleur triphasé multicellulaire

### Commutateurs et cycloconvertisseurs

De la même manière, on peut réaliser des commutateurs (fig. 12) et des cycloconvertisseurs en utilisant des interrupteurs ayant des caractéristiques statiques appropriées (bidirectionnels en tension et unidirectionnel en courant pour le commutateur, bidirectionnel en courant pour le cycloconvertisseur).

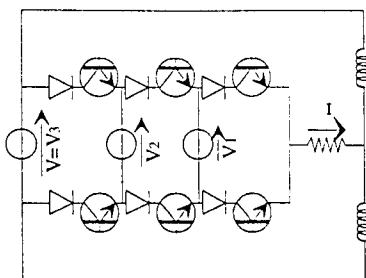


Figure 12 : Commutateur de courant multicellulaire série

La différence principale avec les hacheurs et les onduleurs est que la source  $V$  étant dans ce cas alternative, les sources de tension flottantes doivent elles aussi être alternatives et en phase avec la source  $V$  (Fig. 13). Il est à ce niveau un peu prématuré d'expliquer comment ces tensions peuvent être asservies, cependant toutes les informations nécessaires sont contenues dans la suite de l'article.

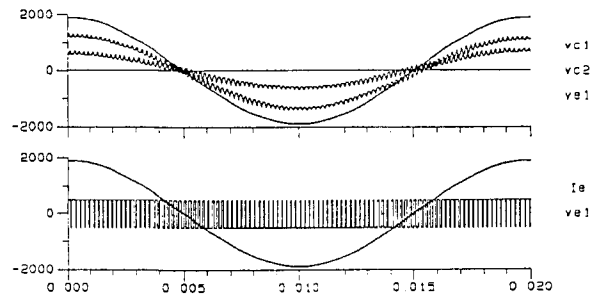


Figure 13 : Formes d'ondes du commutateur

On peut aussi envisager le fonctionnement en cycloconvertisseur, mais il est préférable de se familiariser d'abord avec le fonctionnement des hacheurs et onduleurs multicellulaires, car le cycloconvertisseur rassemble à peu près toutes les difficultés (la régulation des tensions flottantes est problématique lorsque le courant s'annule).

### MODELISATION

#### Modélisation des Convertisseurs statiques:

D'une manière générale la modélisation des convertisseurs statiques présente une difficulté majeure liée au fait que ces dispositifs résultent d'un assemblage d'éléments continus (inductance, capacité) et d'éléments discrets (transistors, diodes ..). Bien sûr c'est au sens d'un modèle macroscopique que l'interrupteur possède ce caractère binaire. De plus, lors de son fonctionnement le convertisseur présente une topologie variable à caractère périodique. Ces remarques permettent d'envisager la mise à jour de modèles soit de type continu soit de type échantillonné.

Pour cette première catégorie il existe une méthodologie simple, lorsque les grandeurs continues peuvent être représentées par leur valeur moyenne sur une période de fonctionnement. Ceci est en général le cas, notamment pour les convertisseurs à MLI, qui présentent un filtre de sortie dimensionné afin de réduire les ondulations résiduelles. Cette approche a donné lieu à différentes méthodes de modélisation (circuit moyen équivalent, moyenne dans l'espace d'état ...) [5],[6]. L'efficacité de ces modèles pour la synthèse de lois de commande n'est plus à démontrer.

La deuxième catégorie n'exige aucune restriction, mais le modèle généré se présente sous la forme d'une équation matricielle récurrente à la période de découpage, souvent complexe rendant son utilisation en commande parfois délicate. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement, bien que fastidieuse, conduit à des applications intéressantes[7]. Il faut noter qu'en terme d'analyse cette représentation demeure précieuse dans le sens où aucune hypothèse simplificatrice n'est nécessaire.

L'obtention d'un modèle peut également être envisagée par le biais d'une décomposition harmonique des grandeurs d'état, ceci conduit à un modèle continu représentant le

convertisseur au sens du premier harmonique [8]. Cette représentation peut être également étendue en considérant un nombre d'harmoniques quelconque en adéquation avec les phénomènes présents[4].

Le but du présent paragraphe consiste à présenter rapidement chacune de ces méthodes en mettant en exergue leur caractéristiques.

### Représentation échantillonnée des convertisseurs MLI

Le fonctionnement d'un convertisseur en MLI en conduction continue, se caractérise par la succession d'un nombre fini de séquences, dont la durée est maîtrisée par la commande. Prenons pour support un exemple simple sur le convertisseur survolteur de type BOOST, représenté sur la figure 14, muni d'une commande générant une impulsion de commande calée à gauche sur la période de découpage.

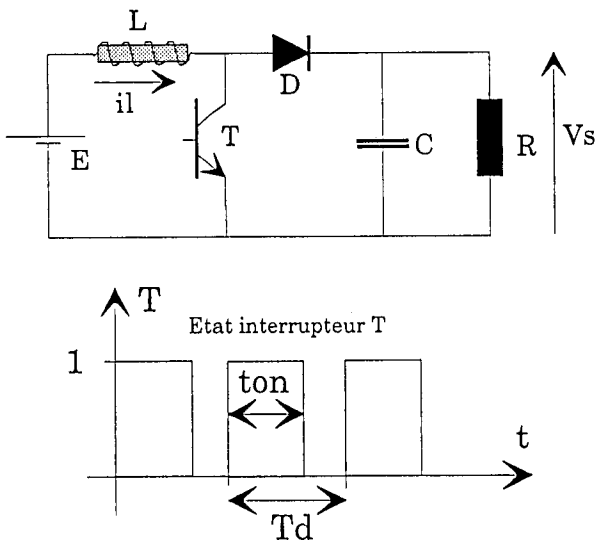
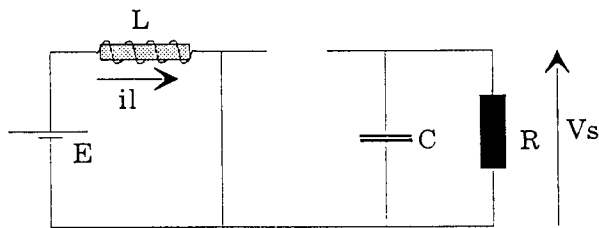


Figure 14 : Application au hacheur survolteur

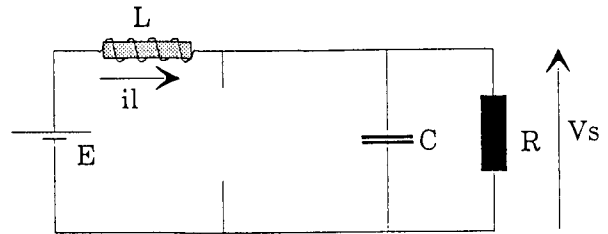
Chaque séquence fait apparaître un circuit électrique linéaire (figure 15a, 15b) que l'on peut représenter par une équation d'état continue. Ainsi l'évolution du vecteur d'état entre le début et la fin de chaque séquence peut être explicitée en résolvant l'équation d'état concernée.



$$\dot{x} = A_1 * x + B_1 * E$$

$$y = C_1 * x + D_1 * E$$

Figure 15a : Séquence 1 de durée  $\alpha * Td$



$$\dot{x} = A_2 * x + B_2 * E$$

$$y = C_2 * x + D_2 * E$$

Figure 15b : Séquence 2 de durée  $(1-\alpha) * Td$

La continuité du vecteur d'état lors de la commutation permet d'exprimer une équation d'état unique, de nature discrète, à la période de découpage.

$$\underline{x}(\alpha * Td) = e^{A_1 * \alpha * Td} * \underline{x}(0) + A_1^{-1} * (e^{A_1 * \alpha * Td} - 1) * B_1 * E$$

soit  $\underline{x}(\alpha * Td) = F_1 * \underline{x}(0) + G_1 * E$  (Eq. 8)

$$\underline{x}(Td) = e^{A_2 * (1-\alpha) * Td} * \underline{x}(\alpha * Td) + A_2^{-1} * (e^{A_2 * (1-\alpha) * Td} - 1) * B_2 * E$$

soit  $\underline{x}(Td) = F_2 * \underline{x}(\alpha * Td) + G_2 * E$  (Eq. 9)

Ainsi par substitution on peut exprimer le vecteur d'état à l'instant Td en fonction du vecteur d'état à l'instant 0.

$$\underline{x}(Td) = F_2 * F_1 * \underline{x}(0) + (F_2 * G_1 + G_2) * E$$

soit  $\underline{x}(Td) = F * \underline{x}(0) + G * E$  (Eq. 10)

Cette équation récurrente représente l'évolution du vecteur d'état échantillonnée en fin de période, elle constitue le modèle discret du convertisseur. Pour une impulsion calée à gauche et pour ce type de convertisseur, le courant est représenté par valeur inférieure et la tension par valeur supérieure.

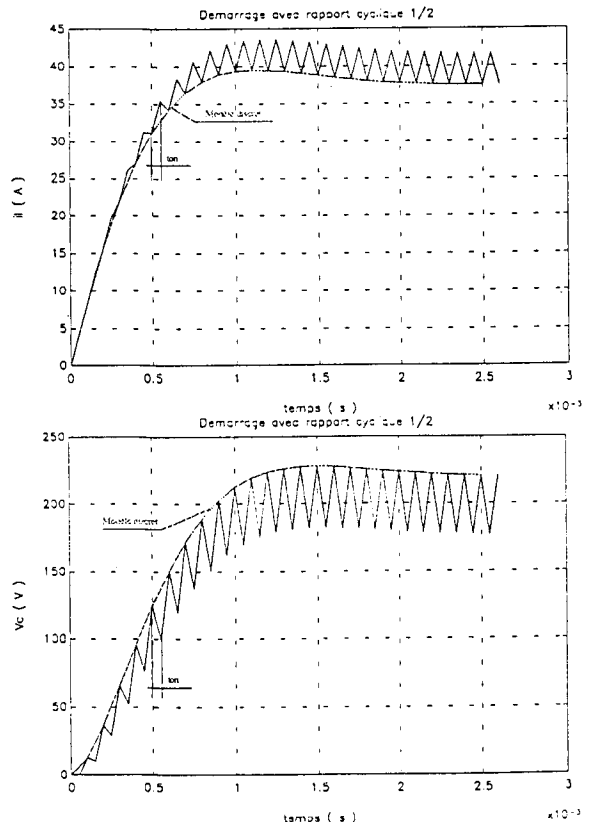


Figure 16 : Réponse du modèle discret

Ce modèle récurrent fait apparaître la fonction exponentielle de matrice qui dans la cadre d'une simplification peut être approximé par un développement au 1<sup>o</sup> ordre. Ainsi l'équation échantillonnée devient:

$$\underline{x}(Td) \approx (1 + A_1 * \alpha * Td + A_2 * (1 - \alpha) * Td) * \underline{x}(0) + (B_1 * \alpha * Td + B_2 * (1 - \alpha) * Td) * E \quad (\text{Eq. 11})$$

En passant dans le domaine continu par approximation linéaire de la dérivée on obtient:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}} &= A * \underline{x} + B * E \\ y &= C * \underline{x} + D * E \end{aligned}$$

avec  $A = A_1 * \alpha + A_2 * (1 - \alpha)$   
 $C = C_1 * \alpha + C_2 * (1 - \alpha)$   
 et  $B = B_1 * \alpha + B_2 * (1 - \alpha)$   
 $D = D_1 * \alpha + D_2 * (1 - \alpha) \quad (\text{Eq. 12})$

La matrice dynamique A est constitué des matrices A<sub>1</sub> et A<sub>2</sub> pondérées par leur durée d'existence. Il en est de même des autres matrices et le modèle généré constitue une représentation au sens des valeurs moyennes du convertisseur, nommée **modèle d'état moyen**.

#### Représentation au sens des valeurs moyennes [5]

L'approximation au 1<sup>o</sup> ordre de l'exponentielle de matrice est légitime si les termes du 2<sup>o</sup> ordre sont négligeables, alors la constante de temps la plus rapide reste grande devant la période de découpage ce qui sur le plan fréquentiel ce traduit par un filtrage important à la fréquence de découpage.

Dans le cas général les matrices A<sub>1</sub> et A<sub>2</sub> sont différentes et A dépend du rapport cyclique, ceci caractérise un système non-linéaire. Pour obtenir une transmittance liant l'évolution des variables d'état au rapport cyclique il y a lieu de linéariser l'équation d'état moyenne autour d'un point d'équilibre caractérisé par  $\alpha_0$  et  $\underline{X}$ . L'équation d'état linéarisé [Eq.13] est obtenue en différentiant l'équation précédente avec  $\hat{\alpha}$  et  $\hat{\underline{x}}$  les variations autour de l'équilibre, soit: (Eq.13)

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\underline{x}}} &= A * \hat{\underline{x}} + [(A_1 - A_2) * \underline{X} + (B_1 - B_2) * E] * \hat{\alpha} \\ \hat{y} &= C * \hat{\underline{x}} + [(C_1 - C_2) * \underline{X} + (D_1 - D_2) * E] * \hat{\alpha} \end{aligned}$$

Ceci constitue l'équation d'état en petit signal du convertisseur valable autour de  $\alpha_0$ . La transmittance équivalente peut être obtenue par :

$$T(p) = \frac{\hat{y}(p)}{\hat{\alpha}(p)} \quad (\text{Eq.14})$$

$$T(p) = C(pI - A)^{-1} [(A_1 - A_2) \underline{X} + (B_1 - B_2) E] + [(C_1 - C_2) \underline{X} + (D_1 - D_2) E]$$

Cette méthode permet de prendre en compte les résistances à l'état passant et à l'état bloqué des composants de puissance, sans que la simplicité en soit altérée. De même on peut

exprimer les transmittances liant l'évolution de différentes grandeurs d'état en fonction des variations éventuelles de la tension d'alimentation E.

#### Approche circuit moyen équivalent [6]

A la lumière du modèle discret et de l'approximation au 1<sup>o</sup> ordre de l'exponentielle de matrice légitimé par le fait que les constantes de temps sont grandes devant la période de découpage, nous pouvons envisager de représenter le convertisseur par un circuit moyen équivalent. Ainsi il s'agit de considérer une séquence de fonctionnement au choix et d'exprimer pendant cette séquence le courant circulant dans les interrupteurs fermés ou la tension aux bornes des interrupteurs ouverts en fonction des variables d'état et/ou des sources. Le circuit moyen équivalent sera obtenu en remplaçant les dits interrupteurs par des sources représentant la valeur moyenne des grandeurs obtenues. Cette démarche peut être systématisée en suivant le mode opératoire suivant:

- Choisir une séquence quelconque de fonctionnement.
- Noter sa durée, soit par exemple  $\alpha * Td$ .
- Exprimer le courant dans les interrupteurs fermés en fonction des variables d'état, ou bien des sources, soit par exemple  $I_l$ .
- Exprimer la tension aux bornes des interrupteurs fermés en fonction des variables d'état, ou bien des sources, soit par exemple  $V_c$ .
- Le circuit moyen sera obtenu en remplaçant les interrupteurs fermés par  $\alpha * I_l$  et les interrupteurs ouverts par  $\alpha * V_c$ .

On considère un hacheur dévolteur fonctionnant à fréquence de découpage  $F_d$ , avec un rapport cyclique  $\alpha$ . Choisissons la séquence où l'interrupteur principal T conduit. Cette séquence à une durée  $\alpha * Td$ . On notera  $I_t = I_l$  et  $V_d = E$ .

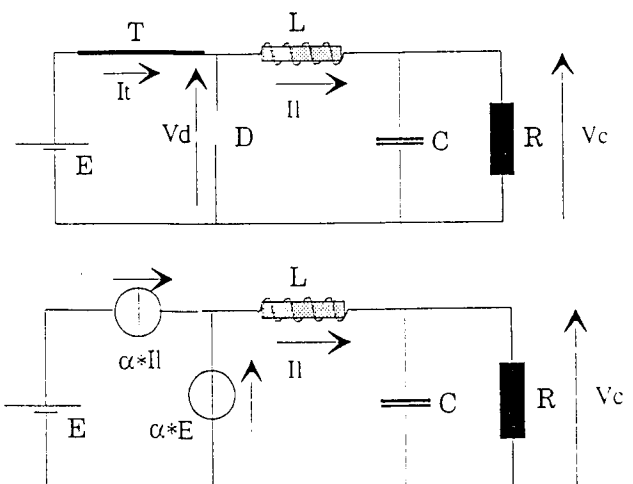


Figure 17 : Circuit moyen équivalent



Du circuit moyen équivalent il devient simple de caractériser le convertisseur sur le plan statique et dynamique par écriture des relations fondamentales des circuits. En général les équations obtenues sont non-linéaires et il y a lieu de linéariser autour d'un point de fonctionnement pour obtenir la transmittance entrée-sortie. A titre d'exemple on obtient pour le hacheur dévolteur, qui lui reste linéaire, la transmittance suivante:

$$Tv(p) = \frac{Vc(p)}{\alpha(p)} = \frac{1}{L * C} * \frac{E}{p^2 + \frac{1}{R * C} * p + \frac{1}{L * C}}$$

(Eq.15)

Les résultats obtenus sont bien sûr indépendants du choix de la séquence pour la construction du circuit moyen équivalent.

#### Représentation harmonique des convertisseurs [4]

En terme de représentation lorsque la notion de valeur moyenne n'est plus suffisante, une extension peut être obtenue en généralisant la notion de générateur équivalent à la notion de générateur harmonique équivalent. Ainsi aux bornes d'un interrupteur bloqué la tension peut être développée en série de Fourier et l'on peut réaliser une mise en équation de type circuit. La prise en compte des harmoniques améliore la représentation du convertisseur.

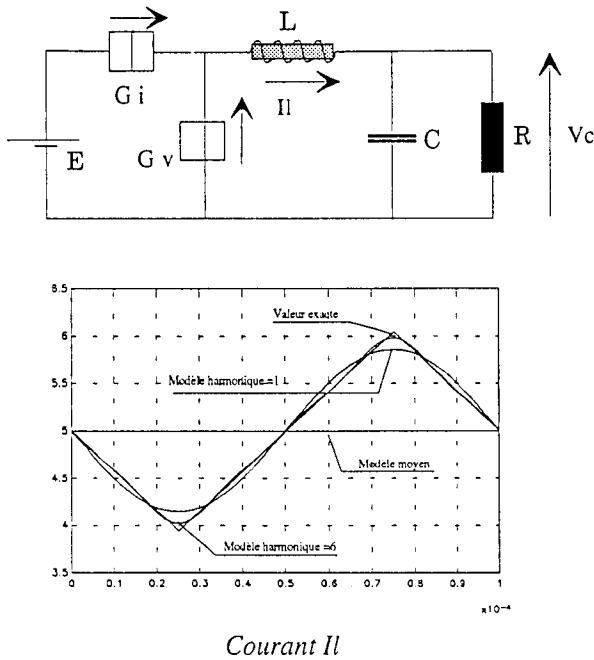


Figure 18 : Modèle harmonique appliqué au dévolteur

$$Gv = \sum_{i=1}^n E * \frac{2}{k * \pi} * \sin(k * \pi * \alpha) * e^{j * k * \pi} * e^{j * k * 2 * \pi * fd * t}$$

(Eq. 16)

Cependant l'amplitude des harmoniques décroissant en raison inverse du rang et le filtrage évoluant au moins à -20 db/décade, au delà d'une certaine valeur les harmoniques n'apportent plus de contribution significative.

#### Application au convertisseur multicellulaire série

Afin d'illustrer les particularités du convertisseur multicellulaire nous proposons de modéliser une structure à 2 cellules à l'aide d'un modèle moyen. Sans perte de généralité nous envisageons le cas où les impulsions sont déphasées de  $\pi/2$  et centrées sur la demi-période.

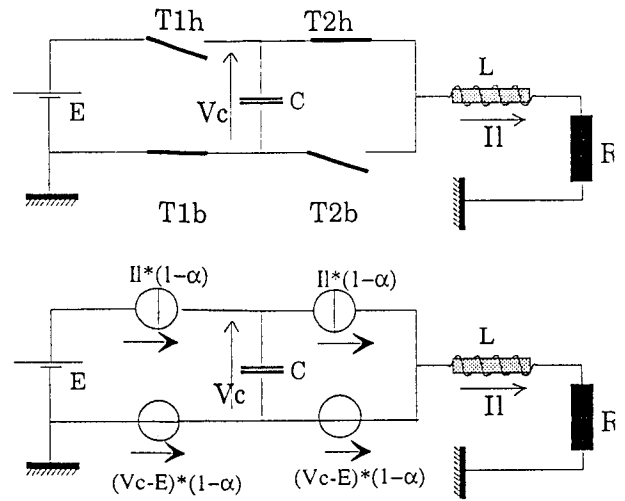
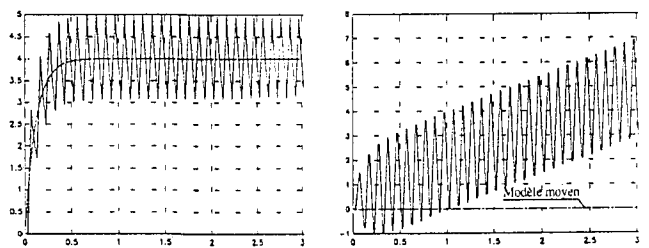


Figure 19 :

#### Modèle moyen du convertisseur multicellulaire

L'utilisation de la méthode du circuit moyen équivalent, avec un rapport cyclique supérieur à 1/2, conduit à la représentation de la figure 19. Lors d'une mise sous tension à rapport cyclique constant, nous obtenons les réponses suivantes, fig. 20.



Evolution du courant II Evolution de la tension Vc

Figure 20 : Réponse du modèle moyen

Il apparaît clairement que le modèle moyen ne permet pas de représenter l'évolution de la tension aux bornes de la capacité car selon le schéma équivalent le courant dans cette capacité est nul. Dans les mêmes conditions l'utilisation du modèle discret conduit à la réponse de la figure 21. L'évolution de la tension capacité est correctement représentée et nous constatons la présence d'un régime transitoire à 2 dynamiques fortement distinctes. Ce modèle se présente sous la forme d'une équation récurrente à la période d'échantillonnage véhiculant l'ensemble des caractéristiques du convertisseur. L'analyse de ce modèle permet d'extraire les différentes constantes de temps et donc de quantifier le mécanisme d'installation du régime d'équilibre. Pour le convertisseur évoqué ci-dessus on obtient les pôles et zéros suivants, fig. 22. Pour le courant dans l'inductance nous notons la présence d'un mode lent ( $\sim 20$  rd/s) et d'un mode rapide ( $\sim 8300$  rd/s). Le mode lent n'apparaît pas sur la réponse car il est masqué par la présence d'un zéro dynamique semblable. Pour la tension

capacité le pôle lent apparaît pleinement et régit l'évolution de la tension condensateur.

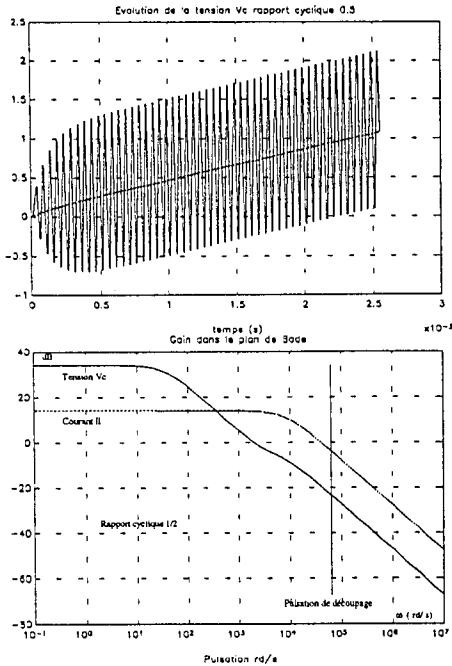


Figure 21 : Résultats obtenus avec le modèle discret

Ce phénomène apparaît sur les courbes de gain dans le plan de Bode, où la courbe relative à la tension  $V_c$  possède une cassure à quelques dizaines de rd/s imposant ainsi une dynamique lente. Pour la courbe en courant ce mode est rapidement compensée et la pulsation de cassure se situe une décade en dessous de la pulsation de découpage.

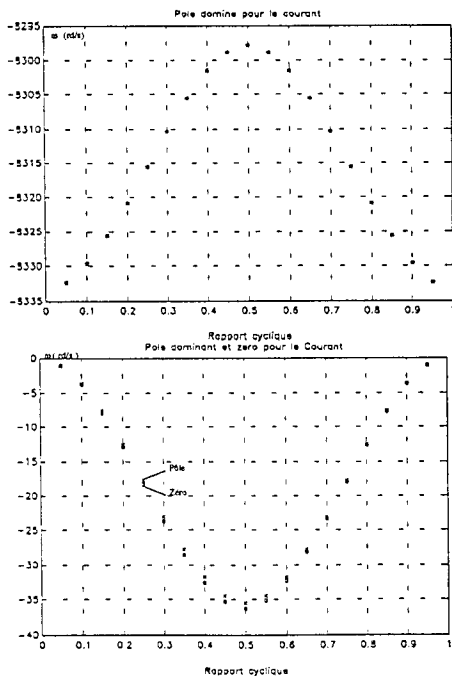


Figure 22 : Pôles et zéros

Sur cet exemple simple apparaît toute la particularité du convertisseur multicellulaire liée à la dynamique d'un zéro situé au voisinage d'un pôle dominant.

Par ailleurs on notera qu'en fonction du rapport cyclique la dynamique d'équilibrage varie et passe notamment par un maximum pour un rapport cyclique de 0.5. Ceci est à mettre

en relation avec le fait qu'à fréquence constante, l'ondulation résiduelle de courant est maximale pour cette valeur de rapport cyclique. Nous reviendrons dans le paragraphe suivant sur l'importance des harmoniques de courant à la fréquence de découpage par rapport au mécanisme d'équilibrage.

### Modèle harmonique

Des simulations et des essais expérimentaux ont mis en évidence un phénomène d'équilibrage naturel qui n'est pas explicable avec le modèle moyen. Ceci nous a amené à développer un modèle plus complet qui a pour particularité de prendre en compte les harmoniques de courant de la source de courant.

En figure 23, nous avons représenté un convertisseur à trois cellules. Les formes d'ondes suivantes font apparaître des aires représentant les courants moyens circulant dans les trois interrupteurs de la rangée supérieure en prenant successivement l'hypothèse que le courant de la source de courant est continue (1er tracé), sinusoïdal à la fréquence de découpage (2ème tracé), sinusoïdal à deux fois la fréquence de découpage (3ème tracé), ou enfin sinusoïdal à trois fois la fréquence de découpage (4ème tracé).

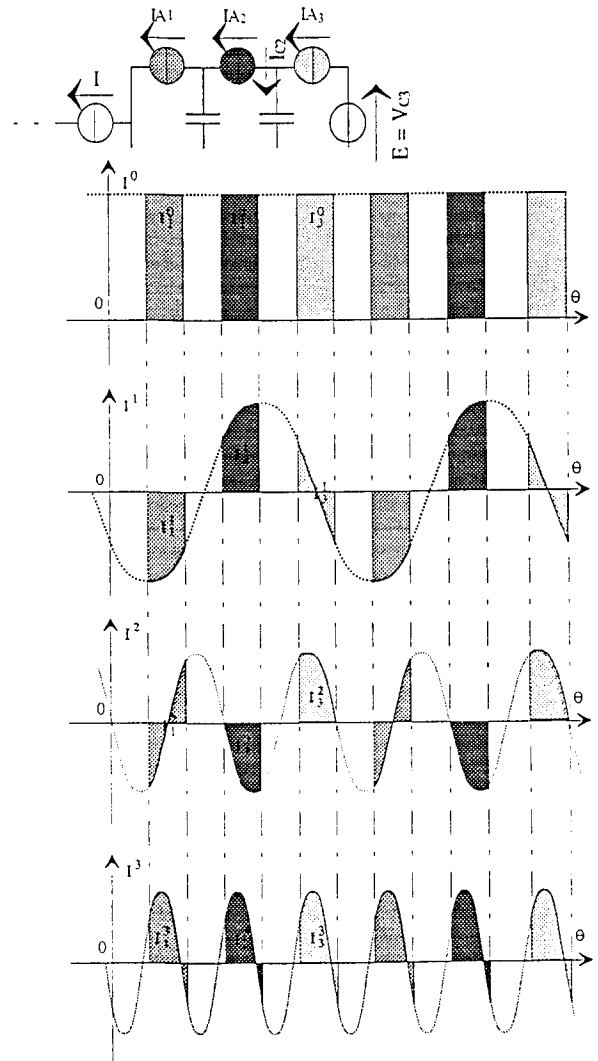


Figure 23 : Influence des courants harmoniques

On voit alors que pour les tracés 1 et 4, les courants moyens dans les trois interrupteurs sont égaux, ce qui implique que les courants moyens dans les condensateurs

sont nuls. Autrement dit, les condensateurs ne peuvent voir leur tension évoluer sous l'effet de la composante continue ou de l'harmonique 3 qui ne jouent aucun rôle sur l'équilibrage naturel. De la même manière, on peut montrer que tous les harmoniques de rang multiple de trois sont sans effet.

Inversement, les tracés deux et trois montrent que le premier et le deuxième harmonique ont des contributions différentes sur les courants moyens dans les interrupteurs, ce qui crée une composante continue de courant dans les condensateurs qui vont donc se charger ou se décharger. Ce sont ces harmoniques de courant (et leurs homologues modulo 3) qui régissent l'équilibrage naturel.

La figure 24 permet d'illustrer le bouclage qui est à la base du phénomène d'équilibrage naturel. On a supposé que les tensions condensateurs étaient déséquilibrées, ce qui se traduit par une forme d'onde de la tension découpée qui est irrégulière (trace supérieure). D'un point de vue harmonique, le déséquilibre des tensions conduit à la création d'un harmonique de tension non nul à la fréquence de découpage. Appliqué à l'impédance de la source de courant, cet harmonique de tension va générer un harmonique de courant non nul à la fréquence de découpage et faire varier les tensions aux bornes des condensateurs.

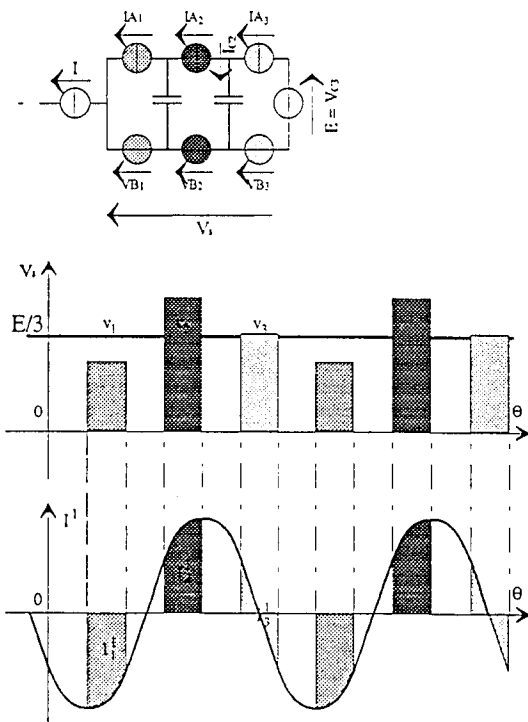


Figure 24 : Influence du déséquilibre des tensions condensateurs sur le premier harmonique

Dans le cas particulier représenté en Figure 24, la tension  $V_{c1}$  est trop faible, ce qui conduit à une première impulsion de tension trop basse et une seconde trop haute (tracé supérieur). Ce déséquilibre génère un courant harmonique qui crée un courant moyen négatif dans l'interrupteur de la cellule 1 et positif dans l'interrupteur de la cellule 2. Par conséquent, le courant moyen dans  $C1$  est positif et  $V_{c1}$  croît. Ceci restera vrai jusqu'à ce que  $V_{c1} = E/3$ ; pour cette valeur, les premiers harmoniques de tension et de courant s'annulent et le système est stable.

Les phénomènes décrits qualitativement ci-dessus peuvent être mis en équation pour aboutir à un modèle permettant de représenter l'évolution des tensions condensateurs en régime déséquilibré [8]. Le calcul de ce modèle très important pour l'étude de la structure est assez fastidieux et ne sera pas exposé ici.

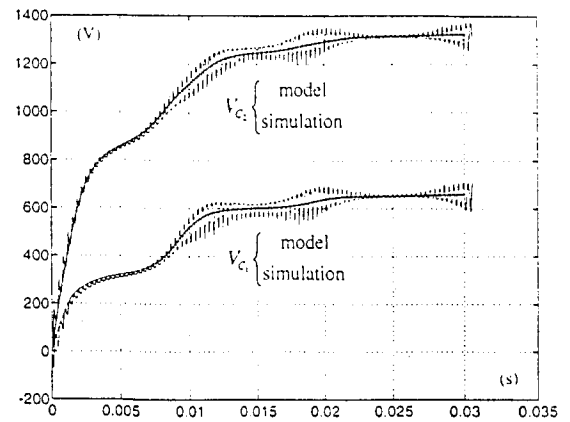
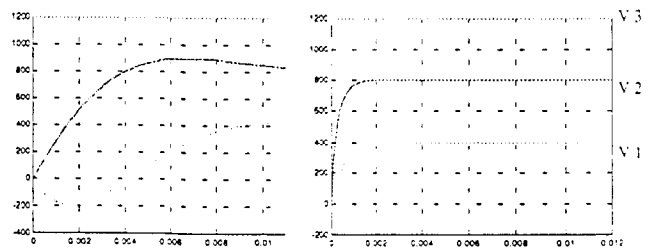


Figure 25 : Démarrage brutal sous 2000V d'un onduleur trois cellules. Réponse du modèle instantané et du modèle harmonique.

La connaissance du phénomène peut aussi être utilisée pour améliorer ce rééquilibrage en adaptant les caractéristiques de la charge. Il a ainsi été montré qu'en connectant un circuit RLC série accordé à la fréquence de découpage en parallèle avec la source de courant, on pouvait accélérer considérablement le rééquilibrage et rendre le convertisseur tolérant vis à vis de variations de la source de tension (comportement dynamique) ou vis à vis des imperfections des signaux de commande (comportement statique) [9].



Sans circuit accélérateur Avec circuit accélérateur  
Figure 26 : Evolution des tensions flottantes d'un hacheur trois cellules (démarrage brutal sous 1200V)

Soulignons que le phénomène d'équilibrage des tensions décrit ci-dessus peut être transposé au cas de l'équilibrage des courants dans les associations parallèles [10]. De ce point de vue, l'étude des convertisseurs multicellulaires série connus depuis quelques années seulement a permis de faire progresser la connaissance des associations parallèles qui sont pourtant connues et utilisées depuis quelques dizaines d'années...

## LOIS DE COMMANDE POUR CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIE

Pour les convertisseurs multicellulaires la commande doit satisfaire à une double exigence:

- assurer un équilibrage commandé des tensions capacités dans le but de préserver les interrupteurs des cellules de commutation. Cette commande s'impose par le fait que l'équilibrage naturel, même s'il est garanti possède une dynamique trop lente, vis à vis de certaines perturbations affectant la source d'alimentation.
- piloter la sortie du convertisseur, pour fournir une énergie correspondant à une consigne de type courant ou bien tension avec une précision et une dynamique maîtrisés. Ainsi la loi de commande peut être définie en mettant en place une commande délivrant les rapports cycliques adéquats, il s'agit d'une commande en durée, ou bien en pilotant directement les divers interrupteurs, ceci correspond à une commande en amplitude.

### Commande en durée

Dans ce cas de figure la fréquence de découpage est constante et le fonctionnement est du type MLI.

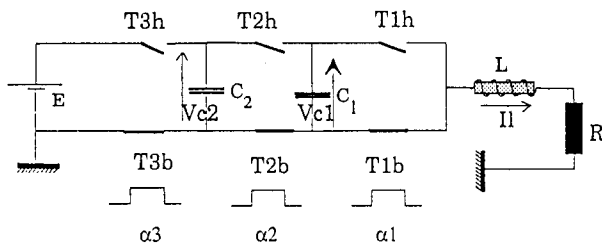


Figure 27 : Hacheur à trois cellules

Sur la figure 27 représentant un hacheur à 3 cellules, pilotés en rapport cyclique ( $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ), déphasés entre eux de  $2\pi/3$ , nous proposons de mettre en place une loi de commande visant à installer aux bornes des capacités une tension d'équilibre liée au rang de la cellule ( $V_{ci} = i \cdot E/3$   $i=1,2$ ). Le courant  $I_l$  devra suivre une référence  $I_{lref}$ .

Il convient de préciser que même si le modèle moyen ne permet pas de représenter correctement l'équilibrage naturel du convertisseur, il reste apte à définir une commande. Son utilisation conduit à un modèle non linéaire que l'on peut linéariser autour d'un point de fonctionnement caractérisant un équilibre, c'est à dire  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3$ . Le modèle linéarisé (Eq.17) montre que les grandeurs de commande effectives apparaissent en différence de rapports cycliques.

$$\frac{d\hat{v}_{c1}}{dt} = \frac{I_l}{C_1} * (\hat{\alpha}_2 - \hat{\alpha}_1)$$

$$\frac{d\hat{v}_{c2}}{dt} = \frac{I_l}{C_2} * (\hat{\alpha}_3 - \hat{\alpha}_2)$$

$$\frac{d\hat{i}_l}{dt} = \frac{V_{c1}}{L} * (\hat{\alpha}_1 - \hat{\alpha}_2) + \frac{V_{c2}}{L} * (\hat{\alpha}_2 - \hat{\alpha}_3) + \frac{E}{L} * \hat{\alpha}_3 - \frac{R}{L} * \hat{i}_l$$

(Eq.17)

$$\delta_1 = (\hat{\alpha}_2 - \hat{\alpha}_1)$$

$$\delta_2 = (\hat{\alpha}_3 - \hat{\alpha}_2)$$

$$\hat{\alpha}_3$$

Le circuit moyen équivalent illustre parfaitement cette propriété dans le sens où le courant circulant dans un condensateur s'exprime par le courant de sortie multiplié par la différence des rapports cycliques correspondant aux cellules amont et aval. Ainsi pour la commande il devient intéressant d'opérer un changement de variable représenté sur la figure 28.

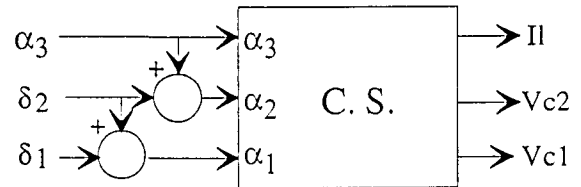


Figure 28 : Identification des entrées

Cette représentation fait apparaître un système multidimensionnel de type carré ( nombre d'entrées identique au nombre de sorties ), que l'on peut piloter à l'aide d'une commande par retour d'état découplant [14]. Le système étant commandable et les conditions de découplages remplies, chaque sortie pourra évoluer sans interaction avec les autres grandeurs. La synthèse de cette loi de commande [11], permet d'obtenir un comportement de type 1° ordre de dynamique réglable conformément à la structure suivante.

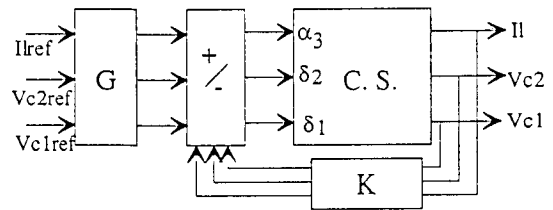


Figure 29 : Retour découplant

Les blocs G et K représentent des matrices de gains déterminés en fonction de la dynamique désirée en boucle fermée et du courant de charge autour duquel le système a été linéarisé. Les références de tensions correspondent au souhait suivant ( $V_{c1ref} = E/3$  et  $V_{c2ref} = 2 \cdot E/3$ ).

Sur la figure 30 nous observons le comportement du convertisseur soumis à un échelon de tension d'alimentation E ( 1500v à 2200 v).

Les tensions capacités s'installent à la valeur souhaitée avec une dynamique imposée ( constante de temps 1 ms ) et le courant subit une légère perturbation liée au caractère linéaire de la loi de commande. Le nouveau point d'équilibre correspond à un rapport cyclique différent, donc à une autre ondulation résiduelle.

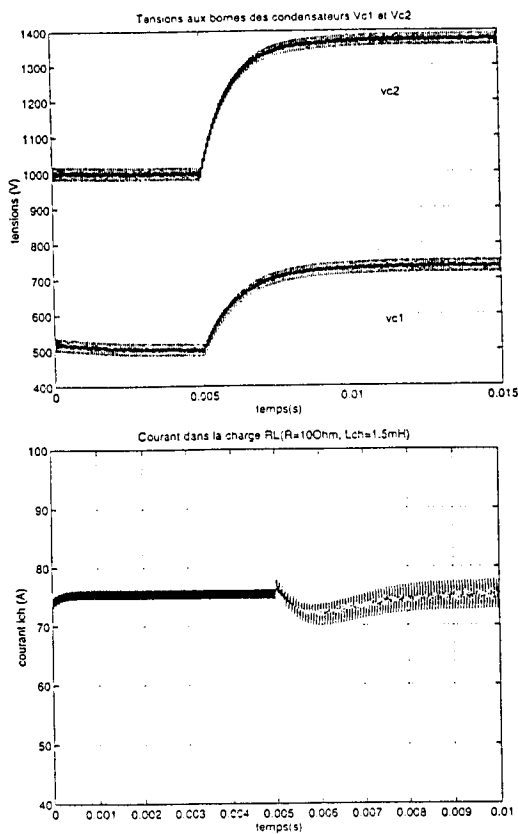


Figure 30 : Echelon de tension source E

La figure 31 exhibe un saut de référence de courant ( 75 A à 120 A ) et nous constatons que les tensions capacités restent faiblement affectées par ce transitoire violent.

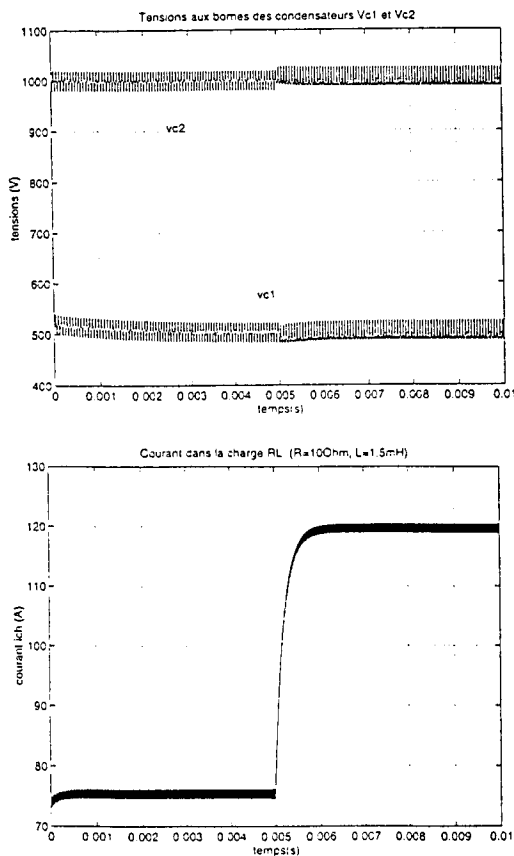


Figure 31 : Echeleon de référence en courant

Il convient de préciser que pour le convertisseur multicellulaire série le régime permanent ne peut s'installer

qu'avec un rapport cyclique identique pour chaque cellule. C'est une condition pour que les courants dans les capacités soient nuls. La présence d'imperfections dans la génération des ordres de commande inhérents à toute réalisation pratique n'affecte en aucun cas la stabilité du dispositif. Ceci se traduit par une erreur statique parfaitement maîtrisée que l'on peut annuler en mettant en place un régulateur possédant une action intégrale [12].

### Commande en amplitude

Dans cette démarche nous cherchons à définir à chaque instant l'état des interrupteurs commandés pour amener le point de fonctionnement courant au point d'équilibre souhaité. Il s'agit donc de définir une trajectoire que le convertisseur suivra au sens d'une tolérance, afin de doter le dispositif de caractéristiques dynamiques imposées. Pour cette approche la théorie des modes glissants est d'un intérêt majeur, dans le sens où elle permet de définir une surface de commutation dans l'espace d'état, imposant au convertisseur une évolution avec une dynamique privilégiée. Considérons le convertisseur de la figure 32, possédant 2 cellules et muni d'un filtre de sortie.

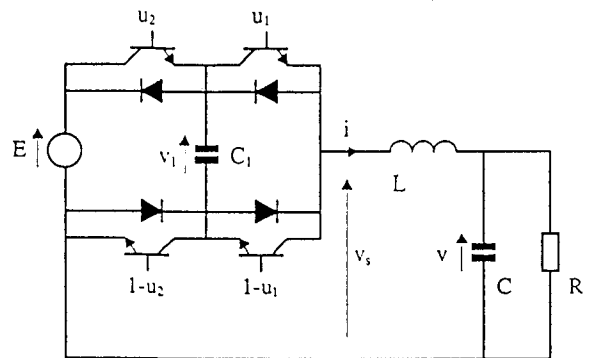


Figure 32 : Hacheur 2 cellules

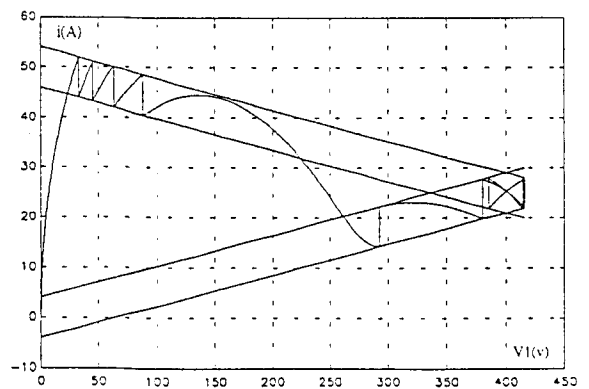


Figure 33 : Commande en mode glissant

La commande en mode glissant consiste à définir une loi de commutation pour chaque cellule afin d'imposer une évolution de la tension capacité vers son point d'équilibre et d'amener la tension de sortie à sa valeur de référence. Parmi toutes les trajectoires possibles il en est une qui minimise l'énergie stockée dans les éléments inductifs et capacitifs le long du régime transitoire. La détermination de cette loi de commande requière le choix d'une fonction de Lyapunov  $V(x)$  pour le système autonome et consiste à définir la commande afin que la dérivée temporelle de cette fonction soit minimale [15]. La loi de commutation mise à jour est du type:  $u_1 = \text{sign}(S_1(x))$ , où  $S_1(x)$  représente l'équation de la

surface de glissement. Cette fonction signe sera affectée d'un hystérésis afin de limiter la fréquence maximale de commutation. La figure (33) représente un démarrage du convertisseur avec des conditions initiales nulles et fait apparaître 4 parties distinctes. Tout d'abord un mode d'atteinte sans commutation, puis un glissement où seule la cellule 2 commute, puis un changement de surface de commutation où seule la cellule 1 découpe, afin un cycle limite où les deux cellules commutent permettant l'installation d'un rapport cyclique identique, donc d'un régime stable.

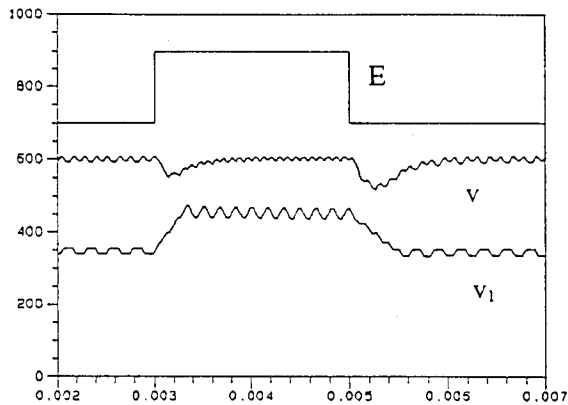


Figure 34 : Echelon de tension source E

Sur la figure (34) nous montrons l'efficacité de cette loi de commande en présence d'une variation de source E, la tension capacité suivant la référence avec une dynamique maîtrisée.

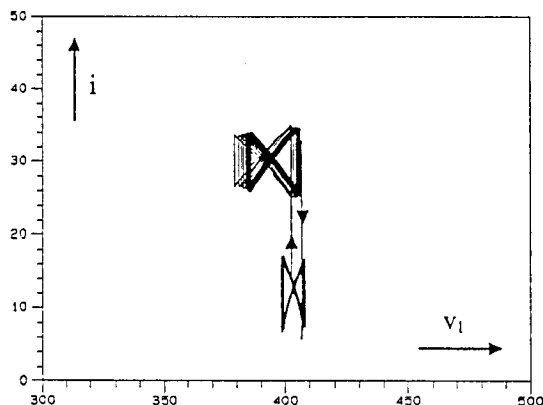


Figure 35 : Echelon de charge

De même lors d'une variation de charge, figure(35), le courant s'installe rapidement à sa nouvelle valeur sans créer de perturbations sur la tension condensateur. Ceci illustre les qualités de robustesse d'une telle loi de commande.

## REALISATIONS

### Onduleur 1800V /16Aeff [16]

La première maquette réalisée au LEEI était un onduleur fonctionnant en redresseur à absorption sinusoïdale. Ce choix permettait à la fois de tester une cellule de commutation multicellulaire sous une tension élevée (jusqu'à 1800V) et de réaliser un équipement permettant dans la suite d'alimenter d'autres montages Haute Tension à partir d'une prise 240V/16Aeff. Cet onduleur en demi-pont utilise trois cellules à IGBT 1200V. Les régulations de courant et de tension sont réalisées selon des techniques classiques (régulation du carré de la tension pour linéariser le système,

et régulation cascade courant-tension). La seule spécificité consiste en un organe de commande rapprochée permettant de générer trois paires de signaux de commande de rapports cycliques égaux et déphasés de  $120^\circ$ .

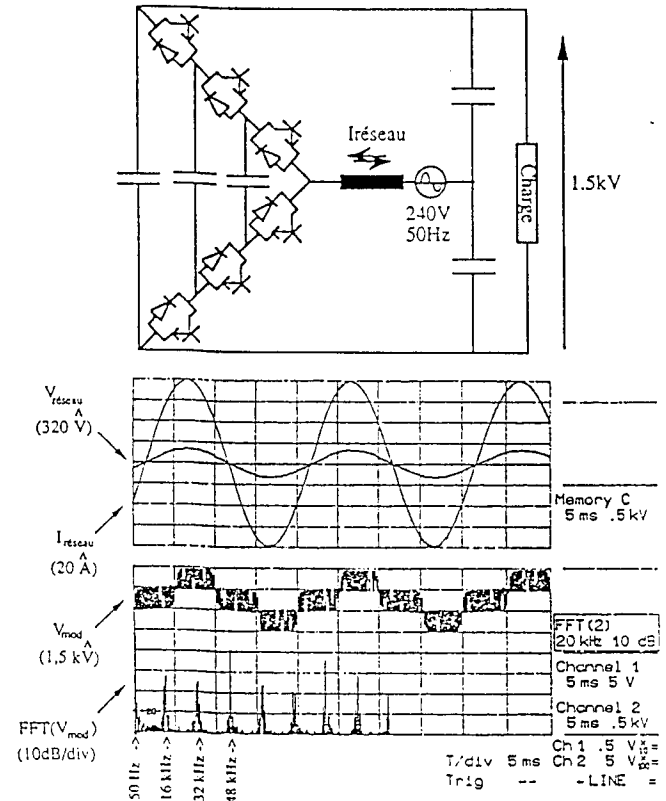


Figure 36 : Formes d'ondes en absorption sinusoïdale

### Onduleur 4000V/ 300Aeff [17], [18]

Dans le cadre d'une collaboration avec Alcatel Alsthom Recherche, un onduleur à 7 cellules a été réalisé. Le but était de montrer que les IGBT 1200V pouvaient être utilisés en traction ferroviaire avec une caténaire "3000V" (les caractéristiques de cette alimentation sont telles que l'équipement doit supporter des tensions transitoires de 4000V).

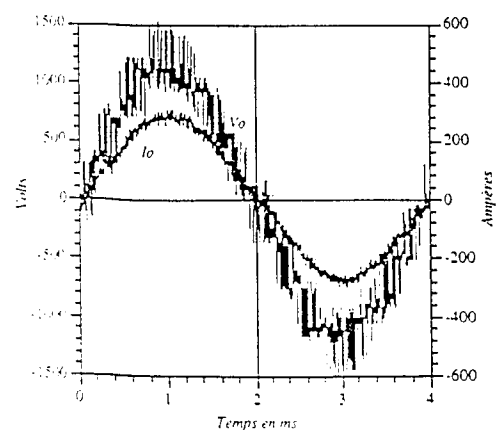


Figure 37 : Formes d'ondes de sortie

Ce montage a été utilisé principalement en boucle ouverte, mais il a aussi permis de valider la régulation des tensions condensateurs par action sur les rapports cycliques et le principe d'accélération du rééquilibrage naturel par circuit

auxiliaire passif. Si il y a un jour un convertisseur multicellulaire dans le TGV, ce sera aussi en partie grâce à cette réalisation...

### Filtre actif pour réseau 6.6kV [19]

Dans le cadre d'une étude avec EDF, une structure de filtrage hybride a été proposée. Un onduleur multicellulaire triphasé sous 1000V permet d'injecter à travers un filtre passif les harmoniques de courant créés par la charge polluante. Le filtre passif permet de se connecter à un réseau de tension supérieure à la tension de l'onduleur. Grâce à ce principe, la dépollution des réseaux de distribution (jusqu'à 63 et 90kV) est réalisable avec des IGBT. Une maquette de filtre pour réseau 6.6kV a été réalisée sur ce principe chez Cegelec à Belfort.

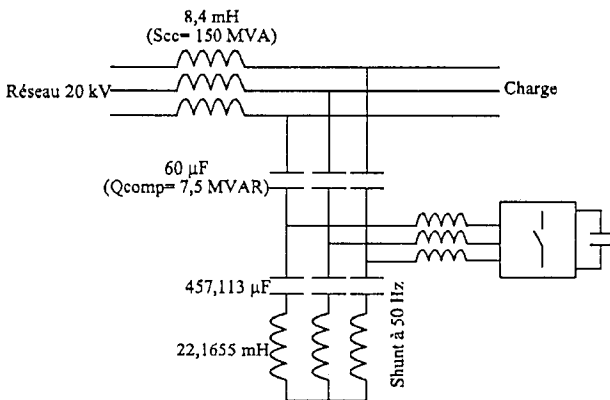


Figure 38 :

Schéma de principe du filtre multicellulaire-passif

L'onduleur est un onduleur multicellulaire triphasé à quatre cellules par bras. Il a été vérifié par simulation (et depuis par expérimentation) que la génération de courants harmoniques jusqu'à 1 kHz était envisageable et sans effet néfaste sur l'équilibrage des tensions flottantes. A part ce point précis, l'onduleur multicellulaire a pu être considéré comme un simple gain dans l'étude des lois de commande de l'ensemble du système.

Dans cette application, les deux avantages principaux de l'onduleur multicellulaire sont bien utilisés:

- le cahier des charges nécessite de fonctionner sous une tension de bus assez élevée,
- la structure multicellulaire permet de réduire la valeur des inductances de sortie. C'est intéressant en termes de prix, mais surtout, cela permet de limiter la puissance réactive vue par l'onduleur et évite une augmentation supplémentaire de la tension de bus.

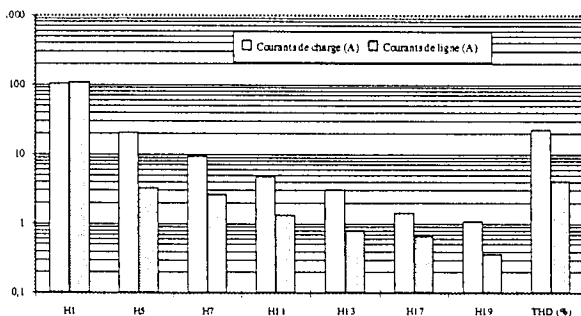


Figure 39: Performances spectrales du filtre actif

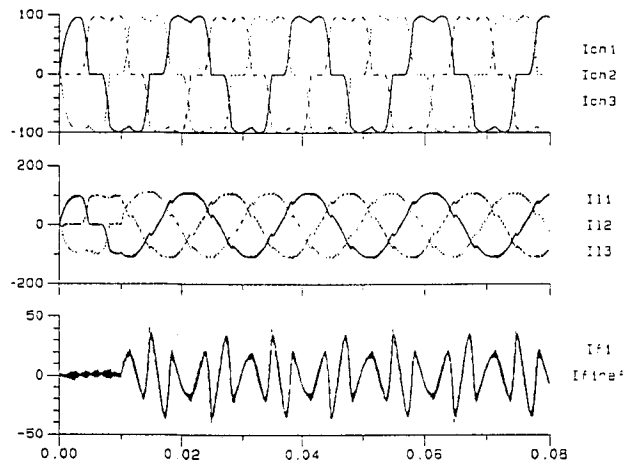


Figure 40 : Courants de charge, de ligne, et poursuite du courant de consigne

## CONCLUSION

Les convertisseurs multicellulaires permettent grâce à leurs condensateurs flottants de réaliser une mise en série de semiconducteurs ayant des temps de commutation légèrement différents. En déphasant les ordres de commande des p cellules d'un angle  $2\pi/p$ , on obtient une tension découpée à une fréquence  $p.F_{dec}$  avec une ondulation résiduelle de  $E/p$ ; le filtrage de cette tension découpée peut alors être réalisé avec des éléments réduits dans un rapport  $p^2$ .

Les travaux de modélisation réalisés à ce jour ont permis d'une part de comprendre et d'accentuer le phénomène d'équilibrage naturel des tensions, et d'autre part de mettre au point des lois de commande en boucle fermée permettant en particulier de réguler le courant indépendamment des transitoires de la tension d'entrée.

Cette structure semble maintenant mûre pour les applications industrielles. Les analyses technico-économiques montrent que cette technique est particulièrement intéressante dans une gamme de puissance où elle permet d'utiliser des IGBT au lieu de GTO.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1]  
"Bridge Converter Circuit"  
Richard H. BAKER  
U.S. Patent 4270163  
2 Août 79
- [2]  
"Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique"  
T.A. MEYNARD, H. FOCH  
Brevet Français N° 91.09582  
Dépôt International P.C.T. N° 92/00652  
Europe, Japon, U.S.A.  
Demande de brevet canadien  
25 Juillet 91  
08 Juillet 92  
22 Septembre 92

- [3]  
"Multilevel conversion : high voltage choppers and voltage source inverters."  
H. FOCH, T.A. MEYNARD  
IEEE - Power Electronics Specialists Conference, pp 397-403, Tolède, Espagne 29 Juin - 3 Juillet 92
- [4]  
"Equilibrage des tensions dans les convertisseurs multicellulaires série: modélisation"  
M. FADEL, T. MEYNARD  
EPF 96, Grenoble, France 16-18 Décembre 96
- [5]  
"Modelling and analysis methods for DC-to-DC switching converters"  
R.D. MIDDLEBROOK, SLOBODAN CUK IEEE 1977 International semiconductor Power Converter Conférence, Lake Buena Vista March 28-31-1977
- [6]  
"Modélisation des convertisseurs statiques par un schéma équivalent"  
PERARD, TOUTAIN, NOUGARE.  
L'onde électrique vol 59 n°12, 1979
- [7]  
"Analysis of the dynamic behavior of a DC/DC series resonant converter operating above the natural frequency "  
C.COLLOMB, M. FADEL, Y. CHERON 4th European Conference on Power Electronics and Applications EPE' 91 - FLORENCE - ITALIE -
- [8]  
"Modélisation grands signaux de convertisseurs à résonance série"  
S.BACHA, S. CHNIBA, A. HASSAN, M. BRUNELLO, J.P. FERRIEUX  
Journal de Physique Appliquée III p. 821 May 1992
- [9]  
"Dispositif électronique de conversion de l'énergie électrique avec circuit d'équilibrage passif"  
MEYNARD, CARRERE, LAVIEVILLE, BETHOUX  
Brevet Français N° 94.15865 29 Décembre 94  
Dépôt Européen 95402962.5 28 Décembre 95  
Dépôt International PCT/FR 95/01 749: Australie, Brésil, Canada, Chine, Corée du Sud, Etats Unis, Fédération de Russie, Japon, Taiwan, Ukraine 28 Décembre 95
- [10]  
"Etude des convertisseurs multicellulaires parallèle. Modélisation et analyse du modèle"  
P. DAVANCENS, T.A. MEYNARD  
Journal de Physique III Janvier 97
- [11]  
"Découplage linéaire permettant la régulation des tensions flottantes et du courant dans les convertisseurs multicellulaires"  
O. TACHON, M. FADEL, T. MEYNARD  
Dépôt Français N° 9616192 30 Décembre 96
- [12]  
"Convertisseurs multicellulaires série: influence des imperfections des signaux de commande"  
TACHON, FADEL, MEYNARD, YACOUBI  
EPF 96, Grenoble, France 16-18 Décembre 96
- [13]  
"Contribution à la commande des convertisseurs statiques: définition de lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants"  
Thèse de l'INP Toulouse  
B. NICOLAS 25 Septembre 96
- [14]  
"Decoupling in the design synthesis of multivariable control systems"  
P.L. FALB, W.A. WOLOVICH  
IEEE Transactions on Automatic Control AC-12(6):651-659 Décembre 67
- [15]  
"Lyapunov-Based Control for Switched Power Converters"  
S. SANDERS, G. VERGHESE  
IEEE Transactions on Powers Electronics Vol.7 n°1 Janvier 92
- [16]  
"Etude, conception et mise en oeuvre des convertisseurs multicellulaires à IGBT"  
Thèse de l'INP Toulouse  
L. PRISSE 7 Décembre 95
- [17]  
"4000V/300A eight-level IGBT voltage-source inverter leg"  
P. CARRERE, T.A. MEYNARD, J.P. LAVIEVILLE  
EPE Conference, Séville Espagne, 19-21 Septembre 95
- [18]  
"Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT. Equilibrage des tensions"  
Thèse de l'INP Toulouse  
P. CARRERE 10 Octobre 96
- [19]  
"Active filter for MV/HV network"  
MEYNARD, CHERON, LOUDOT, POULIQUEN  
EPE Conference, Séville Espagne, 19-21 Septembre 95