



HAL
open science

Convertisseurs multicellulaires série - Principe, équilibrage naturel et modulation triphasée

Guillaume Gateau, Thierry A. Meynard

► **To cite this version:**

Guillaume Gateau, Thierry A. Meynard. Convertisseurs multicellulaires série - Principe, équilibrage naturel et modulation triphasée. La Revue 3E.I, 2013, 72, pp.11-20. hal-03796421

HAL Id: hal-03796421

<https://hal.science/hal-03796421v1>

Submitted on 20 Feb 2025

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.

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.

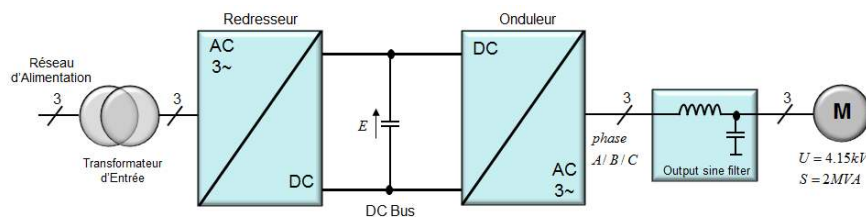


Figure 1 : Architecture système d'Alimentation de Moteurs forte puissance

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.

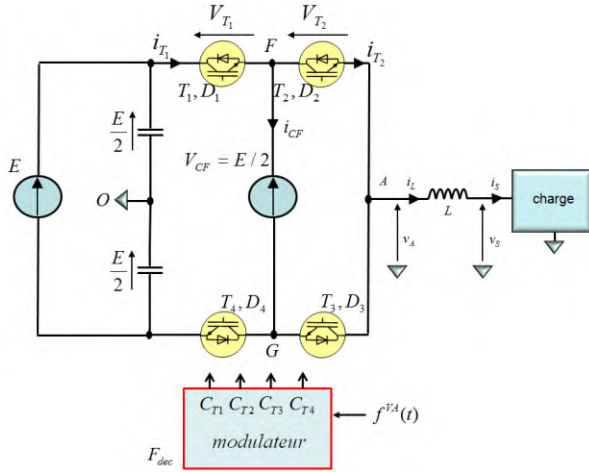


Figure 2 : Convertisseur 3 niveaux FC monophasé.

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).

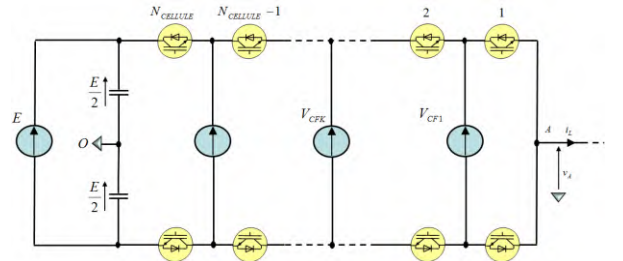


Figure 3 : Convertisseur $N_{CELLULE}$ FC Monophasé.

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 le 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).

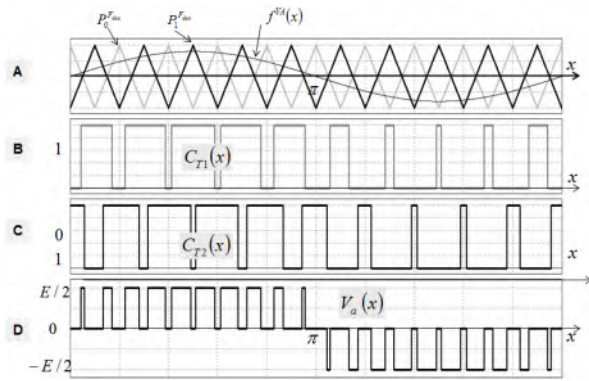


Figure 4 : Modulation porteuses décalées.

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).

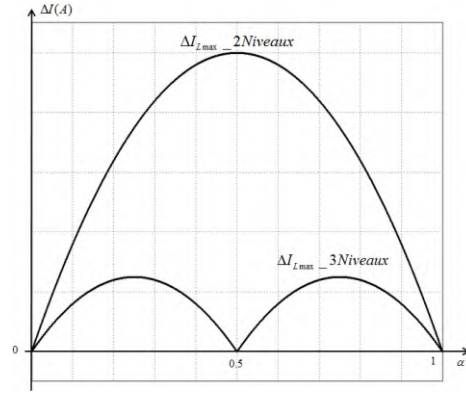


Figure 5 : Ondulation en Hacheur pour 2 ou 3 niveaux.

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).

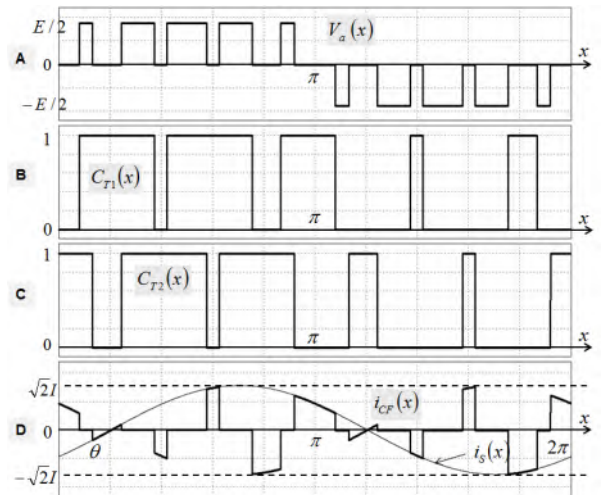


Figure 6 : Courant Source Flottante.

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.

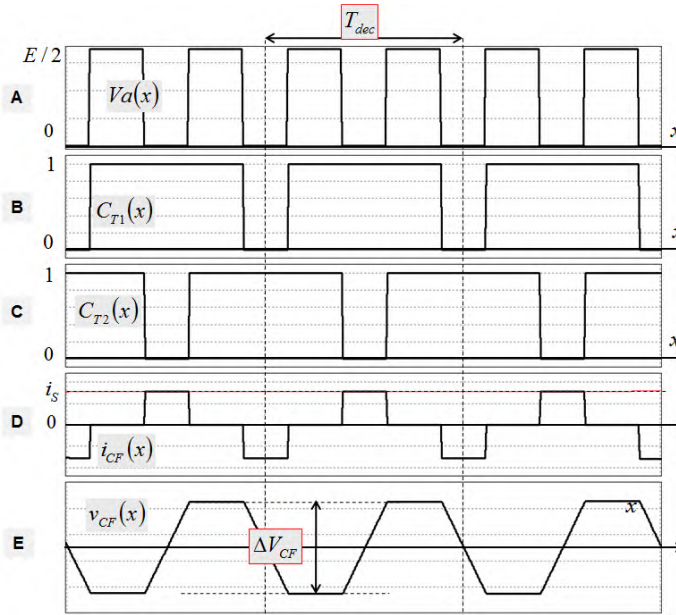


Figure 7 : Tension et courant aux bornes de la source flottante.

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 $v_A(x)$.

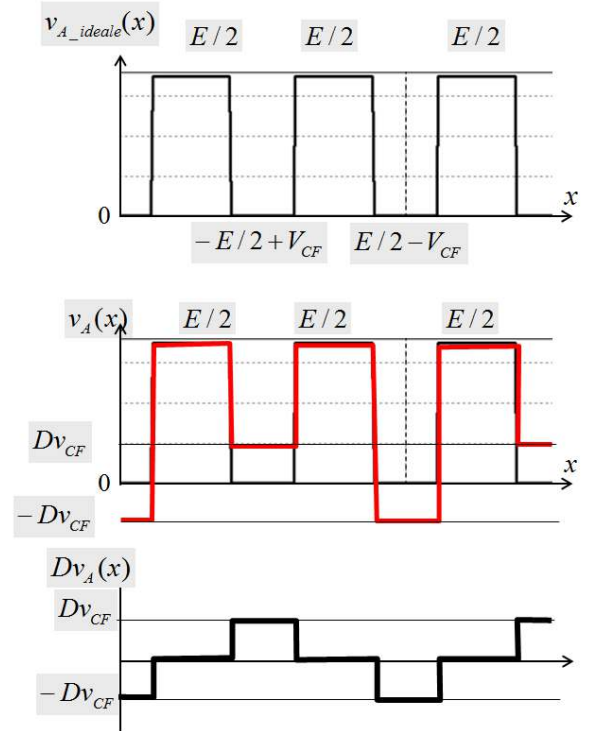


Figure 8 : Déséquilibre de la source flottante.

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_d .

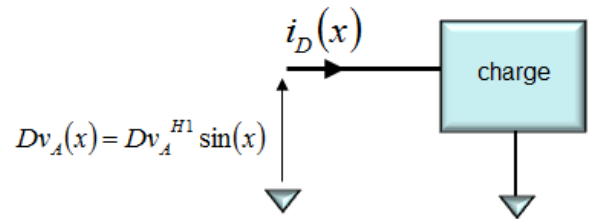


Figure 9 : Effet du déséquilibre.

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 $Z_{charg}^{F_{dec}} e^{j\psi_{dec}}$. Cet harmonique de tension génère au travers de cette impédance un courant harmonique $i_D(x)$.

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

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

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 $i_{CF}(x)$.

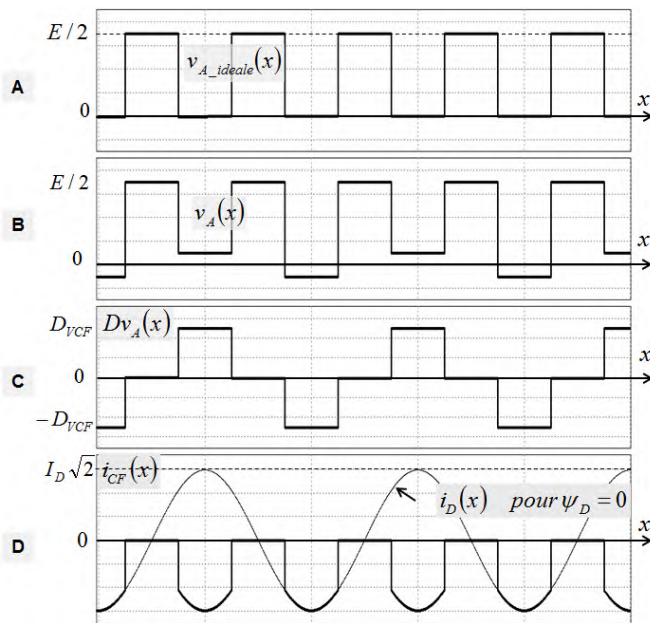


Figure 10 : Harmonique de ré-équilibre

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 ($i_D(x)$).

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

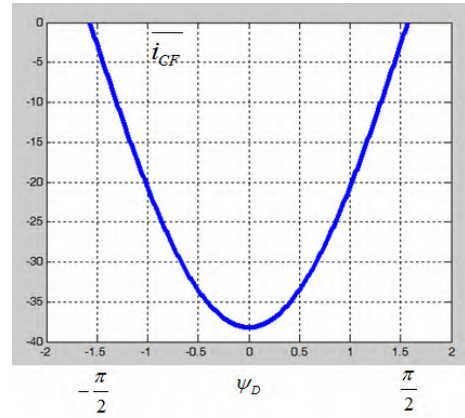


Figure 10b : Courant max de rééquilibrage

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).

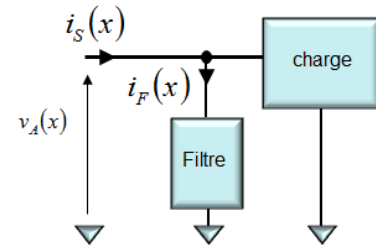


Figure 11 : Filtre RLC de rééquilibrage

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° .

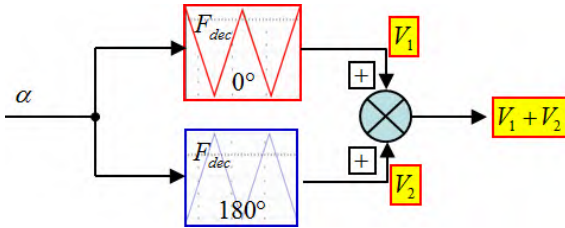


Figure 12 : Principe de réalisation d'une forme d'onde multiniveaux

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 $2F_{dec}$.

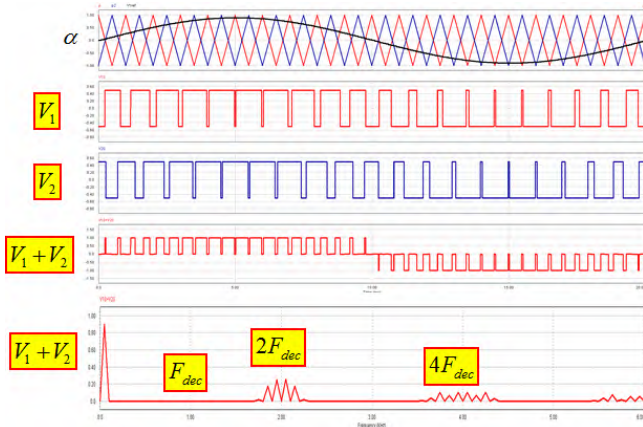


Figure 13 : Filtre RLC de rééquilibrage

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.

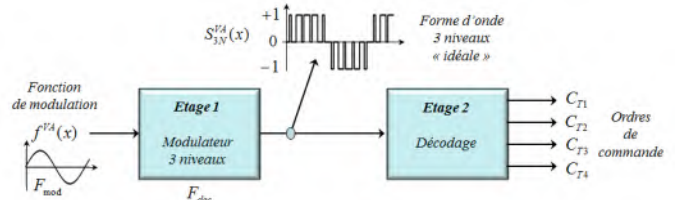


Figure 14 : Modulateur Générique 3 Niveaux

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.

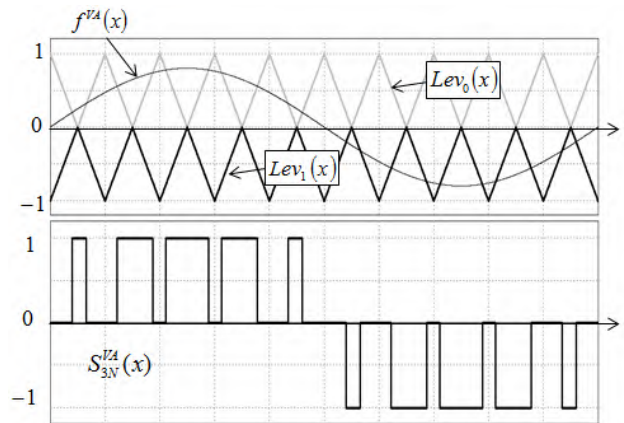


Figure 15 : Modulateur Générique 3 Niveaux (type POD)

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).

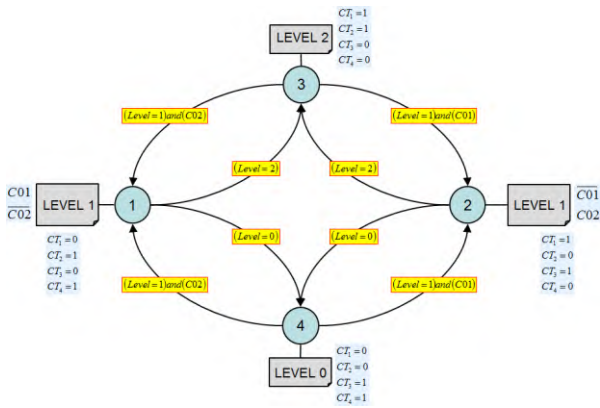


Figure 16 : Machine d'état Convertisseur FlyingCapacitor 3 niveaux

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.

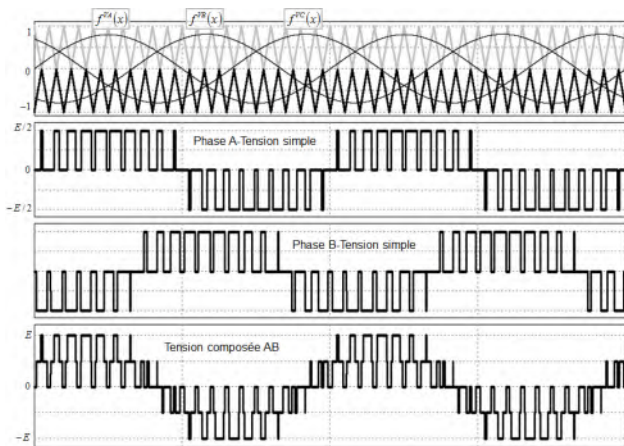


Figure 17 : Modulation POD Triphasée

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).

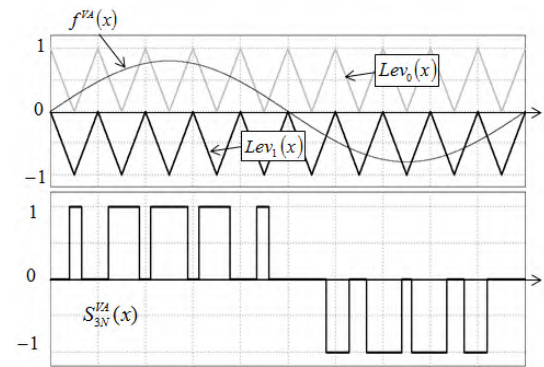


Figure 18 : Modulateur Générique 3 Niveaux (type PD)

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.

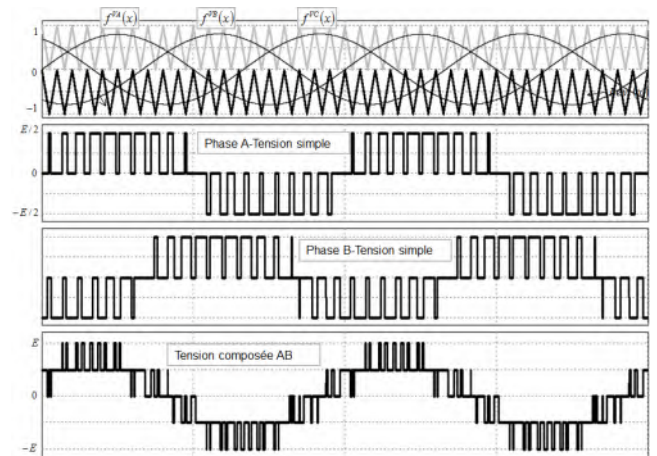


Figure 19 : Modulation PD Triphasée

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 multiveaux, 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.

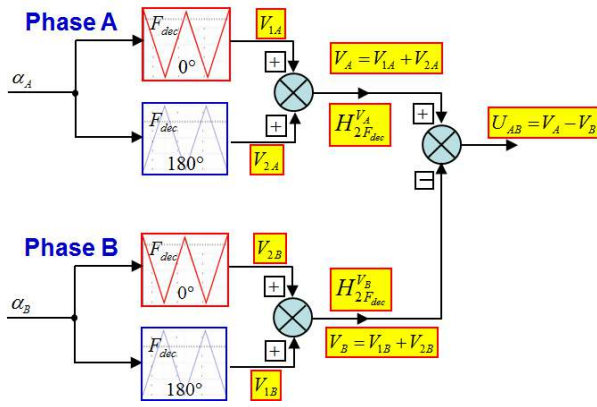


Figure 20 : Composition des Harmoniques

Par superposition, les harmoniques de V_A et V_B à $(N.F_{dec})$ que l'on notera $H_{2F_{dec}}^A$ et $H_{2F_{dec}}^B$ 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 $(2.F_{dec})$.

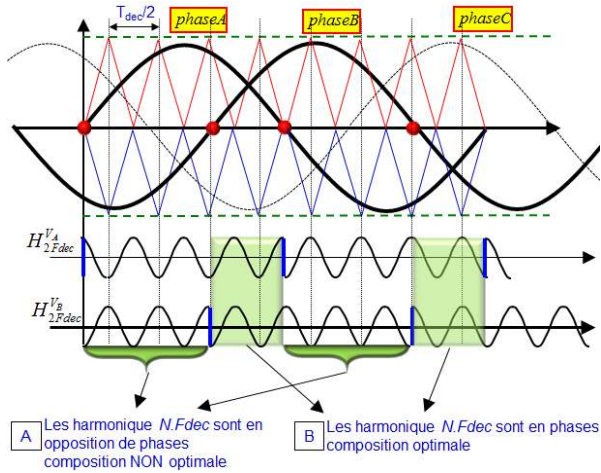


Figure 21 : Modulation POD

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 ($H_{2F_{dec}}^A$) 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 $H_{2F_{dec}}^{U_{AB}} = H_{2F_{dec}}^A - H_{2F_{dec}}^B$) 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 $H_{2F_{dec}}^A$. Le trait gras sur la courbe Fig.22-A2 représente l'enveloppe de l'harmonique $H_{2F_{dec}}^A$ 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 $H_{2F_{dec}}^B$. Comme pour la phase A, on peut noter le changement de signe de l'enveloppe de l'harmonique $H_{2F_{dec}}^B$ (trait gras Fig.22-B2) qui correspond au changement de bande illustré précédemment.

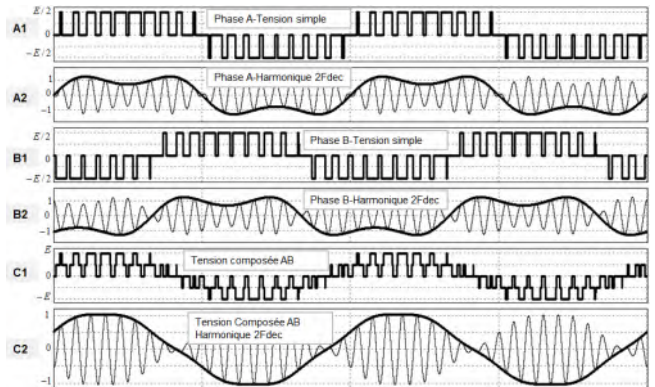


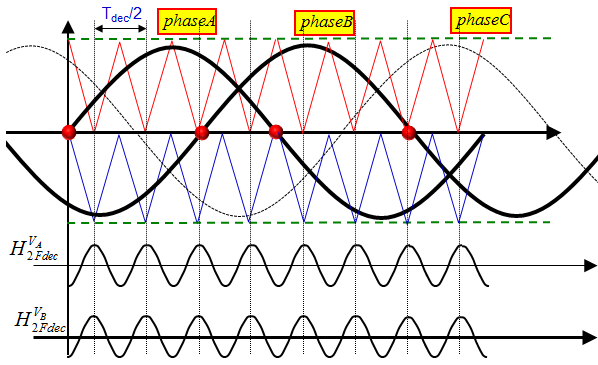
Figure 22 : Modulation POD

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 ($H_{2F_{dec}}^{U_{AB}} = H_{2F_{dec}}^A - H_{2F_{dec}}^B$).

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 $H_{2F_{dec}}^{U_{AB}} = H_{2F_{dec}}^A - H_{2F_{dec}}^B$) 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 $H_{2F_{dec}}^V$. Le trait gras sur la courbe Fig.24-A2 représente l'enveloppe de l'harmonique $H_{2F_{dec}}^V$ 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 $H_{2F_{dec}}^V$. Comme pour la phase A, on peut noter que l'enveloppe de l'harmonique $H_{2F_{dec}}^V$ (trait gras Fig.24-B2) ne change pas de signe.

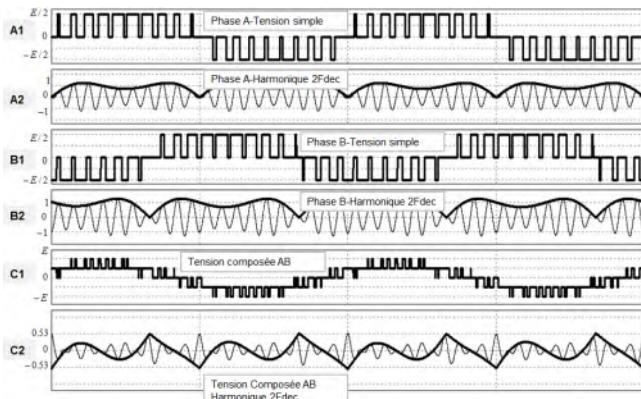


Figure 24 : Modulation PD

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 $H_{2F_{dec}}^U$ qui n'est encore une fois que la composition des figures A2 et B2 ($H_{2F_{dec}}^U = H_{2F_{dec}}^V - H_{2F_{dec}}^V$). 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 ($H_{2F_{dec}}^U$) alors que la courbe Fig.25-E représente les harmoniques à $(2.F_{dec})$ de la tension de mode commun ($H_{2F_{dec}}^{V_A+V_B+V_C}$).

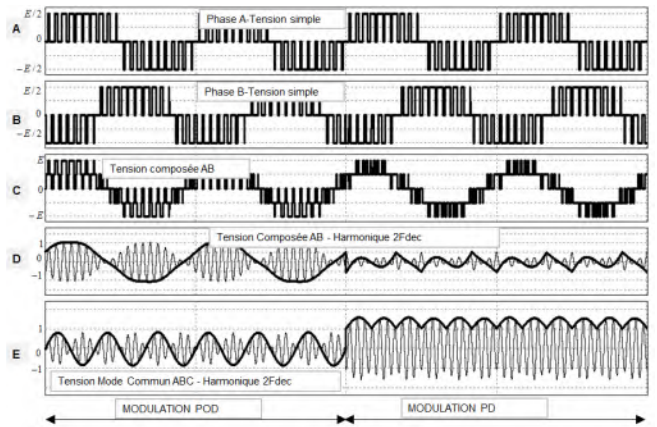


Figure 25 : Modulation POD et PD
Tension composée et Mode Commun

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.