

# Commande Prédicative Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé pour une Application de Filtrage Actif

MAURICE FADEL<sup>1</sup>, ANA LLOR<sup>1</sup>, FRANCOIS DEFAY<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Laboratoire PLAsma et Conversion d'Énergie - LAPLACE  
UMR 5213, CNRS, INPT, UPS : 2 rue Camichel BP7122 - 31071 Toulouse Cedex7, France

fadel, llor, defay@laplace.univ-tlse.fr

**Résumé**— Cet article propose une commande prédictive directe pour un convertisseur multicellulaire triphasé possédant 4 niveaux de tension par phase. Le problème de l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants est résolu à l'aide d'une table de commutation établie hors ligne et sélectionnant la combinaison adéquate des grandeurs de commande afin de minimiser les commutations des interrupteurs tout en respectant les références des courants et l'ondulation de tension aux bornes des condensateurs. La commande ainsi élaborée permet d'obtenir des bandes passantes importantes pour les courants injectés en garantissant un taux de distorsion harmonique faible pour une fréquence de découpage réduite.

**Mots clés**— Convertisseur multicellulaire triphasé, Commande prédictive, Performances dynamiques, Filtrage actif.

## I. INTRODUCTION

Les enjeux énergétiques liés à la qualité de la distribution de l'énergie électrique nécessitent le développement de dispositifs de filtrage actif des réseaux électriques de plus en plus performants. En injectant un courant en opposition de phase avec les harmoniques de la charge (courants perturbateurs), le filtre actif permet d'améliorer la qualité du prélèvement de l'énergie électrique et répond ainsi à cette problématique. Ce principe maintenant ancien a donné lieu à de nombreuses réalisations pour des structures de conversion standards.

L'objet des recherches conduites ici repose sur l'utilisation d'un convertisseur multicellulaire triphasé à 3 cellules de commutations par phase, pour réaliser cette fonction. Les quatre niveaux de tension de cet onduleur lui procurent des avantages fréquentiels que nous allons exploiter à l'aide d'une commande prédictive. Les approches classiques de la commande prédictive sont construites autour d'un critère que l'on évalue en considérant tour à tour toutes les combinaisons possibles pour les interrupteurs commandables. Quand la taille de la structure de conversion augmente il devient difficile d'évaluer de manière périodique et en temps réel l'ensemble des solutions candidates. C'est ainsi que la solution proposée dans cet article repose sur la réalisation d'une table de commutation élaborée hors ligne et pré-définissant la meilleure combinaison des interrupteurs à appliquer afin de tendre vers les références souhaitées en minimisant les effets néfastes. Parmi toutes les solutions candidates celle qui est retenue assure un déséquilibre minimum des tensions condensateurs et une limitation des changements d'états des interrupteurs de puissance.

Le travail présenté met l'accent sur la procédure permettant d'éliminer les combinaisons faiblement intéressantes pour ne retenir que celles qui tendent à optimiser la forme d'onde.

La section suivante présente la structure de conversion dans le contexte du filtrage actif puis une approche classique pour

l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants est rappelée, ce qui permettra de comparer avec les performances nouvellement obtenues avec la méthode relevant de la commande prédictive directe. Cette dernière combine un modèle prédictif et un traitement permettant d'élire la configuration des interrupteurs à appliquer garantissant le comportement le plus adéquat pour le convertisseur statique.

Les résultats expérimentaux sont également montrés pour témoigner de la réalisabilité de la solution et des performances obtenues, notamment lorsque la fréquence de commutation est réduite, ce qui permet pour une fréquence donnée de réduire la taille des condensateurs de filtrage.

## II. STRUCTURE DE CONVERSION ET PRINCIPES

Pour le filtrage actif, les filtres actifs parallèles sont les plus utilisés et les plus sujets aux recherches depuis plus de 30 ans. Le principe consiste à mettre en œuvre une source de courant qui permettra d'injecter un courant de compensation en opposition de phase avec les courants harmoniques créés par la charge comme le montre la figure 1. Cela a pour effet de rendre le courant sinusoïdal au point de connexion et de limiter ainsi, la propagation des courants harmoniques en amont. Il faut attendre les années 80 pour que ces applications se développent, profitant des améliorations des interrupteurs de puissance. Les premières applications industrielles arrivent dans les années 85-90 pour donner lieu à une véritable commercialisation dans les pays industrialisés (plus de 500 filtres installés au Japon en 1996). Ces premiers prototypes ne compensaient que les harmoniques alors qu'aujourd'hui ils présentent aussi d'autres fonctionnalités: compensation d'énergie réactive, équilibrage des courants et réduction du flicker. De plus en plus d'applications sont concernés par les filtres actifs parallèles allant des applications réseaux aux industries lourdes, la gamme des produits industriels s'étend aujourd'hui avec des condensateurs ayant une puissance variant entre 10 et 2000kVA.

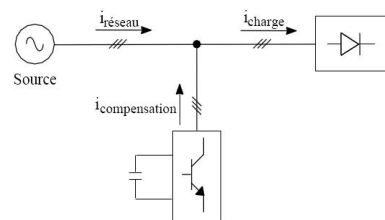


Figure 1 : Principe du Filtrage actif

La commande de ce type de compensateur met en jeu plusieurs boucles de réglage visant d'une part à imposer des courants de compensations en relation avec les harmoniques de la charge et d'autre part à réguler la tension aux bornes du condensateur principal du compensateur, figure 2 ;

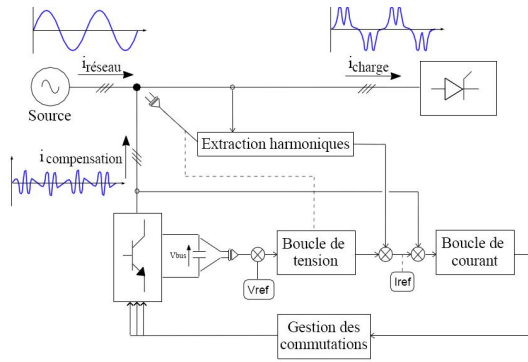


Figure 2 : Principe de commande

La génération de courants de références repose sur l'extraction des harmoniques à compenser et la boucle de tension est basée sur le prélèvement d'une fraction infime d'énergie sur le réseau pour compenser les pertes dans le convertisseur dans le but de maintenir une tension  $V_{bus}$  la plus stable possible. Pour la structure de conversion il existe de nombreuses solutions en fonction des niveaux de tension en présence et en fonction de la puissance visée. Dans le cadre de cette étude nous proposons d'utiliser un convertisseur triphasé de type multicellulaire série, possédant 3 cellules par phases. Le schéma de la figure 3 représente ce convertisseur pour lequel nous comptons 18 interrupteurs commandables.

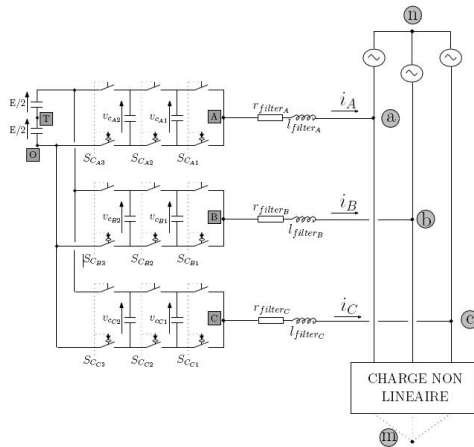


Figure 3 : Structure de conversion

Ce convertisseur présente de nombreux avantages sur le plan de l'électronique de puissance et se caractérise par une difficulté au niveau de sa commande, liée au caractère non linéaire de son comportement et par la nécessité de réguler la tension aux des condensateurs flottants de façon assez rigoureuse pour ne pas mettre en péril les interrupteurs.

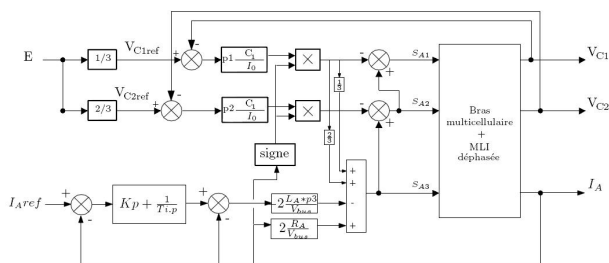


Figure 4 : Commande découplante pour 1 bras

Nous trouvons dans la littérature de nombreuses solutions et nous retenons pour comparaisons, une commande MLI de type découplante [9] réalisée en considérant les 3 phases indépendantes, figure 4. Cette méthode découple le comportement des tensions aux bornes des condensateurs de

celui du courant dans la charge. Ainsi les tensions aux bornes des condensateurs flottants sont stables et insensibles aux harmoniques de courant de ligne, le 1ier harmonique haute fréquence visible sur le courant de compensation se situe à 3 fois la fréquence de découpage imposée à tous les interrupteurs.

### III. COMMANDE DIRECTE DU CONVERTISSEUR

La commande des convertisseurs statiques fait souvent l'objet d'une partition suivant que l'on utilise un modulateur de largeur d'impulsion fonctionnant à fréquence constante, on parle alors de commande MLI, ou bien que l'on établisse l'état des l'interrupteurs en fonction d'événements particuliers survenant au fil de l'eau. Dans ce deuxième cas de figure la fréquence de commutation des interrupteurs n'est pas a priori fixe. Nous proposons ici de développer une loi de commande utilisant les avantages des deux catégories de commande en opérant à fréquence de découpage constante  $Fd$  tout en définissant l'état des interrupteurs selon une séquence prédéfinie et permettant d'obtenir un niveau de tension en sortie souhaité, déterminé en fonction du contexte présent et choisi pour l'évolution souhaitable qu'elle va induire. Nous utilisons pour cela un modèle prédictif permettra d'évaluer l'évolution future des courants de sortie du convertisseur en présence de telle ou telle autre combinaison de commande. Le caractère de commande directe est lié à la définition d'une table de commutation qui permet selon l'apparition d'un contexte particulier de définir le vecteur de rapports cycliques le plus adapté, permettant de satisfaire au mieux aux différentes exigences.

L'objectif premier réside en la génération de rapports cycliques donnant lieu à une évolution des courants telle que l'erreur par rapport à une référence soit nulle ou très faible. Cette étape nécessite la mise à jour d'un vecteur de tension à produire en sortie du convertisseur. La réalisation de ce vecteur de tension n'a pas de solution unique de part le caractère triphasé de la structure mais surtout par l'aspect multicellulaires du convertisseur. Ainsi nous pouvons chercher à optimiser la commande et élire une configuration qui va produire le comportement souhaité.

Le fait d'obtenir des courants qui se rapprochent des références souhaitées, va dans le sens de l'amélioration du taux de distorsion harmonique (THD faible). De plus pour déterminer la commande et éliminer des combinaisons candidates nous avons considéré les critères suivants :

- le choix d'une séquence de commande assurant une évolution de la tension aux bornes des condensateurs la plus proche de sa référence
- pas de saut brutal de niveau en sortie du convertisseur, seul un changement de niveau est autorisé.
- Le niveau de tension en début et en fin de période est toujours intermédiaire  $N_i = 1ou2$ .
- Le nombre de changement de niveau est limité à 3 par phase sur une période de découpage.

Outre le fait d'élire une configuration particulière cette procédure permet d'obtenir des formes d'ondes présentant des qualités harmoniques intéressantes et une évolution maîtrisée des ondulations de tensions aux bornes des condensateurs.

### III.A MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR

En considérant les interrupteurs parfaits et en négligeant les temps morts nous pouvons former pour chaque phase  $i$  du convertisseur la table suivante, donnant le niveau de tension de sortie atteignable, soit  $v_{AO}$ ,  $v_{BO}$ ,  $v_{CO}$  :

$S_{c13}$	$S_{c12}$	$S_{c11}$	Configuration $C_i$	Tension de sortie $n_i$	Niveau $N_i$
0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	$E/3$	1
0	1	0	2	$E/3$	1
0	1	1	3	$2 * E/3$	2
1	0	0	4	$E/3$	1
1	0	1	5	$2 * E/3$	2
1	1	0	6	$2 * E/3$	2
1	1	1	7	$E$	3

Table 1 : Tension de sortie pour une phase  $i$  :A,B,C

Il est à noter que chaque phase possède 8 combinaisons possibles ce qui donne 4096 combinaisons de commande théoriquement réalisables par le convertisseur.

En raisonnant dans un référentiel entre phase pour les tensions et les courants, ce qui permet de s'affranchir d'éventuels déséquilibres de la charge, nous obtenons le modèle suivant :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{BA})}{dt} = -\frac{r_{filtre}}{l_{filtre}} * i_{BA} + \frac{1}{l_{filer}} * v_{BA} - \frac{1}{l_{filtre}} * v_{ba} \\ \frac{d(i_{CA})}{dt} = -\frac{r_{filtre}}{l_{filtre}} * i_{CA} + \frac{1}{l_{filer}} * v_{CA} - \frac{1}{l_{filtre}} * v_{ca} \end{cases} \quad (1)$$

Que nous pouvons discrétiser à la période de découpage :

$$\begin{pmatrix} i_{BA}^{k+1} \\ i_{CA}^{k+1} \end{pmatrix} = A_k * \begin{pmatrix} i_{BA}^k \\ i_{CA}^k \end{pmatrix} + B_k * \begin{pmatrix} v_{BA}^k - v_{ba}^k \\ v_{CA}^k - v_{ca}^k \end{pmatrix} \quad (2)$$

Le but étant de définir les tensions entre phases pour imposer les courants souhaités, nous pouvons par inversion du modèle (2) et en passant aux valeurs moyennes, déterminer les tensions moyennes sur une période de découpage à définir en sortie du convertisseur pour obtenir les courants de références souhaités :

$$\begin{pmatrix} \overline{i_{BA}^{k+1}} \\ \overline{i_{CA}^{k+1}} \end{pmatrix} = K_1 \begin{pmatrix} i_{BA}^{k+2} \\ i_{CA}^{k+2} \end{pmatrix} + K_2 \begin{pmatrix} i_{BA}^k \\ i_{CA}^k \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{ba}^{k+1} \\ v_{ca}^{k+1} \end{pmatrix} + K_3 \begin{pmatrix} \overline{v_{BA}^k - v_{ba}^k} \\ \overline{v_{CA}^k - v_{ca}^k} \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{cases} K_1 = B_k^{-1} \\ K_2 = -B_k^{-1} * A_k^T \\ K_3 = -B_k^{-1} * A_k * B_k = -A_k \end{cases} \quad A_{filtre} = \begin{pmatrix} -\frac{r_{filtre}}{l_{filtre}} & 0 \\ 0 & -\frac{r_{filtre}}{l_{filtre}} \end{pmatrix} \quad B_{filtre} = \begin{pmatrix} \frac{1}{l_{filtre}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_{filtre}} \end{pmatrix}$$

La réalisation des tensions moyennes ouvre le champ de l'optimisation puisque la solution de commande n'est pas unique. Sur la figure 5 nous montrons les 37 solutions atteignables dans le plan des tensions entre phases à partir des 4096 combinaisons de commande des interrupteurs. Le passage des tensions entre phase aux tensions simples doit donc intégrer un processus de choix conduisant à respecter les contraintes ou critères définis au début du paragraphe III. Ainsi nous allons raisonner avec ce nombre réduit de configurations pour les niveaux de sortie du convertisseur puis définir et choisir un profil afin d'élire la configuration des états des interrupteurs de manière à satisfaire aux différentes contraintes. L'obtention de la tension désirée en sortie passe donc par 2 processus successifs qui consistent tout d'abord à définir les niveaux de sortie pour chacun des bras puis à choisir les profils de tension les plus adéquats en leur associant une durée de sorte à obtenir les tensions souhaitées, figure 6. On

retrouve ici la problématique principale de la commande des convertisseurs liée au fait que les grandeurs de commande sont binaires ce qui conduit à des niveaux de tensions discrets qu'il faut ensuite moduler pour obtenir la tension souhaitée.

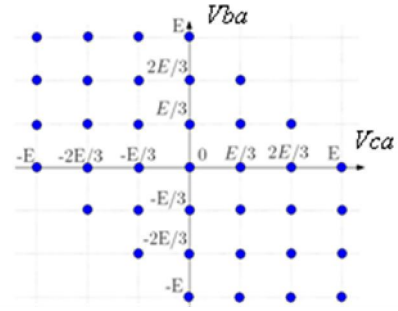


Figure 5 : Tensions entre-phase atteignables (37 points)

Cette dernière étape nécessite la pris en compte des tensions aux bornes des condensateurs de telle sorte à préserver leur niveau de tension dans une bande de tolérance donnée.

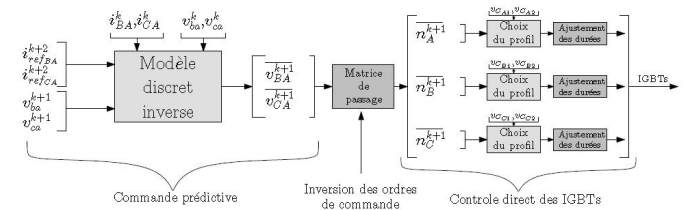


Figure 6 : Séquencement des opérations

### III.B DÉTERMINATION DE LA COMMANDE

L'approche ba-ca séduisante par ses caractéristiques fait apparaître une matrice de passage rectangulaire qui doit être inversée pour déterminer les tensions simples.

$$\begin{pmatrix} v_{BA} \\ v_{CA} \end{pmatrix} = \frac{E}{3} \cdot \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{pmatrix} \quad (4)$$

Les tensions simples  $v_{AO}$ ,  $v_{BO}$ ,  $v_{CO}$  sont données par la table 1 pour chacune des phases, il convient de noter que ces tensions sont associées à un niveau de sortie  $N_A$ ,  $N_B$ ,  $N_C$  et que les tensions  $v_{BA}$  et  $v_{CA}$  étant des multiples de  $E/3$ . Cette inversion matricielle peut être conduite à l'aide d'un algorithme [10] de type décomposition en valeur singulière (SVD), ce qui permet de mettre à jour la relation (5), donnant une solution intéressante car la somme des termes de la solution est minimale.

$$\begin{pmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{pmatrix} = \frac{1}{E} \cdot \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{BA} \\ v_{CA} \end{pmatrix} \quad (5)$$

Pour chacune des tensions simples à fournir il existe bien sûr plusieurs solutions que nous visualisons sous la forme de profils, figure 7. Pour sélectionner le profil le plus adéquat nous allons considérer les contraintes du paragraphe III.

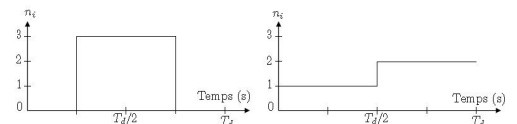


Figure 7 : 2 profils pour obtenir  $v_{iO} = E/2$

Un profil  $P_k$  est défini sur une période d'échantillonnage, il est composé par un séquençement de 4 configurations auquel est associé 4 temps d'application, conformément à la figure 8.

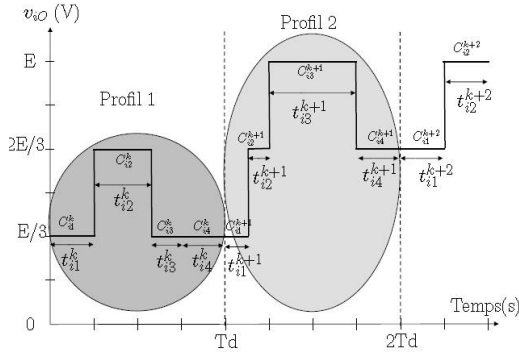


Figure 8 : Définition des profils

Ainsi un profil est défini par les éléments suivants :

$$P_i^k = \begin{cases} 4 \text{ configurations :} & C_{i1}^k, C_{i2}^k, C_{i3}^k, C_{i4}^k \\ 4 \text{ temps d'application :} & t_{i1}^k, t_{i2}^k, t_{i3}^k, t_{i4}^k \\ 4 \text{ niveaux :} & N_{i1}^k, N_{i2}^k, N_{i3}^k, N_{i4}^k \end{cases} \quad (6)$$

et la tension de sortie est donnée par la relation (7).

$$\bar{v}_i^k = \frac{E}{3} * \frac{1}{T_d} * (t_{i1}^k * N_{i1}^k + t_{i2}^k * N_{i2}^k + t_{i3}^k * N_{i3}^k + t_{i4}^k * N_{i4}^k) \quad (7)$$

Pour choisir le profil le plus adéquat il faut associer une variable supplémentaire concernant le niveau de tension aux bornes des condensateurs flottants ainsi que la tendance d'évolution en fonction du sens du courant. Ainsi nous construisons pour chacune des phases un tableau donnant la tendance d'évolution de la tension en fonction de la configuration sélectionnée et le sens du courant, table 2.

$N_{ij}^k$	Etat	$E_i^k$	$sign_{ij}^k$	$T_{v_{c_{i2}}}^k$	$T_{v_{c_{i1}}}^k$
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1
2	2	0	1	1	0
3	3	0	1	1	1
0	4	1	0	0	0
1	5	1	0	0	1
2	6	1	1	1	0
3	7	1	1	1	1

Table 2

Avec les conventions suivantes :

$$\begin{cases} sign_{I_i} = 1 \text{ si } i_i > 0 \\ sign_{I_i} = 0 \text{ si } i_i < 0 \end{cases} \quad \begin{cases} T_{v_{c_{ij}}}^k = 0 \text{ si on doit diminuer } v_{c_{ij}} \\ T_{v_{c_{ij}}}^k = 1 \text{ si on doit augmenter } v_{c_{ij}} \end{cases}$$

La prise en compte de ces différents éléments conduit à construire la table 3, contenant dans notre cas 6x3x6=108 profils différents. Cette table est composée d'autant de tableaux qu'il y a de configurations possibles pour commencer le profil. Dans le cas où l'on impose de commencer par un niveau 1 ou 2, il y aura donc 6 tableaux. Ensuite chaque colonne du tableau indique l'intervalle de tension désiré et chaque ligne l'état du convertisseur (tension aux bornes des condensateurs flottants à augmenter ou diminuer). Le profil candidat devra donc avoir sa première configuration  $C_{i1}^k$  identique à la dernière configuration du profil précédent

$C_{i1}^k = C_{i4}^{k-1}$  afin de garantir une transition sans changement au début de la période de découpage. Ensuite selon l'intervalle dans lequel se situe la tension que nous souhaitons appliquer, nous choisissons une colonne et enfin en fonction de l'état du convertisseur, la bonne ligne sera sélectionnée.

Etat	Intervalle de tension désiré $\bar{V}_i^{k+1}$			Si $C_{i4}^k = 1$
	$0 < \bar{V}_i^k < \frac{E}{3}$	$\frac{E}{3} < \bar{V}_i^k < 2 \cdot \frac{E}{3}$	$2 \cdot \frac{E}{3} < \bar{V}_i^k < E$	
1	Profil A	Profil B	...	Si $C_{i4}^k = 4$
2	...	...	...	
...	...	...	...	
...	...	...	...	
...	...	...	...	
...	...	...	...	
7	...	...	Profil X	

Etat	Intervalle de tension désiré $\bar{V}_i^{k+1}$			Si $C_{i4}^k = 4$
	$0 < \bar{V}_i^k < \frac{E}{3}$	$\frac{E}{3} < \bar{V}_i^k < 2 \cdot \frac{E}{3}$	$2 \cdot \frac{E}{3} < \bar{V}_i^k < E$	
1	...	...	...	Si $C_{i4}^k = 4$
2	...	...	...	
...	...	...	...	
...	...	...	...	
...	...	...	...	
...	...	...	...	
7	...	...	config (4-5-7-6) temps [16-6-66-12]	

Table 3

La figure 9 représente un exemple de fonctionnement.

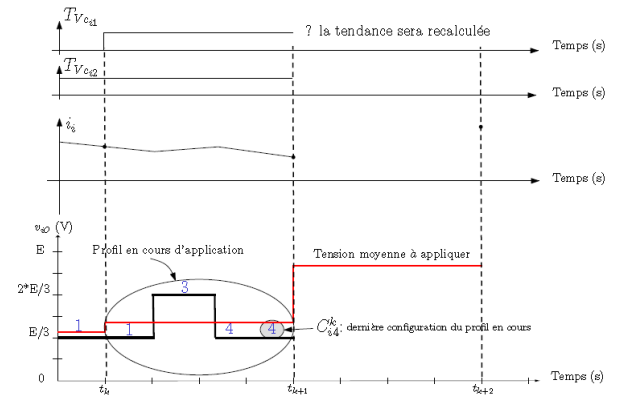


Figure 9 : Exemple de fonctionnement

A l'instant  $t_k$ , nous avons calculé une tension moyenne à appliquer de  $0.9 * E$  sur la phase  $i$  entre les instants  $t_{k+1}$  et  $t_{k+2}$ . Nous avons alors le choix d'appliquer différents profils en fonction de l'état  $E_i^k$  du bras à l'instant  $t_k$ . En occurrence, cet état est ici tel que  $E_i^k = 7$ . Les contraintes décrites précédemment doivent être respectées, c'est à dire que le profil candidat doit commencer par la configuration finale du profil en cours  $C_{i1}^k = C_{i4}^{k-1}$ . Le profil doit limiter la fréquence de commutation et respecter la tension moyenne à appliquer. La génération de tous les profils possibles est faite de manière automatique, en rentrant le nombre de cellules, le nombre de transitions et la différence maximale de niveau lors d'un changement de configuration. Pour cela, nous avons défini plusieurs variables et avons calculé les profils à l'aide de Matlab en codant les fonctions en langage C. Pour tous les profils respectant les contraintes, nous calculons l'effet du profil sur les capacités flottantes en prenant comme critères :

- Le calcul se base sur le niveau moyen de tension de l'intervalle de tension concerné ( $1/2$  de  $E/3$ ,  $1/2$  de  $2 * E/3$ , etc...)
- Le courant est considéré constant et de même signe durant une période de découpage. La valeur du courant importe peu

car la tendance reste la même quelque soit la valeur du courant, seule l'amplitude des variations change.

– Nous calculons les tendances en pourcentage, la variable  $Tend_{v_{ci}(1)}^k$  représente la tendance globale durant la période  $k$ . Si nous prenons un cas de figure ou la configuration 4 est appliquée sur toute la période, la tendance sera alors :  $Tend_{v_{ci}(1)}^k = 0\%$  et  $Tend_{v_{ci}(1)}^k = 100\%$  selon la table 2.

$$Tend_{V_{ci}(1)}^k(\text{profil}) = \sum_{n=1}^4 (T_{C_{in}(1)}^k * i_{in}^k) \quad (8)$$

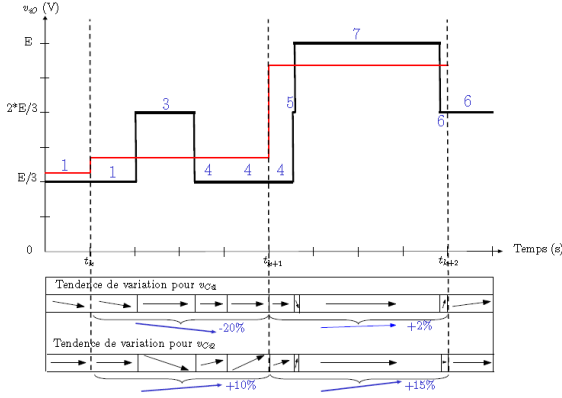


Figure 10 : Profil sélectionné

La figure 10 donne la représentation de la solution calculée ainsi que les tendances d'évolution des tensions aux bornes des condensateurs. L'évolution de la tension pour la capacité 1 est très faible pour ce cas de figure mais les deux tendances sont respectées. Les calculs se limitent donc au choix d'un profil puis à l'application de la règle qui correspond à la forme du profil.

Il est possible d'étendre cette étude au cas de  $p$  cellules. Pour cela, il faut redéfinir les critères comme le nombre de transitions, etc...

#### IV. COMMANDE DU FILTRE ACTIF

Le principe de fonctionnement du filtre actif conduit à déterminer les références de courant en fonction des courants harmoniques prélevés par la charge. Pour un fonctionnement satisfaisant en cas de déséquilibre de charge il est nécessaire de calculer les puissances active et réactive à partir des données entre phases. Ainsi la relation (9) exprime ce lien.

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \frac{1}{9} \begin{pmatrix} 5.v_{BA} - v_{CA} & -v_{BA} + 5.v_{CA} \\ 2.\sqrt{3}.v_{CA} & -2.\sqrt{3}.v_{BA} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{BA} \\ i_{CA} \end{pmatrix} \quad (9)$$

Les courants de références pour le compensateur peuvent ainsi être établis selon le schéma de la figure 11.

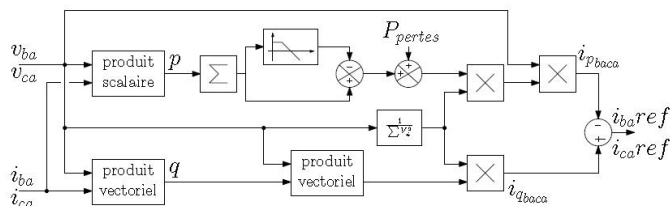


Figure 11 : Structure de commande du compensateur

Ce schéma fait apparaître une puissance de pertes correspondante à la puissance nécessaire au maintien de la

tension aux bornes du condensateur de source du filtre actif. Cette quantité est générée de façon classique au travers d'un régulateur de type PI en considérant une erreur sur le carré de la tension de référence.

#### V. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Le compensateur à base d'un convertisseur multicellulaire possède les caractéristiques suivantes, figure 12a :

- 18 IGBTs 600V / 80A (25 kVA) ;
  - 6 condensateurs flottants de 200µF
  - capacité équivalente sur le bus continu 1.5 mF;
  - cartes de commande rapprochée avec interface fibre optique.
- La fréquence de découpage peut varier entre 2.5 kHz et 10kHz.

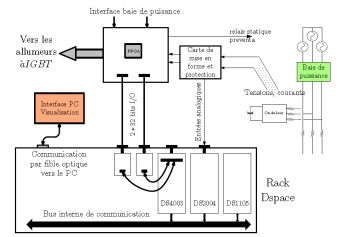
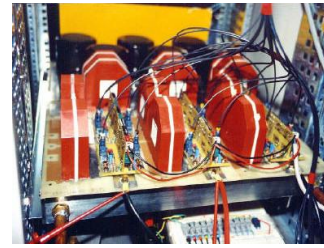


Figure 12a : Convertisseur

Figure 12b : Structure

La commande du convertisseur multicellulaire a été testée en simulation à l'aide d'un modèle instantané. Les résultats expérimentaux ont été réalisés avec la maquette présentée ci-avant, capable de fonctionner jusqu'à 1800 V DC avec un courant de ligne de 60A. La structure de commande, figure 12b, est constituée d'une carte DSP associée à un FPGA.

#### V.1 COMPARAISON DE LA COMMANDE DIRECTE AVEC LA COMMANDE DECOUPLANTE

Dans le but de démontrer l'intérêt de la commande directe plusieurs tests sont conduits. Pour la commande découplante, la régulation des courants est assurée par un régulateur de type PI fidèlement à la figure 4. La figure 13 présente des résultats pour une fréquence de découpage de 2.5kHz et pour deux contributions harmoniques de courant (1A à 650Hz et 1250Hz).

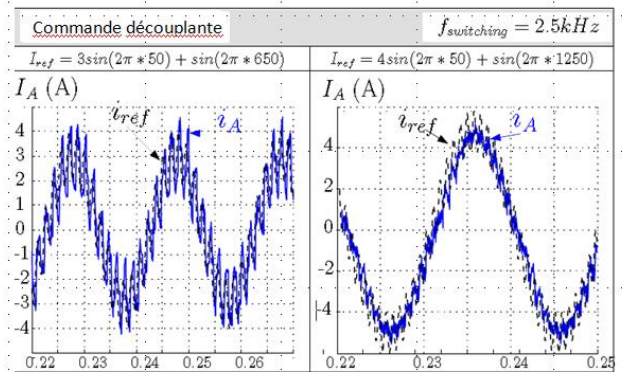


Figure 13a : Commande découplante

Pour une fréquence de découpage de 10kHz, les résultats sont quasi-identiques, par contre lorsque la fréquence de découpage diminue il apparaît certaines différences. Notamment nous voyons sur la figure 13a que le courant n'est plus complètement maîtrisé et une erreur apparaît. Si pour un fonctionnement en onduleur ceci n'est pas forcément très

gênant, pour un fonctionnement en compensateur, la fonction de dépollution harmonique peut être fortement altérée.

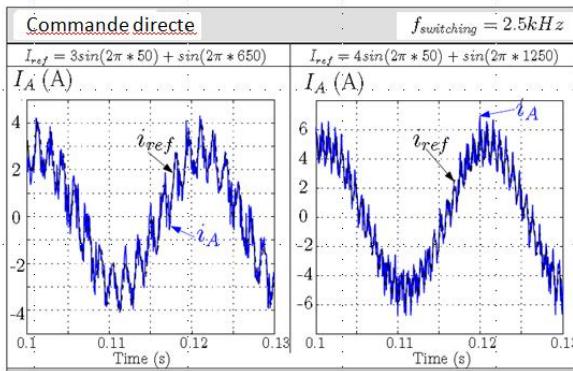


Figure 13b : Commande Directe

## V.2 COMPARAISON EN FILTRAGE ACTIF

Dans cette section les commandes sont testées pour un fonctionnement en filtrage actif. La figure 14 présente les résultats des deux lois de commande, pour une charge de type redresseur à diode sur charge RC présentant un fort taux de distorsion (THD = 46%). Sur cette figure le courant de charge, le courant de ligne et l'analyse FFT sont montrées pour chacune des lois de commande.

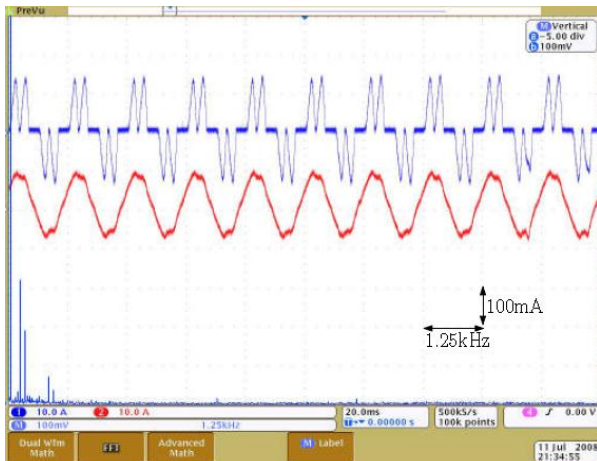


Figure 14a: Commande directe 2.5 kHz

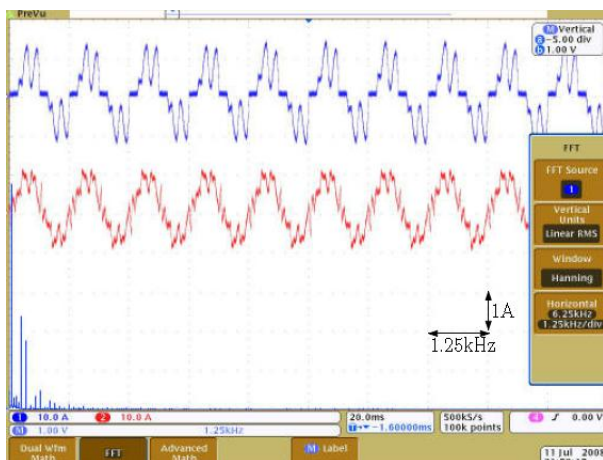


Figure 14b: Commande découplante 2.5 kHz

La commande directe permet de réduire le THD jusqu'à 3.8 %, la commande découplante quant à elle n'est pas très apte à injecter les harmoniques nécessaires et le taux de distorsion

reste très élevé. Ceci est principalement du à la faiblesse de la fréquence de découpage vis-à-vis de la fréquence des harmoniques à injecter (THD = 20 %).

## VI. CONCLUSION

La commande directe prédictive d'un convertisseur multicellulaire fonctionnant en filtre actif est présentée dans cet article. La commande est définie sans dispositif classique de modulation mais par usage d'une table établie hors ligne et permettant de fournir la séquence de commande adéquate en fonction du contexte présent à l'instant k. Cette procédure permet d'augmenter la bande passante du convertisseur et le rapport entre la fréquence de la bande passante et la fréquence de découpage est très importante. Le spectre harmonique des courants injectés est de très bonne qualité et cette approche permet de régler le compromis entre la fréquence de découpage, la taille des condensateurs et les performances dynamiques souhaitées.

## VII. RÉFÉRENCES

- [1] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug 2002.
- [2] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, Dec. 2007.
- [3] T. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt, "Multicell converters: basic concepts and industry applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 5, pp. 955–964, Oct 2002.
- [4] C. Martins, X. Roboam, T. Meynard, and A. Carvalho, "Switching frequency imposition and ripple reduction in dtc drives by using a multilevel converter," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 286–297, 2002.
- [5] T. Meynard, M. Fadel, and N. Aouda, "Modeling of multilevel converters," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 44, no. 3, pp.356–364, 1997.
- [6] G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, and T. Meynard, "Multicell converters: active control and observation of flying-capacitor voltages," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 998–1008, 2002.
- [7] A. Donzel and G. Bornard, "New control law for capacitor voltage balance in multilevel inverter with switching rate control (cvc)," *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pp. 2037–2044, 2000.
- [8] F. Defaÿ, A. Llor, and M. Fadel, "A predictive control with flying capacitor balancing of a multicell active power filter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 3212–3220, 2008.
- [9] O. Tachon, M. Fadel, and T. Meynard, "Control of series multicell converters by linear state feedback decoupling," *EPE 97 Conference Proceedings*, 1997.
- [10] G. Golub et C. Van Loan, *Matrix Computations - Third edition*, The Johns Hopkins University Press 1996.
- [11] P. Lezana, R. Aguilera, and D. E. Quevedo, "Model predictive control of an asymmetric flying capacitor converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 6, pp. 1839 – 1846, June 2009.