

Chapitre 2 Convertisseurs multiniveaux

II.1 INTRODUCTION

En électronique de puissance, la tension de blocage des semi-conducteurs, la fréquence de commutation des interrupteurs, la forme de la tension de sortie des convertisseurs statiques et la compatibilité électromagnétique (CEM) sont des critères très importants pour quantifier respectivement les performances et le fonctionnement du système électrique.

L'utilisation des convertisseurs statiques conventionnels à deux niveaux dans les domaines des applications de faibles et de moyennes puissances et basses tensions présente une très bonnes performances en termes de qualité d'énergie électrique, c'est-à-dire meilleur forme de la tension de sortie et faible compatibilité électromagnétique avec une tension de blocage des semi-conducteurs inférieure à la tension admissible. Cependant, pour certaines applications de fortes puissances, l'utilisation des convertisseurs statiques conventionnels à deux niveaux présente une très fortes contraintes et inconvénients tels que:

- Forte contrainte en tension sur les interrupteurs de puissance, car elle exige des composants électroniques capables de supporter de fortes tensions inverses et de forts courants,
- La tension maximale à l'entrée des convertisseurs statiques est beaucoup plus grande que la tension admissible par les interrupteurs,
- Forte compatibilité électromagnétique engendrée lors de passage de la tension de sortie des convertisseurs statiques d'une valeur nulle à une forte valeur,
- Forme d'onde de la tension de sortie des convertisseurs statiques plus riche en harmoniques,
- Pertes de commutation et de conduction dans les interrupteurs très importantes.

L'amélioration de la forme du signal de sortie des convertisseurs statiques conventionnels à deux niveaux nécessite de contourner les problèmes susmentionnés. La solution la plus connue consiste à utiliser des nouvelles topologies des convertisseurs statiques, comme les convertisseurs multiniveaux et les convertisseurs matriciels.

II.2 CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX

Le convertisseur multiniveaux a été préféré dans de nombreuses applications à haute tension et haute puissance, en raison, entre autres des formes d'ondes de sortie de haute

qualité, des faibles pertes de commutation, et de faible compatibilité électromagnétique. La conversion multiniveaux est commencée à partir des années 60. La structure de première convertisseur multiniveaux développée est la mise en série de pont en H dit aussi en cascade ou à sources séparées. Puis dans 1981 apparut le convertisseur à diodes flottantes clampé par le neutre (NPC). Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances. En 1992, les recherches vers de nouvelles structures se sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série dit aussi convertisseur multiniveaux à capacités flottantes.

Ces structures peuvent être considérées comme des nouvelles topologies des convertisseurs statiques multiniveaux.

II.2.1 Topologies des convertisseurs multiniveaux

L'idée générale des convertisseurs multiniveaux est de générer une tension alternative de plusieurs niveaux de tension, typiquement obtenue à partir de sources de tension continues. L'augmentation du nombre de niveaux produit une vague d'escalier sur la forme d'onde synthétisée qui se rapproche de la vague sinusoïdale avec le minimum d'harmoniques.

Il existe plusieurs topologies des convertisseurs multiniveaux. Nous allons présenter les topologies principales et les plus utilisables:

- le convertisseur à diodes flottantes,
- le convertisseur multicellulaire ou à capacités flottantes,
- le convertisseur en cascade ou pont en H.

II.2.1.1 Le convertisseur à diodes flottantes

Les convertisseurs multiniveaux à diodes flottantes NPC ont été introduits par A. Nabae et H. Akagi en 1981. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par le convertisseur dans la charge dans des applications telle que les variateurs de vitesse.

La figure III.1 représente un bras de la structure d'un convertisseur triphasé multiniveaux à diodes flottantes NPC à N niveaux qui est basé sur la mise en série d'interrupteurs. Les diodes sont utilisées pour réaliser la répartition de la tension aux bornes des interrupteurs à l'état bloqué. Ces diodes de clamp permettent d'assurer une tension de blocage égale à $V_{dc}/(N-1)$. Pour l'obtention d'une tension de N-niveaux, N - 1 capacités sont nécessaires. Les

tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à $V_{dc}/(N-1)$, où V_{dc} est la tension totale du bus continu.

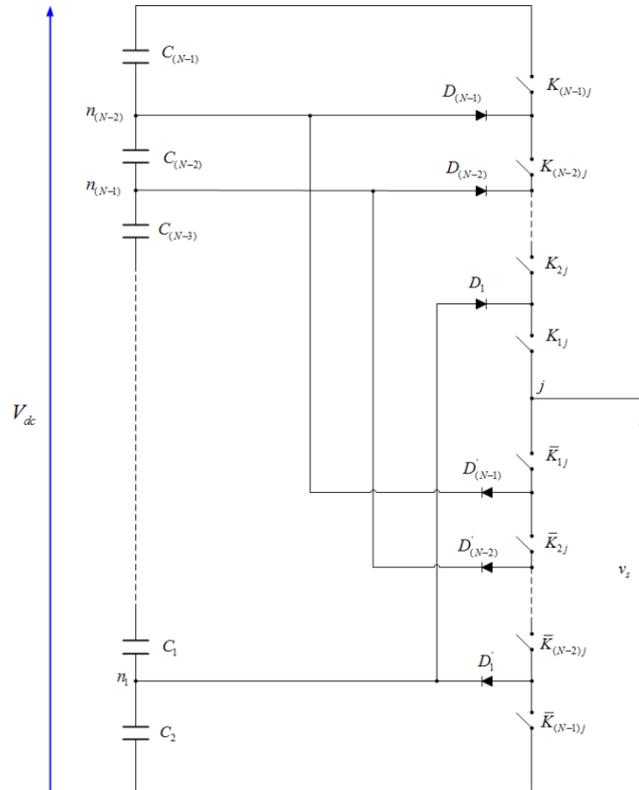


Fig. II.1 Schéma d'un bras du convertisseur multiniveaux à diodes flottantes NPC à N niveaux.

II.2.1.2 Convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées

Le convertisseur multicellulaire série est une autre topologie des convertisseurs multiniveaux introduit au début des années 90. Elle est basée sur la mise en série de cellules d'interrupteurs similairement à la topologie du convertisseur NPC dont les diodes flottantes sont remplacées par des capacités, d'où le nom de convertisseur à capacités flottantes. Elle est connue aussi sous le nom de convertisseur à cellules imbriquées du fait que le convertisseur comporte plusieurs cellules «condensateur et paire d'interrupteurs» imbriquées les unes dans les autres.

Le principe de fonctionnement est identique à celui des convertisseurs NPC avec quelques avantages liés à l'élimination de quelques inconvénients de la NPC, comme le déséquilibre dans la répartition des tensions aux bornes des interrupteurs mis en série et le déséquilibre dans la répartition des tensions aux bornes des condensateurs lorsque ces condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents.

La figure II.2 représente le schéma d'un bras du convertisseur multicellulaire série à P cellules à capacités flottantes, constitués de 2P interrupteurs bidirectionnels en courant réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture montés en anti-parallèle avec des diodes. On associe, à chaque cellule, une capacité dit capacité flottante, qui sert à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue.

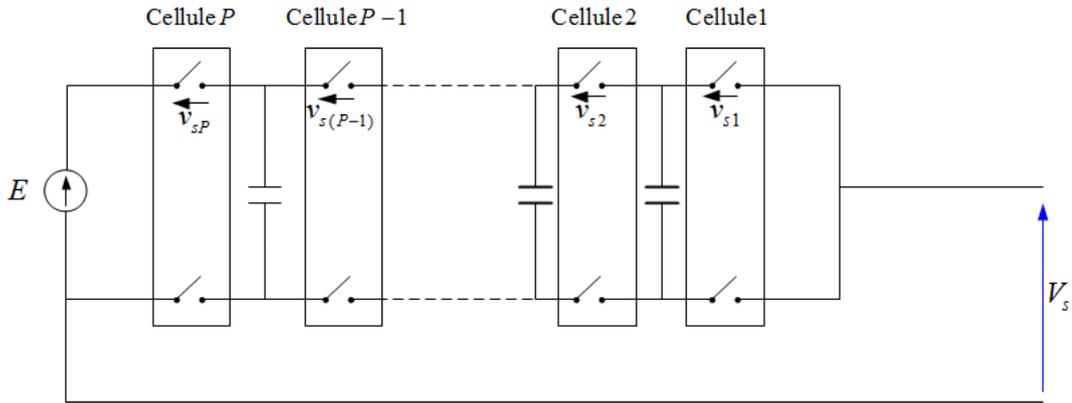


Fig. II.2 Schéma d'un bras du convertisseur multicellulaire série à N niveaux.

Malgré leurs avantages, les convertisseurs multicellulaire sont limités du fait que le convertisseur exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, pour cela il faut prévoir une stratégie de pré-charge adéquate dans la partie commande de ces convertisseurs. De plus, ces convertisseurs nécessitent un nombre élevé requis de condensateurs, ce qui va se répercuter sur le volume du convertisseur.

II.2.1.3 Convertisseur en cascade (à sources séparées ou en pont H)

La figure II.3 représente le schéma d'un bras de la topologie d'un convertisseur multiniveaux en cascade ou à sources séparées. Cette topologie est basée sur la mise en série de plusieurs convertisseurs monophasés (d'où le nom de topologie basée sur la mise en série de convertisseurs monophasés) alimentés par des sources continues de mêmes valeur séparées ou isolées galvaniquement les unes des autres (d'où le nom de topologie à sources séparées) afin d'éviter le court-circuit lors de la mise en série de plusieurs convertisseurs.

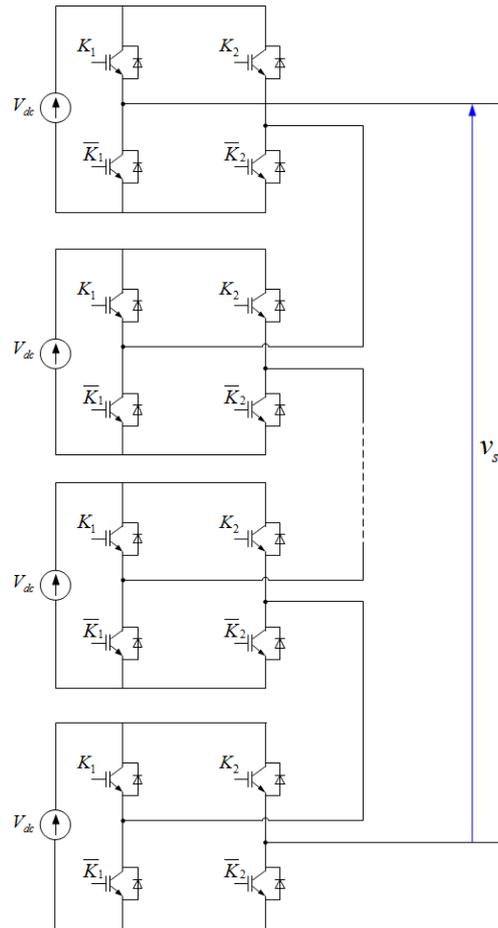


Fig. II.3 Schéma d'un bras du convertisseur en cascade à N niveaux.

Dans le cadre de ce document, nous proposons une étude détaillée d'un convertisseur à trois niveaux à diodes flottantes NPC fonctionnant comme un onduleur et un convertisseur multicellulaire série à P cellules.

II.2.2 L'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes NPC

La figure II.4 représente l'onduleur triphasé à trois niveaux à diodes flottantes NPC. Il est constitué de 12 interrupteurs bidirectionnels en courant réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, de type IGBT dans la majorité des cas, montés en antiparallèle avec des diodes. On associe, à chaque bras, des diodes appelées diodes flottantes, qui servent à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue.

Dans ce cas, on suppose que la tension V_{dc} est divisée en égalité entre les deux capacités :
 $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc} / 2$.

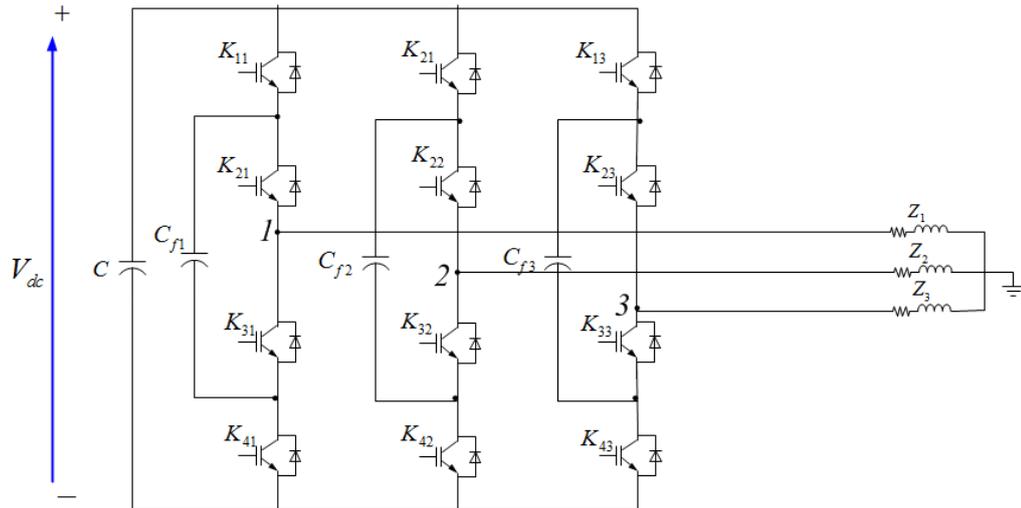


Fig. II.4 Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes (Neutral Point Clamped) NPC.

III.2.2.1 Modulation du convertisseur à trois niveaux

Dans cette structure chaque interrupteur du convertisseur à trois niveaux $K_{ij}, i \in \{1, 2, 3 \text{ et } 4\}, j \in \{1, 2 \text{ et } 3\}$ fonctionne en complémentarité avec un autre interrupteur du même bras.

L'état de commutation de chaque interrupteur est défini par :

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } K_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

On définit, pour chaque bras (j), trois états F_j , correspondants aux trois fonctions de complémentarité.

$$F_{xj} = \begin{cases} 1 \text{ ou } P & \text{si } K_{1j} \text{ et } K_{2j} \text{ sont fermés} \\ 0 \text{ ou } O & \text{si } K_{2j} \text{ et } K_{3j} \text{ sont fermés} \\ -1 \text{ ou } N & \text{si } K_{3j} \text{ et } K_{4j} \text{ sont fermés} \end{cases}$$

Avec x : la fonction de complémentarité du bras j .

La fonction de complémentarité est :

$$S_{1j} = \bar{S}_{3j} \text{ et } S_{2j} = \bar{S}_{4j}$$

L'onduleur à trois niveaux délivre, en sortie, trois niveaux de tensions. Ces tensions sont exprimées en fonction des tensions des condensateurs du bus continu $-V_{dc}/2, 0$, et $V_{dc}/2$, et en fonction des trois états possibles P, O, N des interrupteurs de chaque bras, de la manière suivante (voir figures II.5 et II.6) :

Etat P : Les deux interrupteurs du haut K_{1j} et K_{2j} (dans ce cas, $j=1, 2$ et 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas K_{3j} et K_{4j} sont ouverts. La tension phase-point milieu fictif est $v_{jo} = \frac{V_{dc}}{2}$ et le courant i_j passe par les deux transistors T_{1j} et T_{2j} lorsqu'il est positif, et par les deux diodes antiparallèles D_{1j} et D_{2j} lorsqu'il est négatif.

Etat O : Les deux interrupteurs du milieu K_{2j} et K_{3j} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités K_{1j} et K_{4j} sont ouverts. La tension phase-point milieu fictif est $v_{jo} = 0$, c'est le niveau intermédiaire, et le courant i_j passe par le transistor T_{2j} et la diode de clamp D_{c1j} lorsqu'il est positif, et par le transistor T_{3j} et la diode de clamp D_{c2j} lorsqu'il est négatif.

Etat N : Les deux interrupteurs du bas T_{3j} et T_{4j} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut sont ouverts. La tension phase-point milieu fictif est : $v_{jo} = -\frac{V_{dc}}{2}$ et le courant i_j passe par les deux transistors T_{3j} et T_{4j} lorsqu'il est négatif, et par les deux diodes antiparallèles D_{3j} et D_{4j} lorsqu'il est positif.

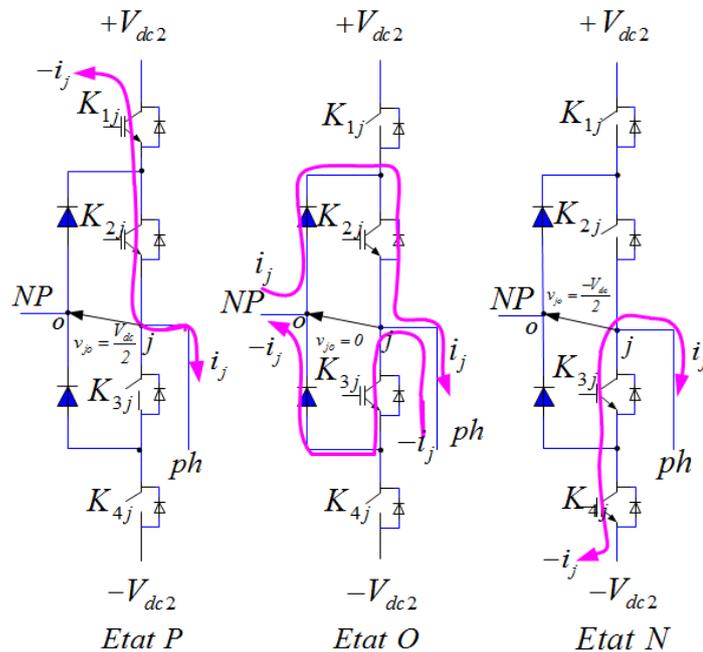


Fig. II.5 Etats de conduction des bras d'un onduleur à trois niveaux.

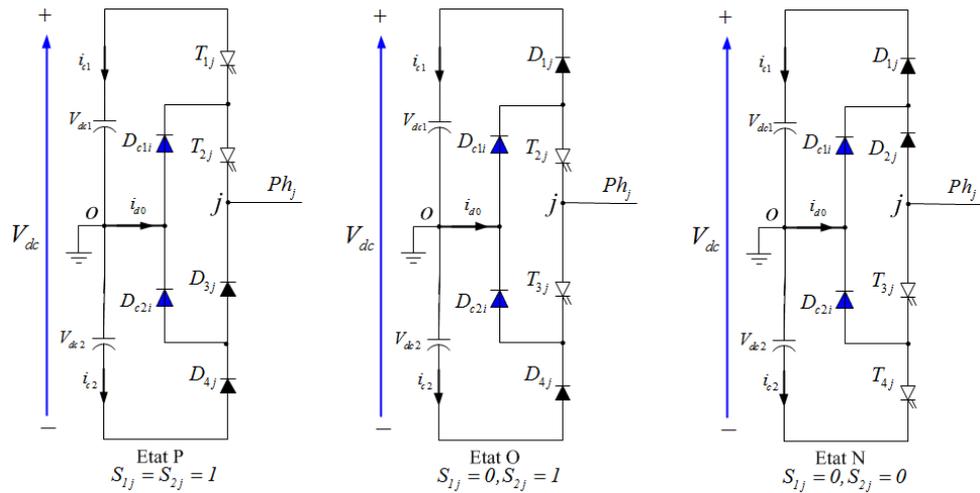


Fig. II.6 États des interrupteurs dans un onduleur à trois niveaux NPC.

Les trois niveaux de tension de l'onduleur à trois niveaux NPC peuvent être générés comme présenté dans la figure II.7.

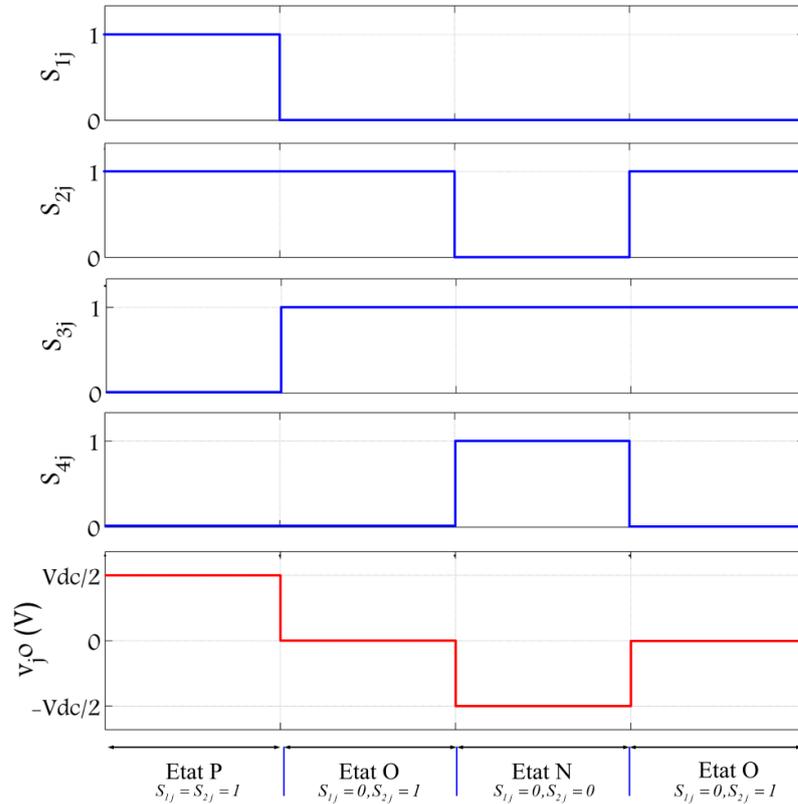


Fig. II.7 Les trois niveaux de tension dans un onduleur à trois niveaux NPC.

Les tensions v_{jo} phase-point milieu fictif « o » sont exprimées en fonction de la moitié de la tension totale de la source du bus continu V_{dc} et l'état de bras F_j par :

$$v_{jo} = F_j \cdot \frac{V_{dc}}{2}$$

v_{jo} représente la tension de chaque bras par rapport à la référence de la source continue (o).

Pour chaque bras, on définit trois fonctions de connexions en fonction des états des interrupteurs suivants:

$$\begin{cases} X_{1j} = S_{1j}S_{2j} \\ X_{2j} = S_{2j}S_{3j} \\ X_{3j} = S_{3j}S_{4j} \end{cases}$$

Les tensions phase-point milieu fictif « o » sont exprimées aussi se forme matricielle en fonction de la moitié de la tension totale de la source du bus continu V_{dc} et les trois fonctions de connexions par :

$$\begin{bmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{1j} & X_{2j} & X_{3j} \\ X_{1j} & X_{2j} & X_{3j} \\ X_{1j} & X_{2j} & X_{3j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix}$$

Le tableau II.1 résume les tensions phase-point milieu fictif v_{jo} en fonction des états des bras et des états des interrupteurs d'onduleur à trois niveaux.

Etas du bras j F_j	Etat d'interrupteurs i du bras				Tension phase-point milieu fictif v_{jo}
	S_{1j}	S_{2j}	S_{3j}	S_{4j}	
P	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
O	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$

Tableau. II.1 Etats d'un bras d'onduleur ($j = 1, 2$ et 3)

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes NPC peut prendre trois états (P-O-N). Ainsi l'onduleur triphasé à trois niveaux a $3^3=27$ états de commutation possibles. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras. Par exemple, l'état PON indique que le premier bras est à l'état P, le deuxième est à l'état O, et le troisième bras est à l'état N.

II.2.2.2 Tension fournie par le convertisseur à trois niveaux

Afin de déterminer les tensions phases-point neutre (simples) v_{jn} , il faut déterminer les tensions entre deux phases (composées). Les tensions composées sont exprimées en fonction de la moitié de la tension totale de la source du bus continu V_{dc} et les trois fonctions de

connections par :

$$\begin{bmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{11} - X_{12} & X_{21} - X_{22} & X_{31} - X_{32} \\ X_{12} - X_{13} & X_{22} - X_{23} & X_{32} - X_{33} \\ X_{13} - X_{11} & X_{23} - X_{21} & X_{33} - X_{31} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix}$$

D'où:

$$\begin{bmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{11} - X_{31} \\ X_{12} - X_{32} \\ X_{13} - X_{33} \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2}$$

A partir de cette équation, les tensions simples par rapport au point neutre N sont exprimées par:

$$\begin{bmatrix} v_{1n} \\ v_{2n} \\ v_{3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2X_{11} - X_{12} - X_{13} & 2X_{21} - X_{22} - X_{23} & 2X_{31} - X_{32} - X_{33} \\ 2X_{12} - X_{13} - X_{11} & 2X_{22} - X_{23} - X_{21} & 2X_{32} - X_{33} - X_{31} \\ 2X_{13} - X_{11} - X_{12} & 2X_{23} - X_{21} - X_{22} & 2X_{33} - X_{31} - X_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix}$$

ou

$$\begin{bmatrix} v_{1n} \\ v_{2n} \\ v_{3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1o} - v_{no} \\ v_{2o} - v_{no} \\ v_{3o} - v_{no} \end{bmatrix}$$

Avec v_{no} la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit:

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{1o} + v_{2o} + v_{3o})$$

Lorsque les tensions simples est un système triphasé équilibré, on a:

$$\begin{bmatrix} v_{1n} \\ v_{2n} \\ v_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{11} - X_{31} \\ X_{12} - X_{32} \\ X_{13} - X_{33} \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2}$$

D'où:

$$\begin{bmatrix} v_{1n} \\ v_{2n} \\ v_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}S_{21} - S_{31}S_{41} \\ S_{12}S_{22} - S_{32}S_{42} \\ S_{13}S_{23} - S_{33}S_{43} \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2}$$

II.2.2.3 Commande MLI Sinus-Triangle d'un onduleur NPC à trois niveaux

La commande MLI Sinus-Triangle est basée sur la comparaison entre le signal de référence et le signal de porteuse à fréquence élevée, afin de générer les ordres de commande des interrupteurs. Dans cette technique, la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectuant par deux paramètres, le taux de modulation (coefficient de réglage en tension) $r = \frac{V_{rmax}}{V_{pmax}}$ et l'indice de modulation $m = \frac{f_p}{f}$.

Selon le nombre et la position des porteuses, on a plusieurs cas de la commande MLI Sinus-Triangle sont utilisés pour la commande des onduleurs NPC à trois niveaux, comme:

- Utilisation d'une seule porteuse positionnée soit dans les alternances positives des trois signaux de références soit centrée autour de l'axe de temps.
- Utilisation des deux porteuses triangulaires bipolaires positionnées l'une dans l'alternance positive et l'autre dans l'alternance négative soit symétriquement soit avec déphasage de demi-période de l'une par rapport à l'autre.

II.2.2.3.1 Simulation de la commande MLI Sinus-Triangle d'un onduleur NPC à trois niveaux

Dans ce paragraphe, on opte pour une porteuse positionnée dans l'alternance positive des tensions de référence.

Equation de porteuse

Comme indiqué sur la figure II.8, l'équation de la porteuse est donnée par:

$$\begin{cases} t \in \left[0, \frac{T_d}{2} \right], v_p(t) = \frac{2V_{pmax}}{T_d} t \\ t \in \left[\frac{T_d}{2}, T_d \right], v_p(t) = \frac{-2V_p}{T_d} t + 2V_p \end{cases}$$

Les signaux de références forment un système triphasé d'amplitude V_{rmax} et de fréquence f :

$$\begin{bmatrix} v_{1\text{ réf}} \\ v_{2\text{ réf}} \\ v_{3\text{ réf}} \end{bmatrix} = V_{rmax} \begin{bmatrix} \sin(2\pi ft) \\ \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

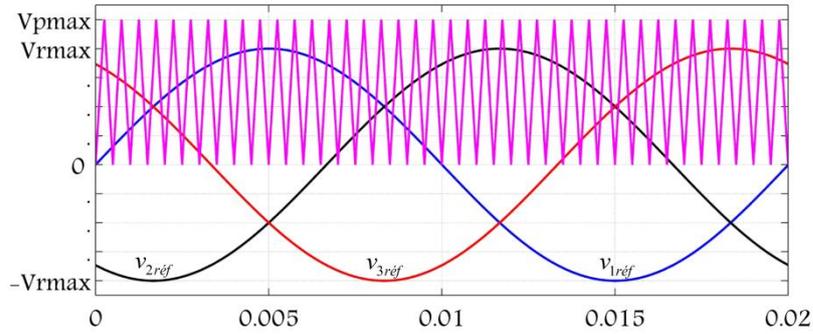


Fig. II.8 signaux de références et la porteuse utilisés dans la commande Sinus-Triangle ($m=40, r=0.8$)

Algorithme de la commande

Si $\text{abs}(V_{\text{réfj}}) \leq V_p$

$S_{1j}=1; S_{2j}=0; S_{3j}=1; S_{4j}=0;$

Si $\text{abs}(V_{\text{réfj}}) > V_p$ et $V_{\text{réfj}} > 0;$

$S_{1j}=1; S_{2j}=1; S_{3j}=0; S_{4j}=0;$

Sinon

$S_{1j}=0; S_{2j}=0; S_{3j}=1; S_{4j}=1;$

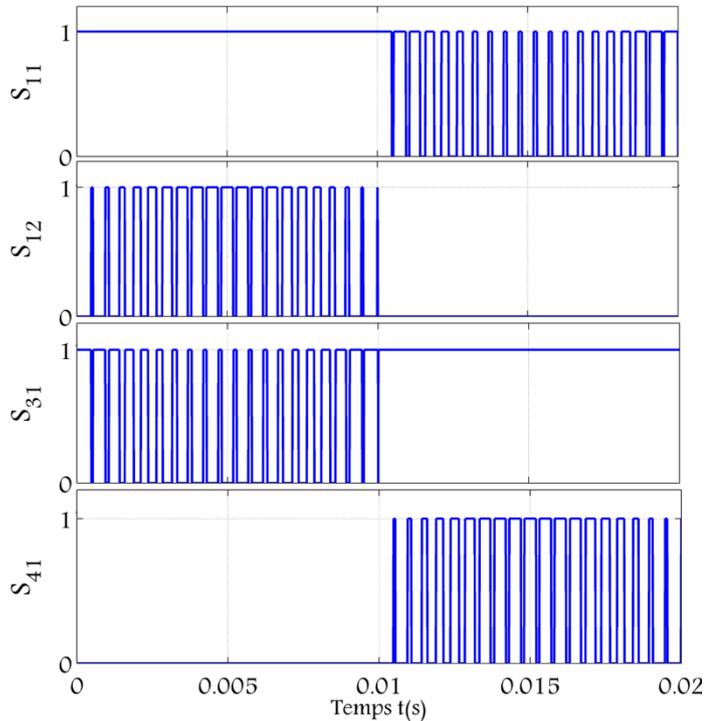


Fig. II.9 Signaux de contrôle de l'onduleur à trois niveaux NPC contrôlé par MLI à une seule porteuse

Tensions de sortie

Les figures II.10 (a-b et c) illustrent les formes de la tension de sortie entre phase et point milieu de l'alimentation continue v_{lo} de l'onduleur à trois niveaux NPC contrôlé par MLI à un

seul porteuse, la tension entre phase et neutre v_{1n} , ainsi que la tension de sortie entre phases v_{12} . A noter que, la tension de sortie v_{10} prend trois valeurs de tension ($V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$), la tension de sortie entre phases v_{12} prend cinq valeurs de tension ($V_{dc}/2, V_{dc}, 0, -V_{dc}/2, -V_{dc}$) et la tension de sortie v_{1n} prend neuf valeurs de tension comme indique les figures.

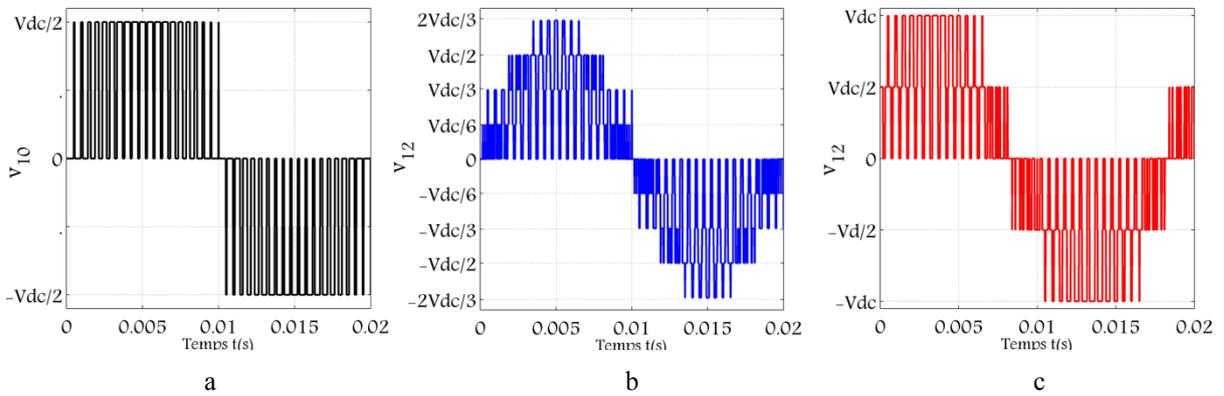


Fig. II.10 les formes de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux NPC contrôlé par MLI à un seul porteuse

II.2.3 Convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converters)

La figure II.11 représente le schéma d'un bras du convertisseur multicellulaire série à P cellules à capacités flottantes et à $N=P-1$ niveaux, constitués de $2P$ interrupteurs bidirectionnels en courant réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture montés en anti-parallèle avec des diodes. On associe, à chaque cellule, une capacité dit capacité flottante, qui sert à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue.

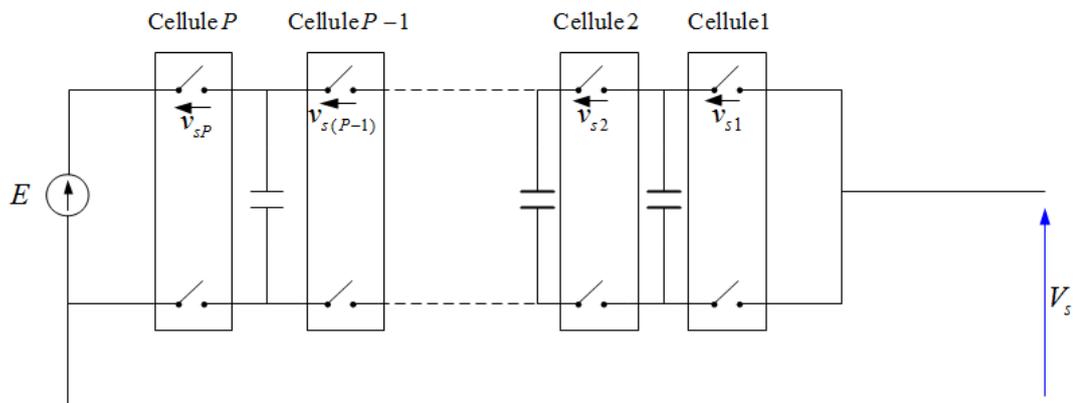


Fig. II.11 Schéma d'un bras du convertisseur multicellulaire série à $N=p+1$ niveaux.

Les interrupteurs de chaque cellule fonctionnent de façon complémentaire. La fonction de chaque cellule i est représentée par F_i . Le F_i sera également appelé état de la cellule i . La tension de sortie est notée v_s .

La commande par les S_i donne $2P$ configurations différentes. La tension en régime permanent est de $(P+1)$ niveaux.

L'avantage major du convertisseur multicellulaire série est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs par l'imposition sur chaque cellule de commutation une contrainte en tension égale à E/P à partir des sources de tension flottantes, et aussi l'amélioration de la forme de tension de sortie du convertisseur.

III.2.3.1 Mode de fonctionnement du convertisseur multicellulaire série

La structure du convertisseur multicellulaire série permet d'adaptée pour toutes les configurations, soit la configuration hacheur ou onduleur demi pont avec point milieu capacitif ou configuration pont complet.

III.2.3.1.1 Fonctionnement en hacheur

La figure II.12 présente un convertisseur multicellulaire série à P cellules à capacités flottantes fonctionnant en hacheur dévolteur alimentée une charge R-L.

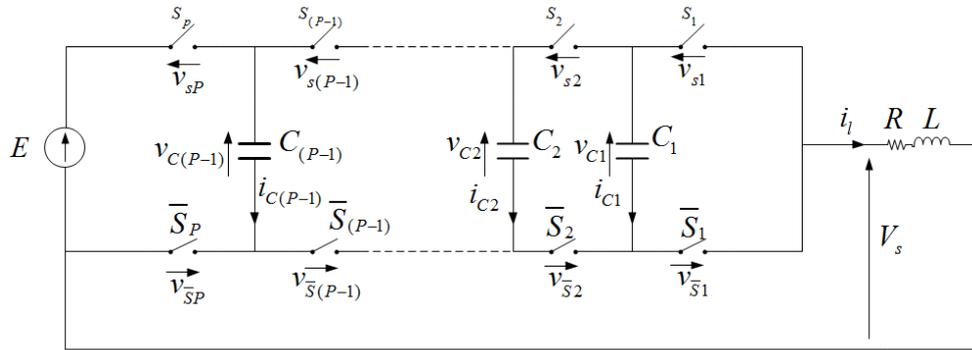


Fig. II.12. Hacheur dévolteur à p cellules alimentée une charge R-L

Les interrupteurs de chaque cellule i fonctionnent de façon complémentaire. La fonction de commutation de chaque cellule i est représentée par F_i . Le F_i sera également appelé état de la cellule i . La tension de sortie est notée v_s .

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{lorsque } S_i = 1 \text{ et } \bar{S}_i = 0 \\ 0 & \text{lorsque } S_i = 0 \text{ et } \bar{S}_i = 1 \end{cases}$$

A partir de la figure II.12, on peut calculer la tension aux bornes de la charge, le courant dans la charge en fonction des signaux de commandes ou l'état F_i de chaque cellule i et les tensions flottantes. L'évolution de la tension aux bornes du condensateur (flottante) v_{ci} est liée à l'évolution du courant dans le condensateur i_{ci} par la relation suivante :

$$i_{ci} = C_i \frac{dv_{ci}}{dt}$$

Le courant dans le condensateur i_{ci} est donné en fonction des signaux de commandes des cellules adjacentes et le courant dans la charge i_l par :

$$i_{ci} = (F_{i+1} - F_i) i_l$$

L'évolution de la tension aux bornes de chaque condensateur v_{ci} est donné par :

$$\frac{dv_{ci}}{dt} = \frac{(F_{i+1} - F_i)}{C_i} i_l$$

Par l'application de la loi des mailles sur la structure du hacheur dévolteur de la figure III.12, on remarque que la tension de sortie V_s est une la somme des tensions aux bornes des interrupteurs \bar{S}_i .

Les tensions aux bornes des interrupteurs \bar{S}_i sont définies en fonction de signal de commande de chaque cellule i et les tensions aux bornes des condensateurs adjacents v_{ci} et $v_{C(i-1)}$ par :

$$v_{\bar{S}_i} = (v_{ci} - v_{C(i-1)}) F_i$$

La tension de sortie V_s est la somme des tensions aux bornes des interrupteurs \bar{S}_i

$$V_s = \sum_{i=1}^P v_{\bar{S}_i} = \sum_{i=1}^P (v_{ci} - v_{C(i-1)}) F_i$$

avec $v_{c0}=0$ et $v_{cP}=E$.

La loi des mailles au niveau de la charge donne par ailleurs:

$$v_L + R i_l = V_s$$

L'équation différentielle définissant le courant dans la charge est donnée par:

$$V_s = L \frac{di_l}{dt} + R i_l$$

$$L \frac{di_l}{dt} + R i_l = V_s$$

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{R}{L} i_l$$

Et en fonction de signal de commande de chaque cellule i et les tensions aux bornes des condensateurs adjacents v_{ci} et $v_{C(i-1)}$ est donnée par :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{(v_{c1} - v_{c0})}{L} F_1 + \frac{(v_{c2} - v_{c1})}{L} F_2 + \dots + \frac{(v_{C(P-1)} - v_{C(P-2)})}{L} F_{P-1} + \frac{(v_{cP} - v_{C(P-1)})}{L} F_P - \frac{R}{L} i_l$$

Et en fonction des signaux de commandes des cellules adjacents et la tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{(F_1 - F_2)}{L} v_{C1} + \frac{(F_2 - F_3)}{L} v_{C2} + \dots + \frac{(F_{(P-1)} - F_P)}{L} v_{C(P-1)} + \frac{F_P}{L} E - \frac{R}{L} i_l$$

II.2.3.1.1.1 Cas d'un hacheur dévolteur à deux cellules

La structure de base du convertisseur multicellulaire série fonctionnant en hacheur dévolteur à deux cellules commence par l'association de deux cellules élémentaires de commutation, comme présenté sur la figure III.13.

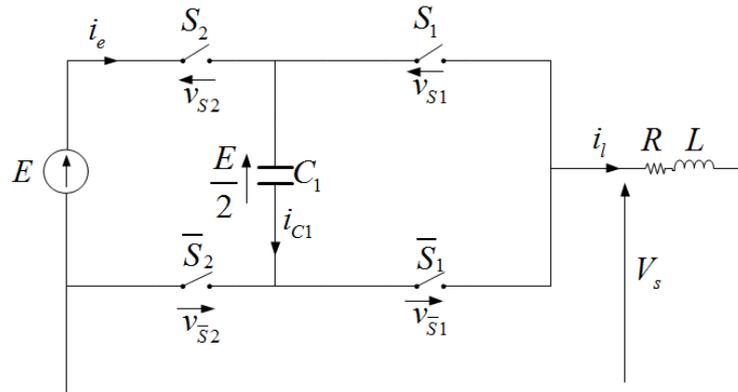


Fig. II.13. Hacheur dévolteur à deux cellules de commutation.

La tension de sortie V_s est donnée par:

$$V_s = F_1 E_{C1} + F_1 (E - E_{C1})$$

Afin d'étudier le fonctionnement du hacheur dévolteur à deux cellules nous considérons que le condensateur est chargé et reste chargé à sa valeur d'équilibre $E/2$. La structure de ce hacheur dévolteur à deux cellules permet de donner une tension multiveaux à la sortie du convertisseur dont les valeurs sont égales à 0, E et $E/2$.

Selon les fonctions de commutation des deux cellules F_1 et F_2 , la structure du hacheur dévolteur à deux cellules comporte 2^2 états (configurations) possibles qui sont résumés sur le tableau II.2 et la figure II.14.

F_1	F_2	v_{s1}	v_{s2}	i_c	i_e	V_s
0	0	$E/2$	$E/2$	0	0	0
1	0	0	$E/2$	$-i_l$	0	$E/2$
0	1	$E/2$	0	i_l	i_l	$E/2$
1	1	0	0	0	i_l	E

Tableau. II.2 Caractéristiques principales de l'association de deux cellules.

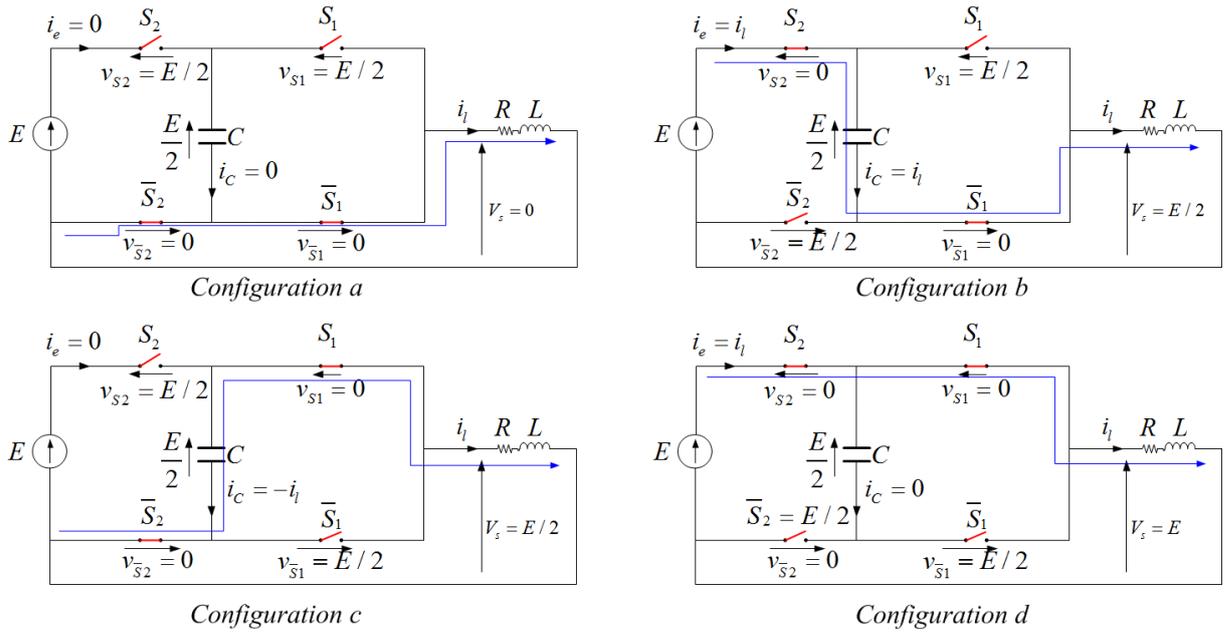


Fig. II.14. Les 4 configurations possibles d'un hacheur dévolteur à deux cellules

On peut généraliser la méthode précédente pour exprimer les grandeurs principales d'un hacheur dévolteur à P cellules de commutation.

Les grandeurs caractéristiques de l'hacheur dévolteur à P cellules de commutation sont définies dans le tableau II.4 :

Nombre de cellules associées	P
Nombre de condensateurs associés	P-1
Nombre d'états possibles	2^P
Nombre de niveaux de tension en sortie	P+1
Valeur de la tension principale d'alimentation	E
Valeur de la source de tension de la cellule i	$V_{ci} = (i/P)E$

Tableau II.4 Définition des grandeurs caractéristiques de l'hacheur dévolteur à P cellules de commutation

Nous avons, également, les expressions suivantes :

Tension de sortie :

$$V_s = \sum_{i=1}^P S_i (E_i - E_{i-1})$$

Avec : $E_0 = 0$

Tensions des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{si} = \sum_{i=1}^P \bar{S}_i (E_i - E_{i-1}) \\ V_{\bar{s}i} = \sum_{i=1}^P S_i (E_i - E_{i-1}) \end{cases}$$

Les courants débités par les sources de tension sont :

$$i_{Ei} = i_s(S_i - S_{i-1})$$

En utilisant la relation entre les différentes sources de tension exprimée par :

$$V_{ci} = \frac{i}{P} E$$

Les expressions des tensions citées ci-dessus peuvent être simplifiées :

Tension de sortie :

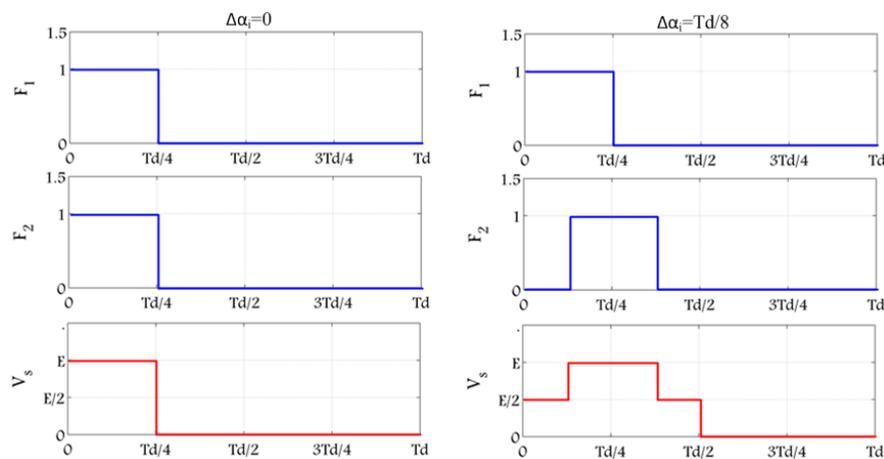
$$V_s = \frac{E}{P} \sum_{i=1}^P F_i$$

Tensions des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{si} = \frac{E}{P} (1 - F_i) \\ v_{\bar{s}i} = \frac{E}{P} F_i \end{cases}$$

Nous avons présenté dans les deux figures III.15 et 16, les fonctions de commutation des deux cellules (les séquences de commande des deux cellules) F_1 et F_2 et la tension de sortie V_s obtenues pour les différents rapports cycliques α_i et différents déphasages $\Delta\alpha_i$ entre les commandes des cellules sur une période de découpage T_d .

1^{ere} cas $\alpha < 0.5T_d$



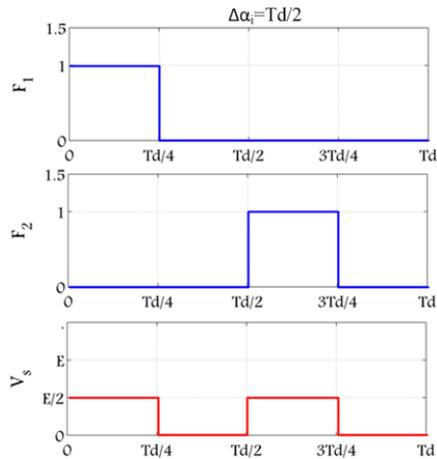


Fig. II.15. Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha=0.25T_d$
1^{ère} cas $\alpha > 0.5T_d$

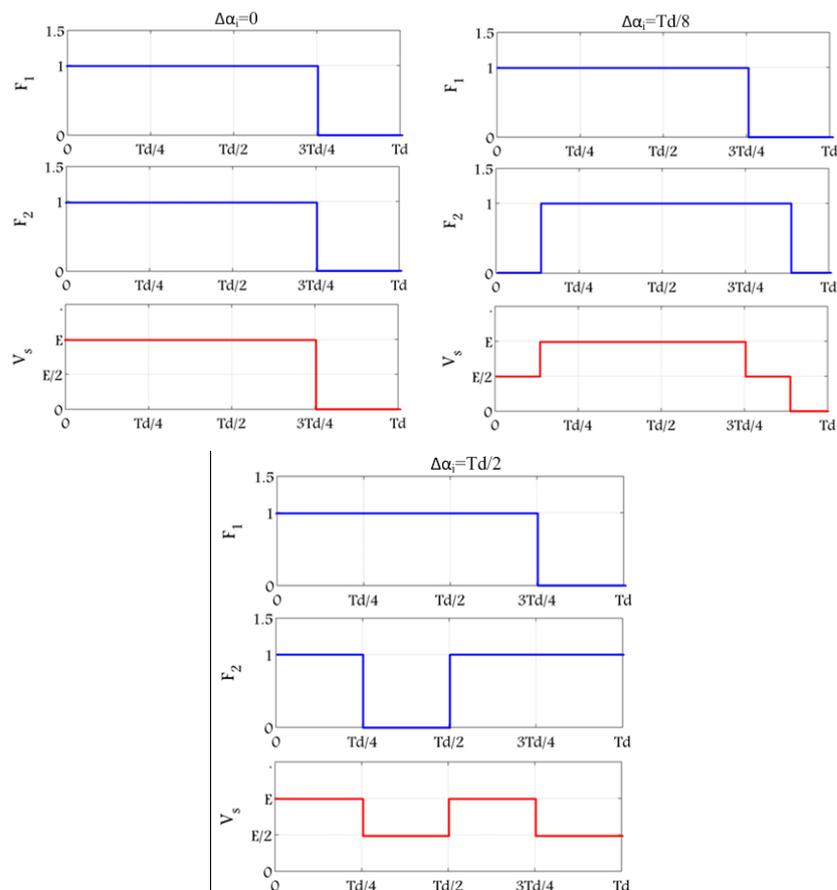


Fig. II.16. Séquences de commande et la tension de sortie pour $\alpha=0.75T_d$

A partir des six essais représenté dans les deux figures III.15 et 16, on à les remarques suivants:

- Que quelque soit le rapport cyclique avec un déphasage entre les signaux de commande nul, la tension de sortie prends les deux valeurs 0 et E . Ce type de fonctionnement est similaire d'un hacheur avec un seul interrupteur en termes de formes d'onde.

- Que quelque soit le rapport cyclique avec un déphasage entre les signaux de commande est inférieure à $T_d/4$, la tension de sortie prends les trois valeurs 0, $E/2$ et E .
- Lorsque le rapport cyclique est inférieure au égale $T_d/2$ et le déphasage entre les signaux de commande est égale à $T_d/2$, la tension de sortie prendra les deux valeurs 0 et $E/2$.
- Lorsque le rapport cyclique est supérieur $T_d/2$ et le déphasage entre les signaux de commande est inférieure au égale à $T_d/2$, la tension de sortie prendra les deux valeurs E et $E/2$.

Propriétés

Propriété 1: Pour un l'hacheur dévolteur à P cellules de commutation, lorsque les rapports cycliques sont égaux et des déphasages réguliers de T_d/p entre les signaux de commande des cellules alors la variation de la tension de sortie est la tension E divisée par p avec une fréquence de commutation apparente de la tension de sortie est multipliée par p .

Propriété 2: Pour un l'hacheur dévolteur à P cellules de commutation, lorsque les déphasages réguliers de T_d/p entre les signaux de commande des cellules et le rapport cyclique est compris entre $(i-1)/p$ et i/p alors la tension de sortie prendra les valeurs $(i-1)E/p$ et iE/p .

II.2.3.1.1.2 Commande par MLI Sinus-Triangle de l'hacheur dévolteur à P cellules de commutation

Dans le cas de la MLI Sinus-Triangle de l'hacheur dévolteur à P cellules de commutation, les signaux de commande de chaque cellule i , sont obtenus en faisant l'intersection entre les porteuses triangulaires et le signal modulant, dit signal de référence, comme indiqué sur la figure II.17.

La commande MLI Sinus-Triangle utilise P porteuses triangulaires pour commander les P cellules de commutation de l'hacheur dévolteur. De plus, ces porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles de $2\pi/P$: la porteuse n°2 est en retard de $2\pi/P$ par rapport à la porteuse n°1. La porteuse n°3 est en retard de $(3-1).2\pi/P$ par rapport à la porteuse n°1, ... jusqu'à la porteuse n° P qui aura un déphasage de $(P-1).2\pi/P$ par rapport à la porteuse n°1.

La comparaison entre les signaux triangulaires $v_{pi}(t)$ et signal de référence $v_{réf}(t)$, permet d'obtenir les ordres de commande F_i :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } v_{réf}(t) > v_{pi}(t) \\ 0 & \text{si } v_{réf}(t) < v_{pi}(t) \end{cases}$$

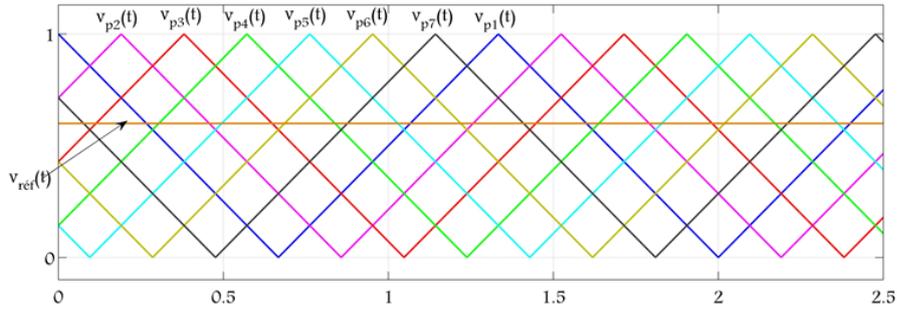


Fig. II.17. Porteuses triangulaires et le signal modulant

Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés T_{ri} ou $v_{pi}(t)$ évoluant sur l'intervalle $[0,1]$ les deux cas de sont:

$$\begin{aligned}
 v_{p1(t)} &= T_{r1} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \arcsin(\cos(2\pi f_d t)) \\
 v_{p2(t)} &= T_{r2} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \arcsin(\cos(2\pi f_d t - \frac{2\pi}{P})) \\
 &\vdots \\
 v_{pP(t)} &= T_{rP} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \arcsin(\cos(2\pi f_d t - (P-1) \frac{2\pi}{P}))
 \end{aligned}$$

II.2.3.1.2 Fonctionnement en onduleur

Comme on l'a dit précédemment, le convertisseur multicellulaire série permet d'être adaptée pour toutes les configurations d'onduleurs, soit la configuration demi pont avec point milieu capacitif ou configuration pont complet monophasé ou triphasé.

II.2.3.1.2.1 Cas d'un onduleur monophasé demi pont avec point milieu capacitif

La figure II.18 présente un convertisseur multicellulaire série à P cellules à capacités flottantes fonctionnant en onduleur monophasé demi pont avec point milieu capacitif alimentée une charge R-L.

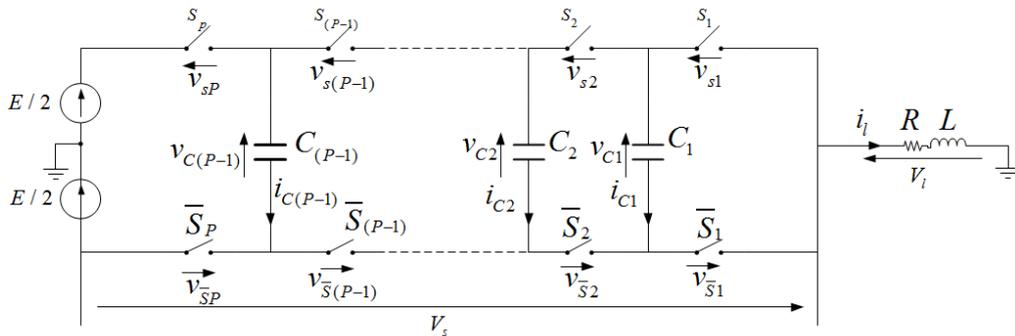


Fig. II.18. Onduleur monophasé demi pont avec point milieu capacitif

A partir de la figure II.18, on peut calculer la tension aux bornes de la charge V_i , le courant dans la charge en fonction des signaux de commandes ou l'état F_i de chaque cellule i et les tensions flottantes.

Comme le cas d'un hacheur, la tension V_s est la somme des tensions aux bornes des interrupteurs \bar{S}_i

$$V_s = \sum_{i=1}^P v_{\bar{S}_i} = \sum_{i=1}^P (v_{C_i} - v_{C_{(i-1)}}) F_i$$

avec $v_{C_0}=0$ et $v_{C_P}=E$.

La loi des mailles au niveau de la charge donne par ailleurs:

$$v_L + R i_l = V_l$$

Avec

$$V_l = V_s - \frac{E}{2}$$

L'équation différentielle définissant le courant dans la charge est donnée par:

$$V_s - \frac{E}{2} = L \frac{di_l}{dt} + R i_l$$

$$L \frac{di_l}{dt} + R i_l = V_s - \frac{E}{2}$$

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante:

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{E}{2L} - \frac{R}{L} i_l$$

Et en fonction de signal de commande de chaque cellule i et les tensions aux bornes des condensateurs adjacents v_{C_i} et $v_{C_{(i-1)}}$ est donnée par :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{(v_{C_1} - v_{C_0})}{L} F_1 + \frac{(v_{C_2} - v_{C_1})}{L} F_2 + \dots + \frac{(v_{C_{(P-1)}} - v_{C_{(P-2)}})}{L} F_{P-1} + \frac{(v_{C_P} - v_{C_{(P-1)}})}{L} F_P - \frac{E}{2L} - \frac{R}{L} i_l$$

Et en fonction des signaux de commandes des cellules adjacents et la tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{(F_1 - F_2)}{L} v_{C_1} + \frac{(F_2 - F_3)}{L} v_{C_2} + \dots + \frac{(F_{(P-1)} - F_P)}{L} v_{C_{(P-1)}} + \frac{E}{L} (F_P - \frac{1}{2}) - \frac{R}{L} i_l$$

II.2.3.1.2.1 Cas d'un onduleur monophasé pont complet

La figure II.19 présente un convertisseur multicellulaire série à P cellules à capacités flottantes fonctionnant en onduleur monophasé pont complet alimentée une charge R-L. Cette structure constituée de deux bras multicellulaires (bras1 et bras 2) et chaque bras constituée de P cellules.

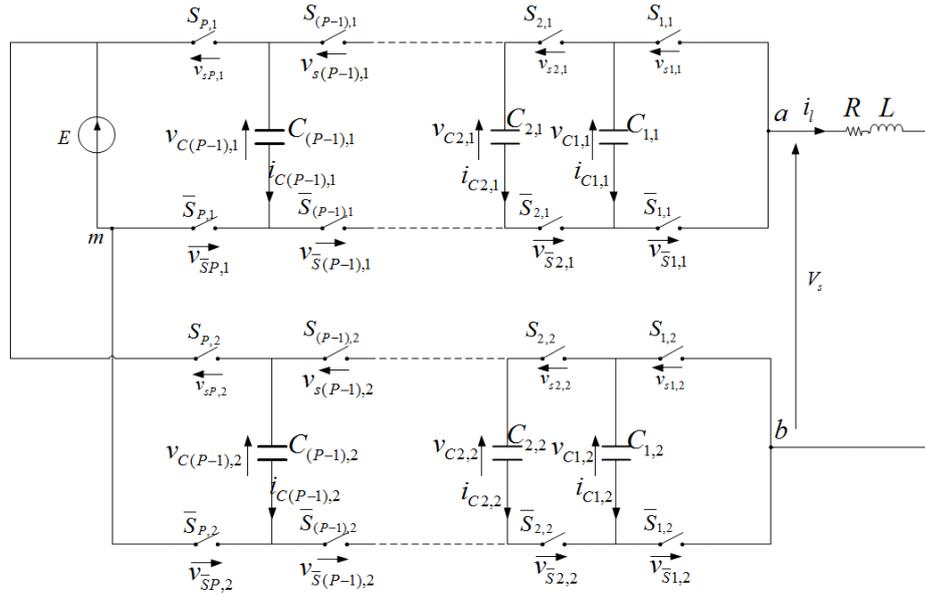


Fig. II.19. Onduleur monophasé pont complet

La tension V_s aux bornes de la charge est la différent entre les deux tensions V_{sam} et V_{sbm} aux bornes des interrupteurs $\bar{S}_{i,1}$ et $\bar{S}_{i,2}$.

$$\begin{aligned}
 V_s &= V_{sam} - V_{sbm} = \sum_{i=1}^P (v_{\bar{S}_{i,1}} - v_{\bar{S}_{i,2}}) \\
 &= \sum_{i=1}^P (v_{C_{i,1}} - v_{C_{(i-1),1}}) F_{i,1} - \sum_{i=1}^P (v_{C_{i,2}} - v_{C_{(i-1),2}}) F_{i,2}
 \end{aligned}$$

$$V_{sam} = (F_{1,1} - F_{2,1})v_{C_{1,1}} + (F_{2,1} - F_{3,1})v_{C_{2,1}} + \dots + (F_{(P-1),1} - F_{P,1})v_{C_{(P-1),1}} + EF_{P,1}$$

$$V_{sbm} = (F_{1,2} - F_{2,2})v_{C_{1,2}} + (F_{2,2} - F_{3,2})v_{C_{2,2}} + \dots + (F_{(P-1),2} - F_{P,2})v_{C_{(P-1),2}} + EF_{P,2}$$

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante:

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{R}{L} i_l = \frac{V_{sam} - V_{sbm}}{L} - \frac{R}{L} i_l$$

II.2.3.1.2.3 Cas d'un onduleur triphasé

La figure II.20 présente la structure d'un onduleur multicellulaire série triphasée à P cellules à capacités flottantes. Cette structure constituée de trois bras multicellulaires et chaque bras constituée de P cellules.

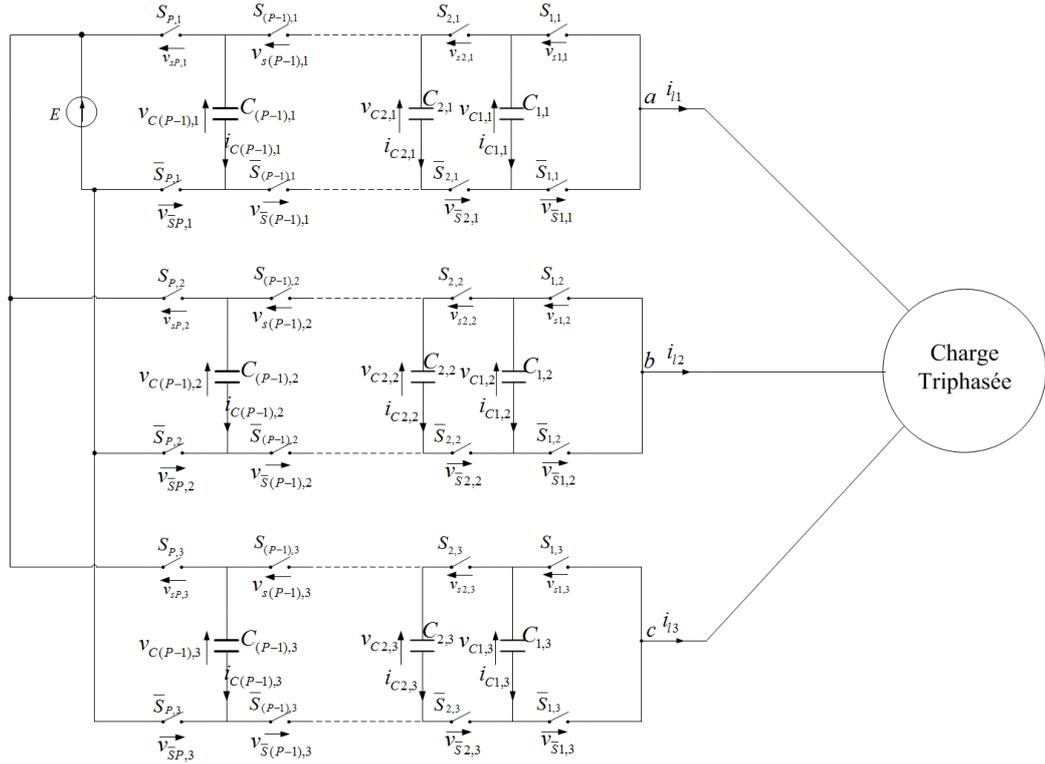


Fig. II.20. Onduleur multicellulaire série triphasée

L'évolution de la tension aux bornes de chaque condensateur $v_{ci,j}$ est donné par :

$$\frac{dv_{ci,j}}{dt} = \frac{(F_{(i+1),j} - F_{ij})}{C_{i,j}} i_j$$

Avec $j=1, 2$ et 3 : l'indice de phase ou de bras.

Les tensions V_s aux bornes de la charge sont données en fonctions des tensions V_{sam} , V_{sbm} et V_{scm} par.

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(2V_{sam} - V_{sbm} - V_{scm}) \\ v_b = \frac{1}{3}(2V_{sbm} - V_{sam} - V_{scm}) \\ v_c = \frac{1}{3}(2V_{scm} - V_{sam} - V_{sbm}) \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sam} \\ V_{sbm} \\ V_{scm} \end{bmatrix}$$

$$V_{sam} = (F_{1,1} - F_{2,1})v_{C1,1} + (F_{2,1} - F_{3,1})v_{C2,1} + \dots + (F_{(P-1),1} - F_{P,1})v_{C(P-1),1} + EF_{P,1}$$

$$V_{sbm} = (F_{1,2} - F_{2,2})v_{C1,2} + (F_{2,2} - F_{3,2})v_{C2,2} + \dots + (F_{(P-1),2} - F_{P,2})v_{C(P-1),2} + EF_{P,2}$$

$$V_{scm} = (F_{1,3} - F_{2,3})v_{C1,3} + (F_{2,3} - F_{3,3})v_{C2,3} + \dots + (F_{(P-1),3} - F_{P,3})v_{C(P-1),3} + EF_{P,3}$$

II.2.3.1.2.3.1 Commande par MLI Sinus-Triangle d'un onduleur

Dans le cas de la MLI Sinus-Triangle d'un onduleur multicellulaires série, les signaux de commande de chaque cellule i , sont obtenus en faisant l'intersection entre les porteuses triangulaires et les signaux modulant, dit signaux de références, comme indiqué sur la figure II.21.

La commande MLI Sinus-Triangle utilise P porteuses triangulaires pour commander les P cellules de commutation d'un onduleur multicellulaires série. De plus, ces porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles de $2\pi/P$: la porteuse n°2 est en retard de $2\pi/P$ par rapport à la porteuse n°1. La porteuse n°3 est en retard de $(3-1).2\pi/P$ par rapport à la porteuse n°1, ... jusqu'à la porteuse n° P qui aura un déphasage de $(P-1).2\pi/P$ par rapport à la porteuse n°1. Ce déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres est utile pour deux raisons:

- ✓ D'une part, il permet à la tension multiniveaux de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteraient en même temps et seraient dans le même état de conduction. La tension de sortie n'atteindrait alors que ses valeurs extrêmes.
- ✓ D'autre part, le déphasage régulier permet aussi de multiplier la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie : Dans le cas d'un convertisseur à P cellules, si l'on note f_d la fréquence de découpage de chaque interrupteur, et T_d la période correspondante, alors le déphasage régulier des P porteuses triangulaires permet d'obtenir une tension multiniveaux de sortie dont chaque motif élémentaire a une durée T_d/P . Autrement dit, la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie vaut Pf_d .

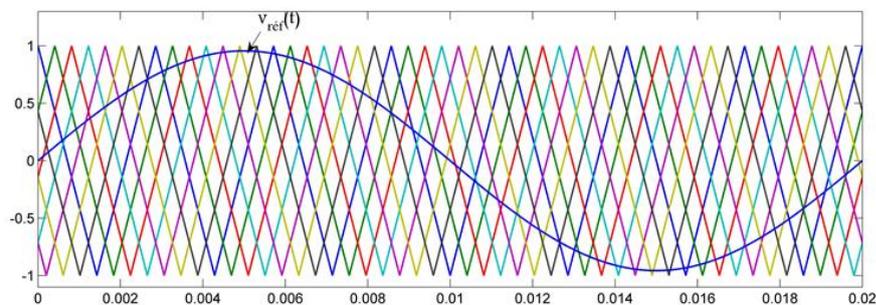


Fig. II.21. Porteuses triangulaires et le signal modulant

Les équations permettant de générer les signaux triangulaires pour la commande de chaque cellule i de chaque bras j notés T_{rij} ou $v_{pij}(t)$ évoluant sur l'intervalle $[0,1]$:

$$v_{p1,j} = T_{r1,j} = \frac{2}{\pi} \arcsin(\cos(2\pi f_d t))$$

$$v_{p2,j} = T_{r2} = \frac{2}{\pi} \arcsin(\cos(2\pi f_d t - \frac{2\pi}{P}))$$

$$\vdots$$

$$v_{pp,j} = T_{rP} = \frac{2}{\pi} \arcsin(\cos(2\pi f_d t - (P-1)\frac{2\pi}{P}))$$

II.2.3.2 Simulation de la commande par MLI Sinus-Triangle d'un convertisseur multicellulaire série à 7 cellules dans les deux cas de fonctionnements.

Pour voir le comportement du convertisseur multicellulaire série lors de la commande en boucle ouverte, nous avons réalisé la simulation d'un convertisseur multicellulaire série 7 cellules dans les deux cas de fonctionnements (hacheur et onduleur), alimentant une charge (R-L), commandé par MLI Sinus-Triangle. Cette simulation est menée pour mettre en évidence le rééquilibrage naturel des tensions flottantes.

Paramètres de simulation

Le convertisseur multicellulaire série

Nombre de cellules (P) : 7

Tension continue (E) : 1000 V

Condensateur flottant (C) : 40 μ F

La charge

- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- L'inductance de la charge $L = 0.5\text{mH}$

Paramètres de MLI par exemple :

- Fréquence de découpage $f_d = 15\text{ kHz}$
- Taux de modulation $m = 0.8$.
- Le rapport cyclique (identique sur les 7 cellules) $\alpha = 0.5$

III.2.3.2.1 Fonctionnement en hacheur

Les figures II.22, 23 et 24 montrent les résultats de simulation dans le cas d'un hacheur dévolteur à 7 cellules.

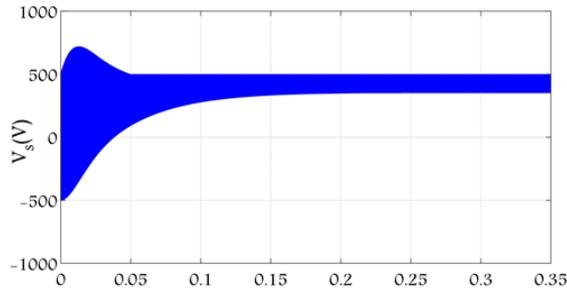


Fig. III.22. La tension V_s aux bornes de la charge

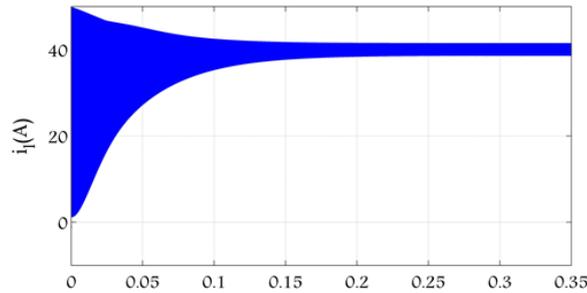


Fig. II.23. Le courant i_l dans la charge

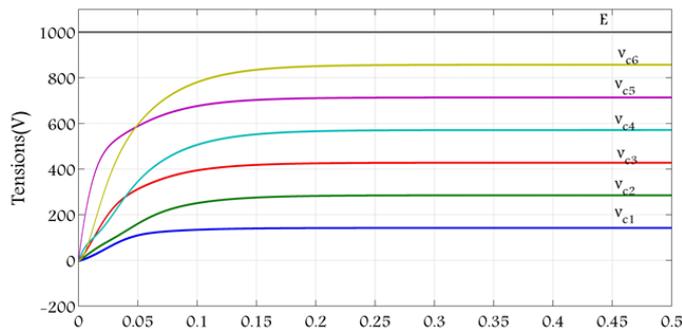


Fig. II.24. Evolution de la tension aux bornes de chaque condensateur flottante

II.2.3.2.2 Fonctionnement en onduleur

Les figures II.25, II.26 et II.27 présentent les résultats obtenus après simulation de l'onduleur monophasé demi-pont multicellulaire série à 7 cellules.

La figure II.26 donne la forme d'onde typique de la tension découpée (V_s) obtenue en sortie de l'onduleur monophasé demi-pont multicellulaire série à 7 cellules et son spectre harmonique. Chaque front montant ou descendant de V_s est d'une amplitude égale à $E/7$, et la durée de chaque motif élémentaire vaut $T_d/7$. Il faut noter que le spectre harmonique de V_s possède une onde fondamentale à la fréquence f_o . Les ondes harmoniques qui viennent ensuite sont regroupées en familles centrées sur des multiples de f_d . Ainsi, un déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres permet éventuellement d'éliminer des familles entières d'ondes harmoniques de la tension de sortie du convertisseur. Seules subsistent les familles d'ordre P et multiples de P . Donc, la première famille se situe à $P.f_d$.

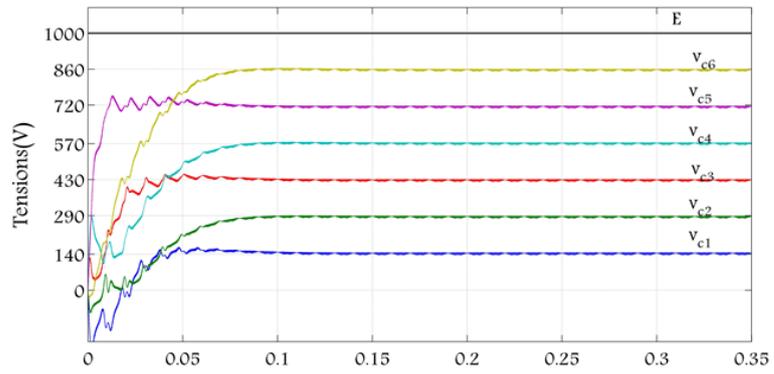


Fig. II.25. Evolution de la tension aux bornes de chaque condensateur flottante

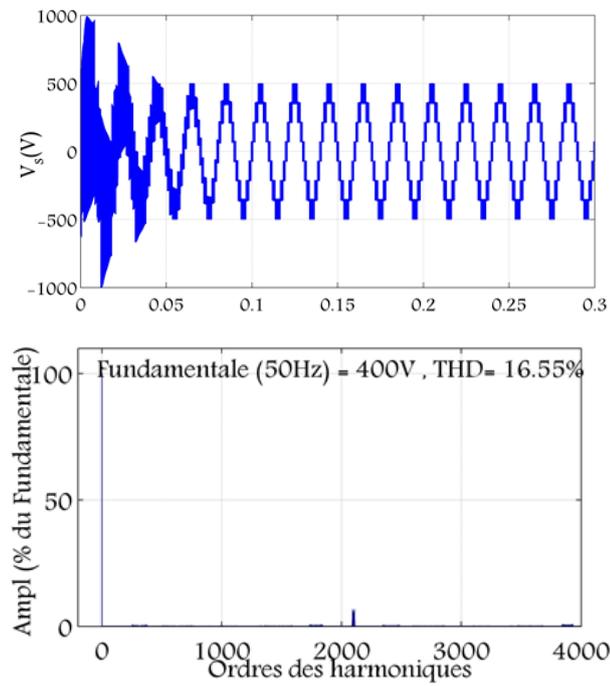


Fig. III.26 Tension de sortie et son THD

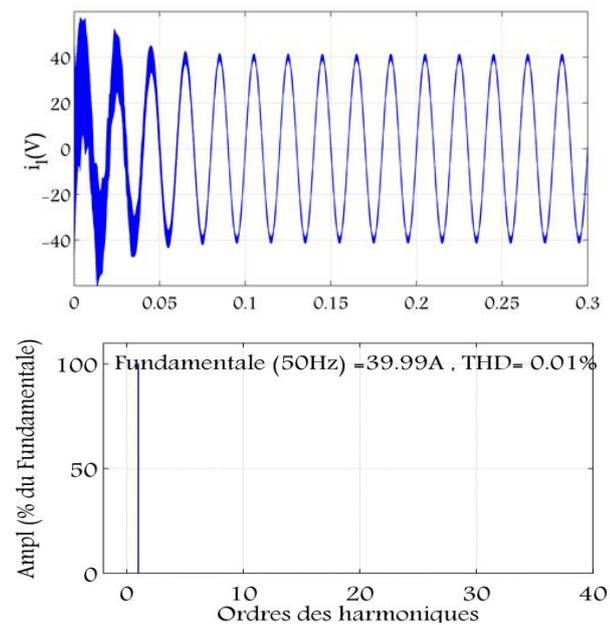


Fig. II.27 Courant de charge et son THD

II.3 Convertisseurs matriciels sans stockages

Les convertisseurs statiques matriciels dits aussi cyclo-convertisseurs à commutation forcée ou convertisseurs statiques CA/CA sans stockages ont été introduits par G. Pelly en 1976. L'objectif était de transformer l'énergie électrique CA/CA directement avec réversibilité totale sans passage par l'étage de conversion continue ou intermédiaire. Ces convertisseurs permettent d'obtenir une de tension monophasée ou triphasée variable en fréquence et en amplitude à partir d'un réseau électrique d'alimentation de tension fixe en fréquence et en amplitude.

La figure II.28 représente le convertisseur statique matriciel triphasé, constitués de 9 interrupteurs (trois bras et chaque bras ayant trois interrupteurs) à quatre segments à commutation forcée permettent la circulation du courant dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions inverses de deux polarités.

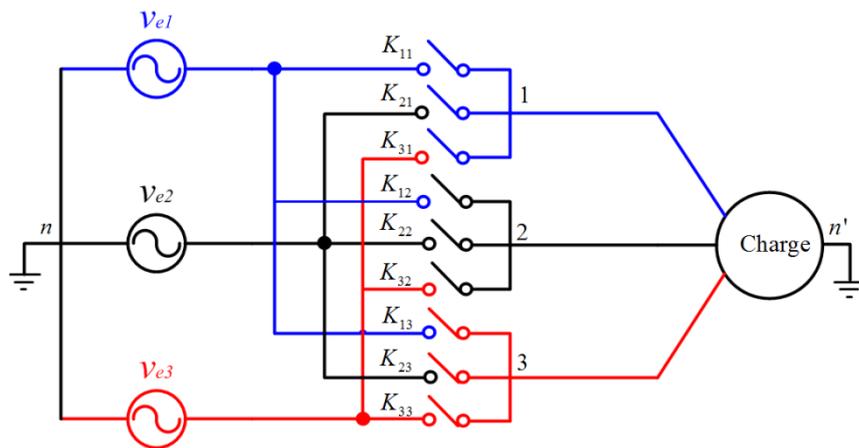


Fig. II.28 Convertisseur Matriciel triphasé-triphasé alimentant une charge

Les interrupteurs sont positionnés de telle sorte que chaque phase de sortie du convertisseur est connectée avec toutes les phases du réseau électrique d'alimentation, tout en évitant le court-circuit des sources de tensions (lignes d'entrées) et l'ouverture du circuit des sources de courants (lignes de sorties) comme indique la figure II.29, c'est-à-dire dans chaque période de découpage nous avons un seul interrupteur fermé parmi les trois interrupteurs.

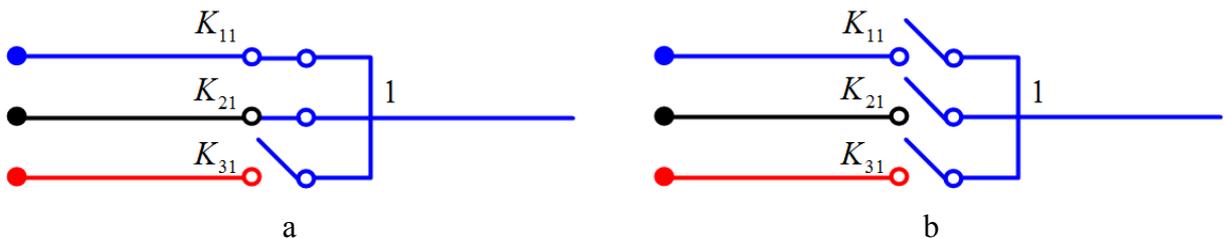


Fig. II.29 (a) Eviter le court-circuit des sources de tensions.
(b) Eviter l'ouverture des sources de courants.

II.3.1 Les interrupteurs à quatre segments

Les interrupteurs à quatre segments sont des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage en même temps, c'est-à-dire une capacité de bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quel que soit son signe. La caractéristique statique d'un interrupteur à quatre segments est représentée sur la figure III.30.

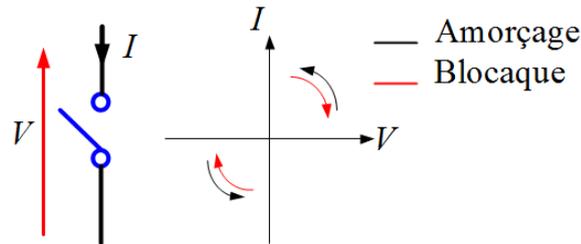


Fig. II.30. La caractéristique statique d'un interrupteur à quatre segments

II.3.2 Modulation du convertisseur matriciel

Le convertisseur statique matriciel constitué de trois bras et chaque bras ayant trois interrupteurs), chaque interrupteur K_i dans chaque bras j ($i \in \{1, 2 \text{ et } 3\}, j \in \{1, 2 \text{ et } 3\}$) possède deux états de commutation dans chaque période de découpage.

L'état de commutation de chaque interrupteur est défini par:

$$f_{ij} = \begin{cases} 1 \text{ si } K_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

II.3.1.1 Loi de la commande et vecteurs des états de commutation

Le convertisseur matriciel triphasé est constitué de 9 interrupteurs et chaque interrupteur possède deux états de commutation, il peut avoir donc $2^9 = 512$ états de commutation différents. Cependant, ces 512 états ne sont pas totalement réalisables car il y a plusieurs états qui provoquent soit le court-circuit des sources de tensions soit l'ouverture du circuit des sources de courants. Afin d'éviter ces contraintes on doit assurer qu'un seul interrupteur soit fermé parmi les trois interrupteurs dans chaque période de découpage, donc dans chaque bras il y a trois états de commutation admissibles. Lorsque le convertisseur statique matriciel triphasé comporte trois bras, il y a donc $3^3 = 27$ états de commutation admissibles.

On définit, en fonction des états de commutation, la loi de commande du convertisseur matriciel, de telle sorte qu'aucun court-circuit des sources de tensions et aucune ouverture du des sources de courants ne soit possible, ceci se traduit par les équations suivantes.

$$\begin{cases} f_{11} + f_{21} + f_{31} = I \\ f_{12} + f_{22} + f_{32} = I \\ f_{13} + f_{23} + f_{33} = I \end{cases}$$

On définit, aussi pour le convertisseur statique matriciel, la matrice de connexion F_{ij} , décrite par l'équation suivante.

$$F_{ij} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{21} & f_{31} \\ f_{12} & f_{22} & f_{32} \\ f_{13} & f_{23} & f_{33} \end{bmatrix}$$

II.3.1.2 Comportement instantané du convertisseur statique matriciel

Le vecteur de tension de sortie (v_{s1n} , v_{s2n} , v_{s3n}) est exprimé se forme matricielle en fonction du vecteur de tension d'entrée (v_{e1n} , v_{e2n} , v_{e3n}) et la matrice de connexion F_{ij} par l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_{s1n} \\ v_{s2n} \\ v_{s3n} \end{bmatrix} = [F_{ij}] \begin{bmatrix} v_{e1n} \\ v_{e2n} \\ v_{e3n} \end{bmatrix}$$

Le vecteur de courant d'entrée (i_{e1} , i_{e2} , i_{e3}) est exprimé se forme matricielle en fonction du vecteur de courant de sortie (i_{s1} , i_{s2} , i_{s3}) et la matrice de connexion F_{ij} par l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix} = [F_{ij}]^T \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$$

II.3.2 Commande d'un convertisseur statique matriciel

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, de sorte que la tension créée par le convertisseur matriciel soit la plus proche de la tension de référence.

II.3.2.1 Modulation scalaire (Venturini)

Cette méthode est basée sur le calcul de la matrice de modulation $M(t)$, c'est à dire des rapports cycliques des neuf interrupteurs du convertisseur comme il est indiqué sur la figure II.31.

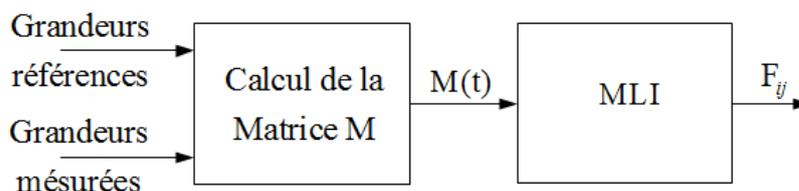


Fig. II.31. Circuit de la commande par la méthode de Venturini d'un convertisseur matriciel

Cette dernière est ensuite comparée avec une onde triangulaire symétrique, à fréquence élevée.

Si t_{ij} est le temps de la conduction de l'interrupteur i du bras j , les valeurs moyennes des tensions de sortie (V_{s1n} , V_{s2n} , V_{s3n}) pendant une période de découpage T_d suffisamment courte sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \frac{I}{T_d} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{21} & t_{31} \\ t_{12} & t_{22} & t_{32} \\ t_{13} & t_{23} & t_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{e1n} \\ v_{e2n} \\ v_{e3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s1n}^* \\ v_{s2n}^* \\ v_{s3n}^* \end{bmatrix}$$

La figure III.32 donne un exemple des rapports cycliques de conduction des interrupteurs pendant une période de découpage T_d du convertisseur matriciel.

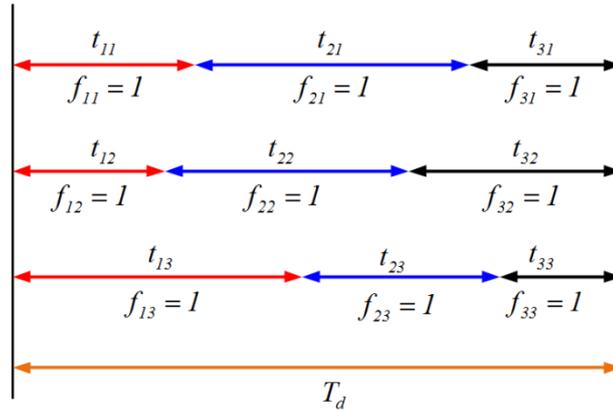


Fig. II.32. Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteur S_{ij} sur une période de découpage

A partir de cette relation, les rapports cycliques des conductions des interrupteurs qui représentent la modulation matricielle sont donnés par la relation suivante:

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_d}$$

Ces rapports cycliques sont donnés par la matrice de modulation M suivante:

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix}$$

Dans une période de découpage T_d , on a alors les systèmes d'équations suivants:

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s1n} \\ v_{s2n} \\ v_{s3n} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} v_{e1n} \\ v_{e2n} \\ v_{e3n} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} I_{e1} \\ I_{e2} \\ I_{e3} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$$

Les systèmes triphasés des tensions d'entrée et des courants de sortie respectivement sont donnés par les deux d'équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_{e1n} \\ v_{e2n} \\ v_{e3n} \end{bmatrix} = V_e \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_e t) \\ \cos(2\pi f_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_e t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} = I_s \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_s t + \varphi_s) \\ \cos(2\pi f_s t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Avec: V_e, I_s : amplitudes de la tension d'entrée et du courant de sortie respectivement du convertisseur matriciel;

f_e, f_s : fréquences d'entrée et de sortie respectivement du convertisseur matriciel;

φ_s : déphasage des courants de sortie par rapport aux tensions simples de sortie.

II.3.2.1.1 Le coefficient de réglage

Le coefficient de réglage en tension r dit aussi le rapport de transformation entre l'amplitude de la tension de sortie et l'amplitude de la tension d'entrée du convertisseur matriciel permet de contrôler les tensions de sortie et les courants d'entrée. Pour cela on cherche à exprimer la matrice de modulation M en fonction de r et de trouver la valeur maximale admissible de r . Il s'agit de trouver la tension maximale admissible à la sortie du convertisseur matriciel de telle sorte que le contenu harmonique des tensions de sortie et des courants d'entrée soit négligeable.

Lorsque le convertisseur matriciel est un convertisseur sans stockage, les puissances instantanées à l'entrée et à la sortie sont égales, et aussi lorsque les tensions et les courants sont équilibrés, les puissances moyennes à l'entrée et à la sortie sont égales, c'est-à-dire :

$$P = p_e = p_s = \frac{3}{2} V_e I_e = \frac{3}{2} V_s I_s \cos \varphi_s$$

Avec

Le rapport r du convertisseur matriciel est donné par l'égalité suivante:

$$r = \frac{V_s}{V_e} = \frac{I_e}{I_s \cos \varphi_s}$$

La valeur maximale admissible de r qui permet de générer à la sortie du convertisseur matriciel sans stockage une tension maximale admissible sans harmoniques est 0.86.

Les systèmes triphasés des tensions de sortie et des courants d'entrée respectivement du convertisseur matriciel sont donnés par les deux d'équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_{s1n'} \\ V_{s2n'} \\ V_{s3n'} \end{bmatrix} = rV_e \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_e t) \\ \cos(2\pi f_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_e t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_{e1} \\ I_{e2} \\ I_{e3} \end{bmatrix} = rI_s \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_s t + \varphi_s) \\ \cos(2\pi f_s t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_{e1} \\ I_{e2} \\ I_{e3} \end{bmatrix} = I_e \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_e t + \varphi_e) \\ \cos(2\pi f_e t + \varphi_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_e t + \varphi_e - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = rI_s \cos \varphi_s \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_e t + \varphi_e) \\ \cos(2\pi f_e t + \varphi_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_e t + \varphi_e - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

φ_e : déphasage entre la tension et le courant d'entrée du convertisseur matriciel.

II.3.2.1.2 La matrice de modulation M(t)

Les deux chercheurs Venturini et Alesina introduisent en 1980 une méthode de calcul des rapports cycliques des conductions des interrupteurs, qui permettent de générer à la sortie une tension maximale admissible sans harmoniques égale à la tension de référence en fréquence et en valeur moyenne pendant chaque période de découpage, qui est basé sur la comparaison entre le déphasage à l'entrée et à la sortie comme suit :

Si $\varphi_e = \varphi_s$

La matrice de modulation $M_1(t)$ est donnée par :

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2r \cos \alpha_1 & 1 + 2r \cos(\alpha_1 - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2r \cos(\alpha_1 - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2r \cos(\alpha_1 - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2r \cos \alpha_1 & 1 + 2r \cos(\alpha_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2r \cos(\alpha_1 - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2r \cos(\alpha_1 - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2r \cos \alpha_1 \end{bmatrix}$$

Avec: $\alpha_1 = 2\pi f_s - 2\pi f_e$

Si $\varphi_e = -\varphi_s$

La matrice de modulation $M_2(t)$ est donnée par:

$$M_2(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2r \cos \alpha_2 & 1 + 2r \cos(\alpha_2 - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2r \cos(\alpha_2 - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2r \cos(\alpha_2 - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2r \cos(\alpha_2 - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2r \cos \alpha_2 \\ 1 + 2r \cos(\alpha_2 - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2r \cos \alpha_2 & 1 + 2r \cos(\alpha_2 - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Avec: $\alpha_2 = 2\pi f_s + 2\pi f_e$

A partir de la commande par ces deux matrices de modulation $M_1(t)$ et $M_2(t)$, le convertisseur matriciel génère un courant à la sortie avec déphasage égale ou bien opposé avec le déphasage du courant à l'entrée ($\varphi_e = \varphi_s$ ou $\varphi_e = -\varphi_s$), c'est-à-dire un facteur de puissance dans le réseau d'entrée n'est égale pas l'unité, de ce fait une modification est appliquée sur cette méthode pour rendre le facteur de puissance dans le réseau d'entrée égale l'unité, c'est-à-dire pour rendre le déphasage du courant à l'entrée nul. Cette modification est donnée par :

$$M(t) = C_1 M_1(t) + C_2 M_2(t)$$

Avec $C_1 + C_2 = 1$

Pour que le déphasage du courant à l'entrée est nul on doit choisir $C_1 = C_2 = 0.5$. La modification dans ce cas permet de donner les rapports cycliques des conductions des interrupteurs par l'équation suivante:

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_d} = \frac{1}{3} \left[1 + 2r \cos(2\pi f_e t - (i-1)\frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(2\pi f_s^* t - (j-1)\frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_d} = \frac{1}{3} \left[1 + 2 \frac{V_{ei} V_{sj}}{V_e^2} \right]$$

Cette solution permet de donner une valeur maximale de r égale à 0.5 comme le présente la figure II.33.

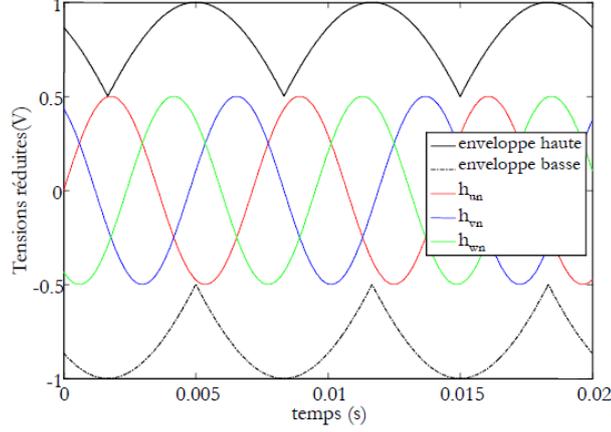


Fig. II.33 Tensions de phase de sortie pour r égale 0.5

Pour augmenter la valeur de r jusqu'à 0.867 on compense le réseau d'entrée par une harmonique d'ordre 3 c'est-à-dire une harmonique de fréquence égale à trois fois la fréquence du réseau d'entrée, et un harmonique d'ordre 3 aussi dans le réseau de sortie.

La compensation du réseau d'entrée est effectuée par l'ajout de l'harmonique d'ordre 3 dans les tensions de références comme indiqué dans l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_{s1n'}^* \\ v_{s2n'}^* \\ v_{s3n'}^* \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_s^* t) \\ \cos(2\pi f_s^* t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_s^* t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} - \frac{1}{6} \cos(3.2\pi f_s^* t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3.2\pi f_e^* t)$$

Dans ce cas, les rapports cycliques des conductions des interrupteurs sont donnés par l'équation suivante:

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_d} = \left(\frac{1}{3} \left[1 + \frac{2}{3\sqrt{3}} r \left[\cos(8\pi f_e t - (i-1)\frac{2\pi}{3}) - \cos(4\pi f_e t - (i-1)\frac{2\pi}{3}) \right] + 2r \cos(2\pi f_e t - (i-1)\frac{2\pi}{3}) \cdot \left[\cos(2\pi f_s^* t - (j-1)\frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3.2\pi f_s^* t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3.2\pi f_e^* t) \right] \right)$$

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_d} = \frac{1}{3} \left[1 + 2 \frac{V_{ei} V_{sj}}{V_e^2} + \frac{4r}{3\sqrt{3}} \sin(2\pi f_e t + \beta_i) \sin(6\pi f_e t) \right]$$

Avec $\beta_i = 0, \frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ pour $i=1, 2$ et 3 déphasage à l'entrée correspondant aux phases d'entrée i .

A partir de ces données on a les temps de conduction des interrupteurs dans chaque phase:

$$t_{ij} = T_d \left[\frac{1}{3} + \frac{2V_{ei} V_{sj}}{3V_e^2} + \frac{4r}{9\sqrt{3}} \sin(2\pi f_e t + \beta_i) \sin(6\pi f_e t) \right]$$

Avec dans chaque bras $\sum_{i=1, j=1}^{i=3, j=3} t_{ij} = T_d$.

II.3.2.1.3 Algorithme de commande de Venturini

Les durées ou les rapports cycliques de conductions des interrupteurs sont calculés par l'équation de t_{ij} .

Le vecteur de tension de sortie (v_{s1n} , v_{s2n} , v_{s3n}) est exprimé se forme matricielle en fonction du vecteur de tension d'entrée (v_{e1n} , v_{e2n} , v_{e3n}) et la matrice de connexion F_{ij} par l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_{s1n} \\ v_{s2n} \\ v_{s3n} \end{bmatrix} = [F_{ij}] \begin{bmatrix} v_{e1n} \\ v_{e2n} \\ v_{e3n} \end{bmatrix}$$

L'algorithme de commande permettant de sélectionner les états F_{ij} des interrupteurs est donné par:

Pour la 1^{ère} phase de sortie v_{s1n} ($i=1$)

$$\begin{cases} Si \ iT_d < t < t_{11} + iT_d \Rightarrow f_{11} = 1 \\ Si \ t_{11} + iT_d < t < t_{11} + t_{21} + iT_d \Rightarrow f_{21} = 1 \\ Si \ t_{11} + t_{21} + iT_d < t < t_{11} + t_{21} + t_{31} + iT_d \Rightarrow f_{31} = 1 \end{cases}$$

Avec $i=1$

Pour la 2^{ème} phase de sortie v_{s2n} ($i=2$)

$$\begin{cases} Si \ iT_d < t < t_{12} + iT_d \Rightarrow f_{12} = 1 \\ Si \ t_{12} + iT_d < t < t_{12} + t_{22} + iT_d \Rightarrow f_{22} = 1 \\ Si \ t_{12} + t_{22} + iT_d < t < t_{12} + t_{22} + t_{32} + iT_d \Rightarrow f_{32} = 1 \end{cases}$$

Pour la 3^{ème} phase de sortie v_{s3n} ($i=3$)

$$\begin{cases} Si \ iT_d < t < t_{13} + iT_d \Rightarrow f_{13} = 1 \\ Si \ t_{13} + iT_d < t < t_{13} + t_{23} + iT_d \Rightarrow f_{23} = 1 \\ Si \ t_{13} + t_{23} + iT_d < t < t_{13} + t_{23} + t_{33} + iT_d \Rightarrow f_{33} = 1 \end{cases}$$

De tel sorte que :

$$\begin{cases} f_{11} + f_{21} + f_{31} = 1 \\ f_{12} + f_{22} + f_{32} = 1 \\ f_{13} + f_{23} + f_{33} = 1 \end{cases}$$

Et la phase de la tension de sortie est mise à jour pour chaque période de découpage,

comme suit :

$$2\pi f_s t(k) = 2\pi f_s t(k-1) + 2\pi f_s T_d$$

$$\omega_s t(k) = \omega_s t(k-1) + \omega_s T_d$$

Simulation de la commande de Venturini du convertisseur matriciel

La simulation de cette commande du convertisseur matriciel débitant sur une charge de type RL a été effectuée avec les paramètres suivants.

- Pour les tensions d'entrée

$$V_e = 220\sqrt{2}V$$

$$f_e = 50Hz$$

- Pour les tensions de sortie

$$V_s = 110\sqrt{2}V$$

$$f_s = 25, 50 \text{ et } 75Hz$$

- Pour le convertisseur matriciel

$$\text{Période de découpage } T_d = 2 \cdot 10^{-4} s$$

1^{ere} cas $f_s = 25Hz$

La figure II.34 représente l'allure des tensions d'entrée des trois phases v_{e123} , de la tension sortie de la 1^{ere} phase v_{s1} et la tension de sortie entre phases v_{s12} ainsi que le courant d'entrée de la 1^{ere} phase i_{e1} et de sortie des trois phases i_{s123} du convertisseur matriciel.

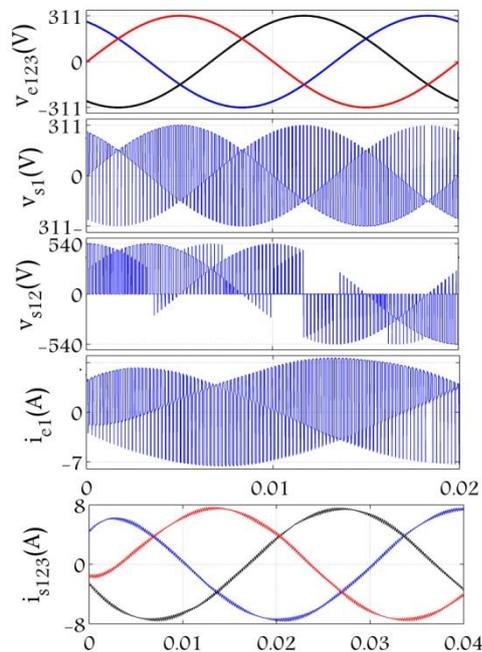


Fig. II.34. Résultats de simulation de la commande Venturini du convertisseur matriciel débitant sur une charge de type RL lorsque $f_s=25Hz$

La figure II.35 représente les rapports cycliques de conductions des interrupteurs sur une période de découpage lorsque $f_s=25Hz$.

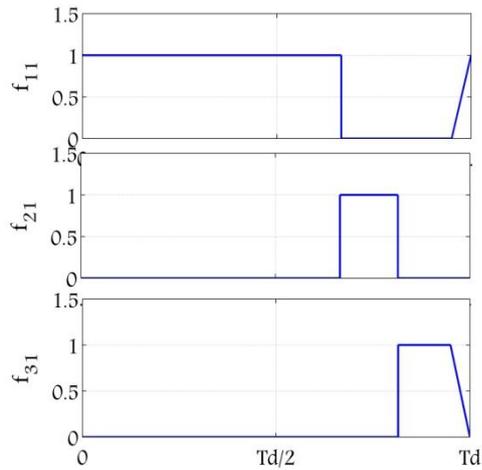


Fig. II.35 Les rapports cycliques de conductions des interrupteurs lorsque $f_s=25Hz$

2^{ème} cas $f_s = 50Hz$

La figure II.36 représente les mêmes allures du convertisseur matriciel que celles obtenues précédemment pour une fréquence $f_s = 50Hz$.

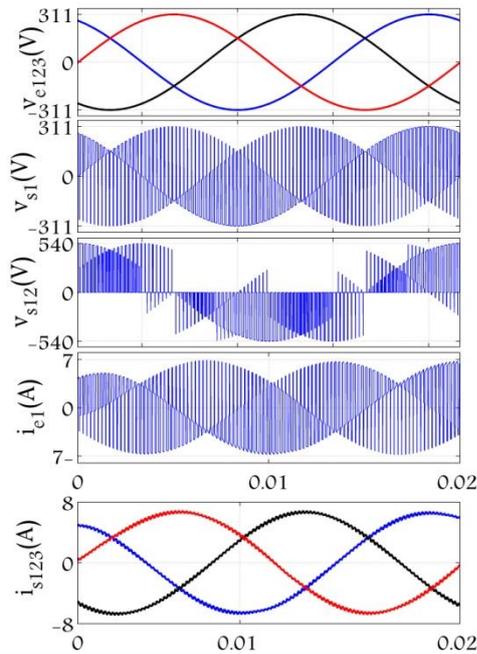


Fig. II.36 Résultats de simulation de la commande Venturini du convertisseur matriciel débitant sur une charge de type RL lorsque $f_s=50Hz$

La figure II.37 les rapports cycliques pour une fréquence $f_s=50Hz$.

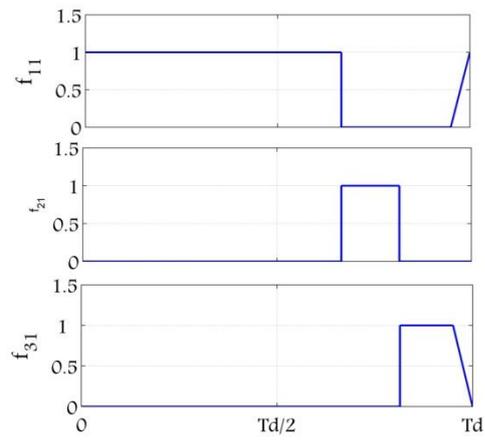


Fig. II.37 Les rapports cycliques de conduction des interrupteurs lorsque $f_s=50Hz$