

**CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ASYMÉTRIQUES ALIMENTÉS  
PAR TRANSFORMATEURS MULTI-SECONDAIRES  
BASSE-FRÉQUENCE:  
RÉACTIONS AU RÉSEAU D'ALIMENTATION**

THÈSE N° 3033 (2004)

PRÉSENTÉE À LA FACULTÉ SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR

Institut des sciences de l'énergie

SECTION D'ÉLECTRICITÉ

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

**Joseph SONG MANGUELLE**

Diplôme de professeur d'enseignement technique de deuxième grade, ENSET, Université de Douala, Cameroun  
et de nationalité camerounaise

acceptée sur proposition du jury:

Prof. A.-Ch. Rufer, directeur de thèse  
Prof. P. Lemoigne, rapporteur  
Prof. J.-J. Simond, rapporteur  
Dr P. Steimer, rapporteur

Lausanne, EPFL  
2004



A

*Sara Christiane*, mon épouse

*Yves-Vianey* et *Marlène Cidris*, nos enfants

*Albertina*, ma mère



# Préface

Les travaux présentés dans cette thèse ont été réalisés au Laboratoire d'Electronique Industrielle (LEI) de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL) en Suisse, sous la direction du *Prof. Alfred Ruf*, Directeur du LEI.

En Décembre 1995, j'étais étudiant à l'Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique (ENSET) de l'Université de Douala au Cameroun. Je venais d'achever mon premier cycle universitaire, dont le projet fût encadré par le *Dr. Jean Maurice Nyobè-Yomè*, chargé de cours à l'ENSET. A cette époque, il était parallèlement chef du département du génie électrique à l'Institut des Technologies de l'Information (ITI), un établissement privé d'enseignement supérieur destiné à la préparation au Brevet de Technicien Supérieur en génie électrique. Il venait de m'engager comme enseignant à temps partiel des cours de machines électriques en régime permanent et d'automatismes industriels.

«*SONG, si tu rédiges un bon mémoire en machines électriques, je l'enverrai au Prof. Hansruedi Bühler de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne. Je lui proposerai de t'accepter comme doctorant dans son laboratoire.*» Telle fût la phrase de Jean Maurice qui transforma ma vie en novembre 1995. Après plusieurs mois d'hésitation, en Avril 1996, je commençai le mémoire intitulé «*Synthèse des modélisations des machines tournantes à courant alternatif en vue de la commande numérique.*» Jean-Maurice l'apprécia, et décida ainsi de l'envoyer au LEI en janvier 1998.

C'est ainsi que, le *Prof. A. Ruf*, qui succéda au *Prof H. Bühler* à la direction du LEI m'accepta pour un stage de perfectionnement, de neuf mois (dès octobre 1999), financé par le gouvernement suisse, à travers la Commission Fédérale des Bourses pour Etudiants Etrangers. Ce stage fût prolongé,

jusqu'à mon inscription en thèse en juin 2001. Pendant cette période, je fus inséré dans l'équipe des convertisseurs multiniveaux, et fus fasciné par cette technique de conversion.

Depuis son initiation donc, plusieurs personnes ont contribué à la réalisation de cette thèse.

Je remercie le *Prof. A. Rufer* de m'avoir accepté dans son équipe. Son aiguillage vers cette technique de conversion et sa disponibilité tout au long de cette période m'ont été d'un apport capital. Je suis particulièrement sensible à la totale confiance qu'il a exprimé à mon égard, en accordant une grande autonomie à mes réflexions et à mes actions. Enfin, je le remercie de m'avoir soutenu dans le fondement de ma famille, m'assurant ainsi une stabilité propice au travail.

Mes plus vifs remerciements au *Prof. Juan Mosig* de l'EPFL d'avoir accepté de présider le jury de soutenance de cette thèse.

J'exprime ma gratitude au *Prof. J.J. Simond* du Laboratoire des Machines Electriques de l'EPFL, ainsi qu'au *Prof. P. Le Moigne* du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) de l'Ecole Centrale de Lille (France), ainsi qu'au *Dr. P. Steimer* de ABB Industry (Suisse), pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de faire partie du jury de cette thèse.

A *S. Mariethoz* et *M. Veentra*, mes sincères remerciements pour leur encadrement et leur initiation aux techniques multiniveaux durant mon séjour au LEI.

Toute ma gratitude et mon entière reconnaissance au soutien logistique de *Fabienne Vionnet* ainsi qu'à ses multiples encouragements qui ont contribué chaque jour à la réalisation de ces travaux.

Mes remerciements à feu *Gilbert Renggli* qui facilita mon intégration au LEI, ainsi qu'à *Philippe Barrade* pour son initiation à la simulation dans Simplorer.

J'adresse mes sincères remerciements à l'ensemble des *collaborateurs du LEI* pour leur contribution à la réalisation de cette thèse, mais aussi pour l'ambiance chaleureuse qu'ils font régner au labo. Particulièrement à *Serge Pittet*, *Felix Grasser* et *Roberto Zoia* pour leur aide.

Quelques mots seront certainement insuffisants pour remercier *Jean Maurice Nyobè-Yomè*, pour m'avoir initié à la recherche, pour son soutien, ses encouragements et la confiance qu'il a continûment exprimé à mon égard depuis dix ans. L'achèvement de cette thèse au LEI représente la réalisation

de son idée, quelques neuf ans plus tard.

Mes plus vifs remerciements à *Mme Catherine Vinckenbosch* et *Mme Annette Jaccard* du service social de l'EPFL, pour m'avoir permis de surmonter le choc thermo-culturel dès mon arrivée à Lausanne. Mon entière reconnaissance à leur aide pour l'organisation et la sélection de mes idées, ainsi que pour leur orientation en ce qui concerne les multiples actions de ma vie et de celle de ma famille durant tout mon séjour en Suisse.

A mon épouse *Sara Christiane*, pour son soutien pendant mes années d'incertitude, ainsi qu'à mes enfants *Yves-Vianey* et *Marlène Cidris*, qui ont accepté de me partager pendant cette période avec des livres.

A *Albertina* ma mère qui, au-dessus de toute considération, est la seule à avoir triomphé avec le temps. La fidélité de son soutien, et le discernement à long terme de ses conseils depuis tant d'années resteront pour moi la principale source de motivation.

Mes remerciements à *Gustave Nguene-Nguene*, *Félix* et *Irène Brah*, ainsi qu'à la *famille Bikoun* pour leur soutien et leurs encouragements durant la rédaction de cette thèse.

Merci à *Catherine* et *Simon Gabaglio*, pour leur soutien logistique.

Ma profonde gratitude à *Me. Jean-Pierre Ngué-Ndjicki* de l'Université de Neuchâtel, pour la relecture et la correction des multiples fautes de cette thèse.





# Résumé

Ces dernières années, des convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans des applications diverses. On les retrouve dans des applications domestiques, le transport ferroviaire, urbain ou maritime, et même dans plusieurs industries. Certaines d'entre elles exigent une alimentation électrique à haute ou moyenne tension, facilement réglable et ayant de bonnes performances spectrales.

Pour contourner la limitation en tension de blocage des principaux interrupteurs de puissance, de nouvelles techniques dites multiniveaux ainsi que de nouvelles topologies de convertisseurs ont été développées. Celles-ci sont une association série-parallèle des semi-conducteurs existants. Elles permettent de générer plusieurs niveaux de tension à la sortie du convertisseur. Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés. La complexité de leur structure s'en trouve augmentée et leur fiabilité réduite.

Cette thèse est focalisée sur l'étude des convertisseurs multiniveaux triphasés dont la topologie est basée sur la mise en série de plusieurs onduleurs monophasés (cellules partielles) sur la même phase. Elle montre qu'en alimentant les cellules partielles par des tensions continues de valeurs différentes (alimentation asymétrique), il est possible d'augmenter le nombre de niveaux à la sortie du convertisseur, sans complexité supplémentaire à sa structure.

Elle exploite la possibilité d'interpolation de la résolution du phaseur spatial de la tension à la sortie du convertisseur (tension triphasée ramenée dans le référentiel  $\alpha - \beta$ ), en recherchant la non-redondance des états d'enclenchement des semi-conducteurs de puissance. Le convertisseur génère ainsi une tension à très forte résolution, voire à résolution maximale.

Cette approche de solution est généralisée à un nombre quelconque de

cellules. Chaque cellule partielle est alimentée par un redresseur triphasé à diodes, lui-même connecté à un des multiples secondaires d'un transformateur basse fréquence.

A partir des expressions analytiques établies pour des régimes de conduction continue et intermittente, il est montré qu'un convertisseur symétrique produit un courant au réseau ayant moins d'harmoniques qu'un convertisseur asymétrique. Ce dernier n'est pas plus intéressant côté réseau qu'un convertisseur triphasé classique, mais ses harmoniques de courant restent compatibles avec le standard IEEE-519-1992.

Il y est montré qu'on peut combiner les avantages côté charge d'un convertisseur asymétrique (génération d'une tension à forte résolution, choix du nombre d'états redondants, réduction du nombre de semi-conducteurs de puissance pour une même résolution, flexibilité dans le choix des solutions d'alimentation) et ceux d'un convertisseur symétrique côté réseau (courant ayant un faible taux de distorsion harmonique).

Des résultats de simulation et des tests effectués sur un prototype expérimental attestent de la fiabilité de la démarche adoptée.

# Abstract

In the last years, static power converters have become widely used in various applications. They can be found in domestic applications, railways, urban and ship transport, and even in several industrial systems. Some of these applications require a high or medium voltage power supply that is easily adjustable while providing good spectral performances.

To overcome the maximum blocking voltage limits of the main power switches, multilevel techniques and other new power conversion topologies have been developed. They are series/parallel associations of existing power semiconductors, and allow generating an output voltage with many levels. The number of power semiconductors needed in these topologies increases as the number of levels increases. The power converter circuit becomes more complex and its reliability decreases.

This thesis focuses on three-phase multilevel converters based on a series connection of single phase inverters (partial cells) in each phase. It's shown that, feeding partial cells with unequal DC-voltages (asymmetric feeding), increases the number of levels of the generated output voltage without any supplemental complexity to the existing topology.

Voltage resolution is increased through interpolating the generated output voltage phasor (three phase voltage in  $\alpha$ - $\beta$  frame). This is achieved by seeking the non redundant switching states of the power switches. The resultant converter can generate a very high resolution voltage phasor up to the possible maximum resolution.

This approach is generalized for any number of partial cells. Each partial cell is fed through a three-phase diode rectifier, fed itself through the windings of a multi-secondary low frequency power transformer.

From analytical expressions in continuous and discontinuous current con-

duction modes, it is shown that, from a supply network point of view, a symmetrical multilevel converter has a smaller total harmonic distortion than an asymmetrical multilevel converter with the same number of partial cells per phase. An asymmetrical multilevel converter is not more interesting than a classical three-phase converter, but its total harmonic distortion is compatible to the recommended IEEE std 519-1992.

It is also shown that the advantages of an asymmetric multilevel converter from a load point of view (generation of a high resolution voltage phasor, possibility to choose the number of redundant switching states, reduction of the number of power semiconductors for the same voltage resolution, flexibility for the DC-voltage feeding choice) and the advantages of a symmetrical multilevel converter from a supply network point of view (smaller total harmonic distortion) can be combined.

Simulation results and the experimental test setup showed the reliability of the suggested approach.

# Table des matières

	i
<b>Préface</b>	<b>iii</b>
<b>Résumé</b>	<b>vii</b>
<b>Abstract</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introduction Générale</b>	<b>1</b>
1.1 Généralités . . . . .	1
1.2 Topologie sous investigation . . . . .	2
1.3 Objectifs et contenu de la thèse . . . . .	4
<b>2 Sur la conversion multiniveau d'énergie</b>	<b>7</b>
2.1 Introduction . . . . .	7
2.2 Description et synthèse des principales topologies de la conversion multiniveau . . . . .	8
2.2.1 La Topologie à potentiel distribué et ses variantes . . . . .	8
Structure de base . . . . .	8
D'autres variantes de la topologie à potentiel distribué	12
2.2.2 Topologie à cellules imbriquées . . . . .	13
2.2.3 Mise en série d'onduleurs monophasés . . . . .	14
2.2.4 Topologies hybrides . . . . .	16
2.3 Synthèse des stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux . . . . .	18

2.3.1	Commande par paliers ou par gradins . . . . .	18
2.3.2	Commande par modulation de largeur d'impulsions . .	19
	Commande d'un convertisseur deux niveaux . . . . .	19
	Extension aux convertisseurs multiniveaux . . . . .	20
2.3.3	Commande par modulation vectorielle . . . . .	23
	Commande d'un convertisseur triphasé deux niveaux .	23
	Extension aux convertisseurs multiniveaux . . . . .	25
2.4	Convention terminologique . . . . .	28
2.4.1	Facteurs de dissymétrie . . . . .	28
2.4.2	Convertisseur symétrique et asymétrique . . . . .	29
2.4.3	Convertisseurs à pas uniforme et irrégulier . . . . .	29
2.5	Quelques possibilités d'application . . . . .	30
2.5.1	Application en traction . . . . .	31
2.5.2	Application dans l'alimentation de réseau . . . . .	33
2.5.3	Application dans le domaine des réseaux électriques .	33
2.5.4	Application dans l'alimentation de machines électriques	33
2.6	Conclusion . . . . .	34

**3 Convertisseurs multiniveaux asymétriques: Analyse générale vue de la charge** **37**

3.1	Introduction . . . . .	37
3.2	Détermination des coefficients de dissymétrie . . . . .	40
3.2.1	Optimisation de la résolution du phaseur spatial de la tension . . . . .	40
3.2.2	Tensions partielles basées sur une progression géométrique de raison deux . . . . .	44
3.2.3	Expressions généralisées . . . . .	45
3.2.4	Exemples de résultats . . . . .	48
3.3	Stratégies de modulation . . . . .	49
3.3.1	Modulation par gradin . . . . .	50
3.3.2	Modulation hybride . . . . .	54
	Principe . . . . .	54
	Expressions analytiques des tensions . . . . .	60
3.4	Échange énergétique entre cellules partielles . . . . .	63
3.4.1	Analyse des expressions analytiques . . . . .	64
3.4.2	Gestion de l'énergie excessive . . . . .	67

3.5	Conclusion . . . . .	69
<b>4</b>	<b>Alimentation par transformateurs multi-secondaires basse fréquence</b>	<b>73</b>
4.1	Généralités . . . . .	73
4.1.1	Possibilités d'alimentation des convertisseurs multiniveaux . . . . .	73
	Alimentation à partir d'un transformateur basse fréquence . . . . .	75
4.1.2	Considérations générales et hypothèses simplificatrices	78
4.2	Alimentation par un transformateur de type P12 . . . . .	82
4.2.1	Equations générales pour une conduction continue . . . . .	83
	Equations des tensions secondaires . . . . .	83
	Equation de la tension redressée . . . . .	84
	Equation du courant redressé . . . . .	85
	Equations des courants alternatifs secondaires . . . . .	86
	Equations des courants primaires . . . . .	87
4.2.2	Equations générales pour une conduction intermittente	89
	Equations des courants secondaires . . . . .	89
	Equation des courants primaires . . . . .	90
4.2.3	Analyse et comparaison des performances . . . . .	90
	Fonctionnement en conduction continue . . . . .	90
	Fonctionnement en conduction intermittente . . . . .	92
4.3	Alimentation par transformateur de type P18 . . . . .	93
4.3.1	Equations générales pour une conduction continue et une conduction intermittente . . . . .	94
	Equations des tensions secondaires . . . . .	94
	Equation des tensions redressées . . . . .	95
	Equation des courants primaires . . . . .	97
4.3.2	Outil d'aide au choix des coefficients de dissymétrie en cas de redondance . . . . .	99
	Sur le calcul des coefficients de dissymétrie des convertisseurs multiniveaux . . . . .	100
	Sur le choix des solutions en cas de redondance . . . . .	101
4.3.3	Performances spectrales d'un P18 par rapport à celles d'un P12 asymétrique . . . . .	103

4.3.4	Remarques sur la disposition des cellules . . . . .	105
4.4	Conclusion . . . . .	108
<b>5</b>	<b>Transformateur symétrique pour convertisseur asymétrique</b>	<b>109</b>
5.1	Introduction . . . . .	109
5.2	Courant dans les bus continus . . . . .	112
5.2.1	Principe de calcul . . . . .	112
5.2.2	Courant de sortie du convertisseur multiniveau et fonc- tions de commutation pour une modulation hybride . . . . .	114
5.2.3	Courant dans les bus continus des $K$ -cellules partielles . . . . .	116
5.2.4	Remarque sur les expressions des courants continus pour une modulation par gradins . . . . .	118
5.3	Modélisation généralisée des tensions et des courants . . . . .	119
5.3.1	Tensions alternatives aux secondaires du transformateur Tensions redressées: Approche par fonction de com- mutation . . . . .	119 121
5.3.2	Expressions analytiques des courants . . . . . Expressions analytiques des courants redressés . . . . . Expressions analytiques des courants alternatifs . . . . .	122 122 124
5.4	Application au transformateur P18 symétrique . . . . .	124
5.4.1	Tensions et courants des cellules partielles pour une modulation par gradins . . . . . Tensions à la sortie des cellules partielles . . . . . Fonctions de commutation des cellules partielles . . . . . Courant dans la charge et dans les cellules partielles . . . . .	124 124 125 125
5.4.2	Tensions aux bornes des secondaires du transformateur . . . . .	127
5.4.3	Tensions redressées . . . . . Courants redressés . . . . . Remarques sur le mode de conduction des redresseurs et leurs réactions au réseau d'alimentation . . . . .	128 131 132
5.4.4	Conditions d'égalité des courants . . . . .	133
<b>6</b>	<b>Simulations et validation expérimentale des résultats</b>	<b>137</b>
6.1	Introduction . . . . .	137
6.2	Convergence des expressions analytiques . . . . .	138
6.2.1	Convertisseur à deux cellules par phase . . . . .	138



	Détail des commutations sur les cellules partielles . . .	138
	Modulation par gradins . . . . .	140
	Réaction au réseau : conditions idéales de fonctionnement	141
	Conditions réelles de fonctionnement . . . . .	145
6.2.2	Convertisseur à trois cellules par phase . . . . .	146
	Optimisation des commutations sur les cellules partielles	146
	Expressions analytiques de la modulation hybride . . .	147
6.2.3	Transformateur P18 symétrique pour convertisseur asy- métrique . . . . .	154
6.3	Prototype expérimental . . . . .	157
6.3.1	Description . . . . .	157
	Partie Puissance . . . . .	157
	Partie commande . . . . .	158
6.3.2	Mesures sur le prototype expérimental . . . . .	160
<b>7</b>	<b>Conclusion Générale</b>	<b>167</b>
7.1	Contributions . . . . .	168
7.1.1	Généralisation des convertisseurs multiniveaux asymé- triques . . . . .	168
7.1.2	Performances spectrales au réseau d'alimentation . . .	169
7.1.3	Combinaison des avantages côté charge et côté réseau	170
7.2	Perspectives . . . . .	171
7.2.1	Analyse de la tension de mode commun . . . . .	171
7.2.2	Fiabilité . . . . .	172
<b>A</b>	<b>Relations mathématiques pour un redresseur P6</b>	<b>175</b>
A.1	Module de base . . . . .	175
A.2	Conduction continue . . . . .	176
A.2.1	Courant redressé . . . . .	176
A.2.2	Courant alternatif . . . . .	182
A.3	Conduction discontinue . . . . .	186
A.3.1	Courant redressé . . . . .	186
A.3.2	Courant alternatif . . . . .	190
<b>B</b>	<b>Fonctions de commutation des tensions du convertisseur de courant triphasé en régime déséquilibré</b>	<b>193</b>

<b>C Principales notations</b>	<b>201</b>
<b>Curriculum Vitae</b>	<b>215</b>

# Chapitre 1

## Introduction Générale

### 1.1 Généralités

Le convertisseur statique joue le rôle d'interface entre source d'énergie électrique et consommateur. Constitué d'interrupteurs de puissance, ses caractéristiques de base ne dépendent de quelque façon que ce soit, ni de ces sources, ni du type d'interrupteurs utilisés, ni des applications dans lesquelles il est utilisé, ni même de sa topologie. C'est une matrice d'interrupteurs réalisant la connection de ses noeuds d'entrée à ses noeuds de sortie, permettant ainsi d'y contrôler le transfert d'énergie.

Lorsqu'il permet de commuter chaque entrée ou sortie entre deux niveaux de tension ou de courant, on parle alors de convertisseur à deux niveaux. Les critères de contrôle du transfert d'énergie en règle générale, dépendent de la nature des sources et des contraintes imposées par l'application.

De très nombreuses investigations ont été faites sur un convertisseur à deux niveaux, dont l'entrée est une source de tension continue et la sortie une machine électrique à courant alternatif (voir par exemple dans [1]-[3]).

L'analyse du courant et de la tension des machines électriques alimentées par les convertisseurs à deux niveaux a montré plusieurs limitations. Notamment des brusques changement de la tension ( $dV/dt$ ), qui occasionnent des tensions de mode commun aux bornes de la machine, surtout lorsque le convertisseur commute à une fréquence élevée [2]-[3]. Mais aussi l'existence des harmoniques prohibitifs pour le système, occasionnant des pertes

dans la charge et le convertisseur (pertes joules et par courant de Foucault dans la charge, pertes joules dans le convertisseur). Et éventuellement, si le convertisseur est connecté au réseau, ces harmoniques y entraînent des pertes joules et des pertes fer dans le transformateur, s'il existe. Dans le cas des machines tournantes, elles génèrent un couple oscillant. Au niveau du circuit de commande, elles injectent des bruits et introduisent des non-linéarités qui rendent plus difficile la stabilisation du système de réglage.

C'est pour palier à ces inconvénients que certains chercheurs ont introduit des convertisseurs ayant trois niveaux de tension, et qui génèrent un peu moins d'harmoniques [4].

D'un autre côté, la naissance des applications nécessitant une alimentation moyenne tension et facilement réglable a poussé la communauté d'électroniciens de puissance à chercher de nouvelles structures de convertisseurs, qui contournent la limitation en tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance. Ces nouvelles structures furent une extension des convertisseurs à trois niveaux existants. C'est ainsi qu'il a été possible d'obtenir plusieurs niveaux de tension à la sortie des convertisseurs, réduisant par la même occasion le  $dV/dt$  lors des commutations.

Un convertisseur à niveaux multiples ou *convertisseur multiniveau* peut commuter chaque entrée ou sortie au moins entre trois niveaux de tension ou de courant.

De manière générale plus le nombre de niveaux de la tension générée par le convertisseur est grand, plus faible sera son taux de distorsion harmonique. Dans toutes les topologies de convertisseurs multiniveaux existant, plus ce nombre de niveaux est élevé, plus compliquée devient la structure du convertisseur. Son coût et la complexité de sa commande s'en trouvent augmentés, et sa fiabilité s'en trouve réduite.

## 1.2 Topologie sous investigation

A la fig.1.1, nous avons représenté la topologie qui fait l'objet de cette thèse. Il s'agit de la mise en série de  $K$ -onduleurs monophasés (onduleurs partiels, ou cellules partielles) sur chaque phase. Ils peuvent être connectés en triangle ou en étoile. Mais la connection en étoile est privilégiée, puisqu'elle permet une alimentation de la charge à tension élevée. Chaque cellule partielle de rang  $j$ , ( $j = 1..K$ ) est alimentée par une tension continue  $U_{dj}$ .

Celle-ci s'obtient à travers un pont triphasé de diodes, alimenté par les enroulements d'un secondaire dont la tension est déphasée de  $\Delta_j$  par rapport à celle qui alimente les enroulements du primaire du transformateur basse fréquence.

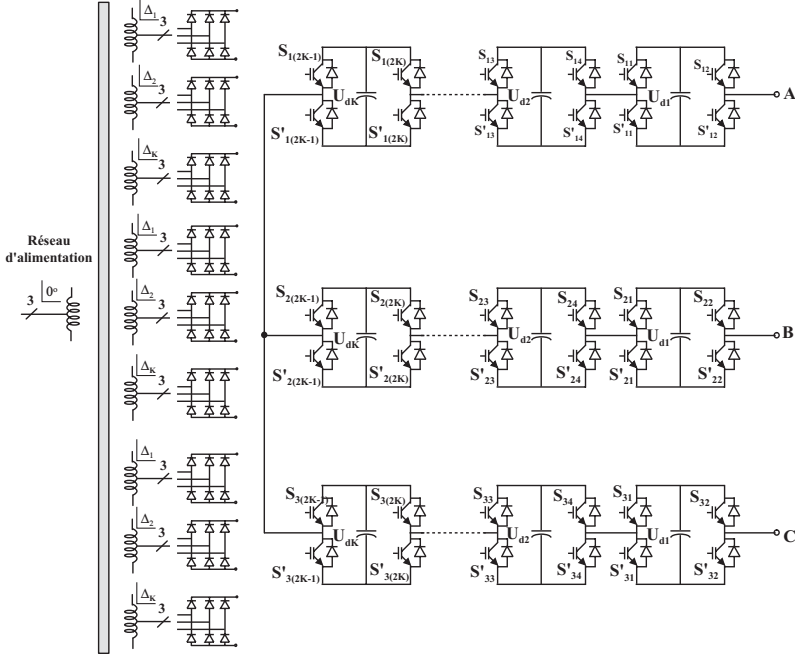


FIG. 1.1 – Topologie multiniveau sous investigation

Le transformateur multi-secondaire basse fréquence assure l'isolation galvanique de ces tensions. Il existe donc autant de ponts de diodes qu'il y a d'onduleurs monophasés, donc autant de secondaires triphasés. Les couplages des enroulements secondaires dépendent du nombre de ponts de diodes à alimenter.

Pour  $K$ -cellules partielles en séries, les enroulements secondaires sont couplés de façon à pouvoir générer des tensions déphasées les unes des autres. Les déphasages des tensions pour l'alimentation de deux cellules consécutives

$j$  et  $j + 1$ , doivent respecter la condition suivante :

$$|\Delta_{(j+1)} - \Delta_j| = \frac{\pi}{3K}, \quad \forall j = 1..(K - 1) \quad (1.1)$$

Cette condition permet d’avoir la possibilité d’amélioration du spectre du courant côté réseau. Le déphasage sera donc de  $\pi/6$  et de  $\pi/9$ , respectivement pour  $K = 2$  et  $K = 3$  cellules connectées en série sur chaque phase [5].

### 1.3 Objectifs et contenu de la thèse

L’objectif de cette thèse est d’une part, de montrer qu’il est possible d’augmenter le nombre de niveaux de la tension à la sortie du convertisseur de la fig.1.1, sans complexité supplémentaire à sa structure. D’autre part pour les solutions proposées, d’établir un modèle mathématique facilement exploitable et permettant de prédire de façon fiable, le comportement de tout le système s’il est connecté au réseau d’alimentation.

Les précédents travaux de M. Manjrekar [6] ont montré qu’il est possible d’alimenter de façon asymétrique un convertisseur composé de deux cellules en série sur la même phase. On obtient ainsi à la sortie du convertisseur, une tension de sept valeurs différentes au lieu de cinq, comme dans le cas symétrique [7].

Les travaux de M. Veenstra ont montré qu’en connectant deux cellules par phase, il est possible d’obtenir une tension ayant neuf valeurs différentes. La particularité de ses travaux réside dans la stabilisation du système, puisqu’une seule des deux cellules est alimentée [8].

Ces travaux se sont limités à la mise en série de deux cellules par phase, dont les tensions continues sont dans un rapport de deux et trois respectivement.

Cette thèse généralise cette approche de solutions. A partir de quelques relations algébriques, elle formalise le choix des tensions dans les bus continus en fonction du nombre de niveaux désiré. A partir des stratégies de modulation bien connues, elle établit un modèle mathématique en régimes de conduction continue et intermittente, permettant ainsi de prédire le courant aux secondaires et au primaire du transformateur.

Au chapitre 2, nous faisons d’abord une description sommaire des trois principales topologies de convertisseurs multiniveaux, la topologie à potentiel distribué, extension à plus de trois niveaux de la topologie NPC ou *Neutral*

*Point Clamped*, la topologie à cellules imbriquées et celle basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés. Pour chacune d'entre elles, la structure de base est rappelée, ainsi que son principe de fonctionnement et ses caractéristiques principales. Ensuite à partir de ses trois principales topologies, des structures dites hybrides sont également construites. Puis, nous y présentons une brève synthèse des stratégies de modulation de ces convertisseurs, ainsi que la convention terminologique que nous avons adoptée. Enfin quelques exemples d'application de telles structures de convertisseurs y sont cités, incluant entre autre les domaines de la traction ferroviaire et urbaine, l'alimentation des réseaux de bord et de propulsion des navires, l'alimentation des machines électriques de moyenne et/ou forte puissance en moyenne tension, ainsi que les réseaux électriques.

Au chapitre 3, une analyse générale des convertisseurs multiniveaux du côté charge est présentée. Celle-ci montre comment il est possible de générer un phaseur spatial de la tension à très forte résolution, voire à résolution optimale à la sortie d'un convertisseur multiniveau. Cette augmentation de la résolution s'effectue sans aucune complexité supplémentaire au circuit de puissance existant. Dans ce cas, le principe adopté est celui de la réduction ou de l'annulation du nombre d'états redondants d'enclenchement des interrupteurs de puissance. Le cas général de  $K$  cellules en série sur la même phase y est traité. Nous y montrons que le convertisseur est ainsi susceptible de générer un nombre de niveaux  $N$ , tel que,  $2K + 1 \leq N \leq 3^K$ . Les expressions analytiques des tensions à la sortie des cellules partielles pour différentes stratégies de modulation y sont également établies, et une analyse de l'échange énergétique entre cellules partielles y est présentée. Les principaux résultats obtenus sont généraux, et ne tiennent pas compte du type d'application dans laquelle le convertisseur est inséré.

Au chapitre 4, une étude détaillée du comportement des transformateurs multi-secondaires basse fréquence destinés à l'alimentation des convertisseurs multiniveaux est présentée. Les résultats obtenus couvrent aussi bien l'alimentation symétrique que celle asymétrique de ces convertisseurs. Nous y traitons le cas des transformateurs de types P12 et P18. Cette appellation n'est qu'indicative. Elle permet simplement de reconnaître que de tels transformateurs pourraient générer un courant au réseau d'indice de pulsation 12, respectivement 18. Une comparaison des performances spectrales entre convertisseurs symétriques et asymétriques est également présentée. Un outil d'aide au choix des coefficients de dissymétrie en cas de solution d'alimen-

tation redondante est établi. Il facilite ainsi le choix de la solution produisant le moins d'harmoniques au réseau et respectant les recommandations de la norme IEEE-519.1992 [9].

Au chapitre 5, nous alimentons un convertisseur symétrique par un transformateur asymétrique. Nous y montrons qu'il est possible de combiner les avantages côté charge d'un convertisseur asymétrique, notamment la génération d'une tension à forte résolution, et ceux côté réseau d'un convertisseur asymétrique, notamment la possibilité de générer un courant ayant peu d'harmoniques.

Le dernier chapitre présente plusieurs résultats de simulation permettant ainsi de ressortir la fiabilité des principales relations analytiques établies. Un prototype expérimental réalisé dans le cadre de cette thèse est également présenté, ainsi que plusieurs résultats des tests qui y ont été effectués.



# Chapitre 2

## Sur la conversion multiniveau d'énergie

### 2.1 Introduction

Les convertisseurs à niveaux multiples peuvent être implémentés de différentes manières. La technique la plus simple est la connection parallèle ou série de semi-conducteurs de puissance. D'autres techniques plus complexes comme l'enchevêtrement de convertisseurs conventionnels sont également exploitées. Les limites des semi-conducteurs de puissance et celles des convertisseurs conventionnels s'en trouvent ainsi repoussées.

Dans ce chapitre une brève synthèse des principales topologies des convertisseurs multiniveaux est d'abord faite. Pour chacune des structures, le principe de fonctionnement y est expliqué, ainsi que quelques avantages et inconvénients.

Ensuite une brève synthèse des stratégies de commande de ces convertisseurs est présentée, ainsi que la convention terminologique adoptée.

Enfin quelques exemples d'applications de ces convertisseurs y sont également cités.

## 2.2 Description et synthèse des principales topologies de la conversion multiniveau

### 2.2.1 La Topologie à potentiel distribué et ses variantes

#### Structure de base

La fig.2.1 représente la structure d'un convertisseur triphasé à potentiel distribué, dans la quelle les diodes sont utilisées pour réaliser la connexion avec le point de référence O. Pour l'obtention d'une tension de  $N$ -niveaux,  $N - 1$  capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à  $E/(N - 1)$ ,  $E$  est la tension totale du bus continu. Chaque couple d'interrupteurs  $(S_{xy}, S'_{xy})$  forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire.

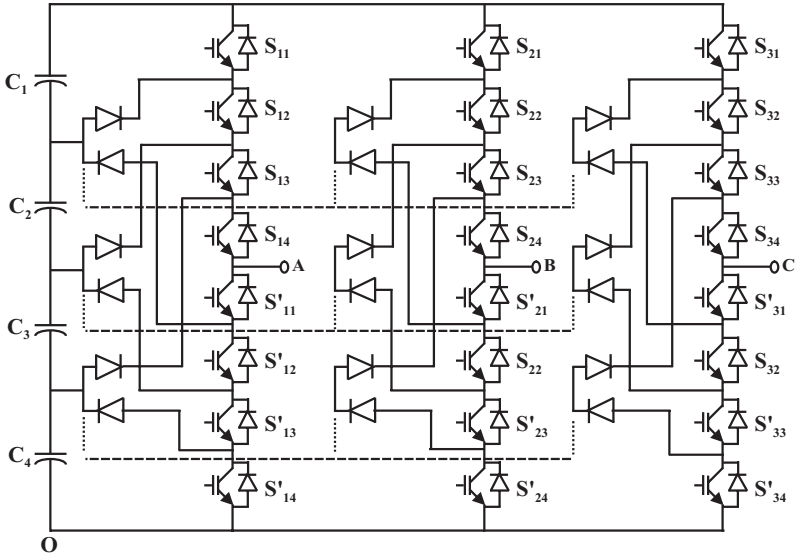


FIG. 2.1 – Structure triphasée d'un convertisseur multiniveau à potentiel distribué

Chaque branche du convertisseur est vue comme un commutateur dont les

positions permettent de modifier le potentiel du point  $A$ . Comme le montre la fig.2.2-a, ce point est connecté à chaque fois à l'une des tensions aux bornes des condensateurs, qui, des fois sont mis en série. Un exemple de configuration des commutations est montré aux fig.2.2-b et fig.2.2-c. Les interrupteurs en traits discontinus sont ouverts.

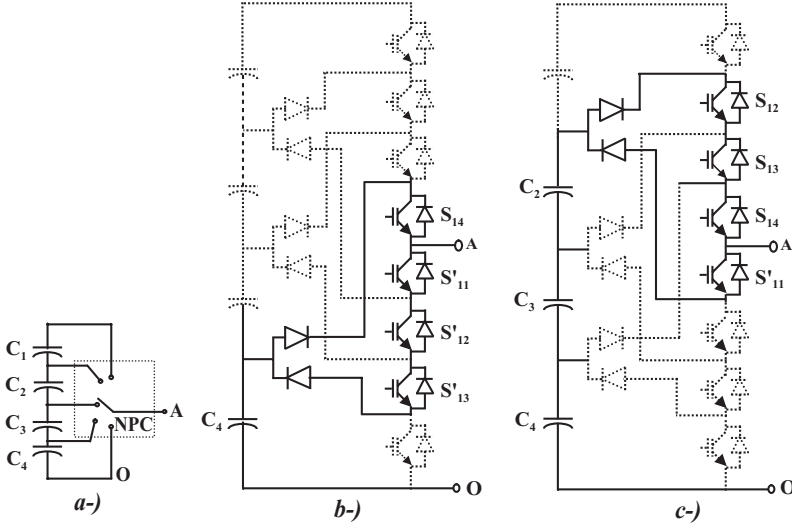


FIG. 2.2 – Topologie à potentiel distribué : Principe et exemples de mécanisme de commutation a-) Schéma de principe ; b-) Génération de  $V_{A0} = V_{c4} = E/4$  b-) Génération de  $V_{A0} = V_{c4} + V_{c3} + V_{c2} = 3E/4$

Cette topologie a été initialement proposée par A. Nabae dans [4] pour la génération de trois niveaux de tension (Neutral Point Clamped), et présente plusieurs avantages dont quelques un sont énumérés ci-dessous :

- La forme d'onde de trois niveaux résultante a une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux, voire inexistantes.
- Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur ; celle-ci est donnée par  $E/(N - 1)$ .

La topologie à potentiel distribué : Tension continue quelconque à la sortie d'un redresseur présente également plusieurs limitations, parmi lesquelles :

- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs dévient très complexe, voire impossible, car il est intimément lié au facteur de puissance de la charge à l'indice de modulation ;
- l'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes ;
- l'inégalité de commutations entre interrupteurs situés à l'extérieur de la structure par rapport aux autres ;
- le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lors de leur mise en série.

En effet, la tension bloquée par chaque diode dépend de sa position dans le montage. Pour un convertisseur à  $N$ -niveaux, on trouve deux diodes dont la tension à bloquer est donnée par la relation suivante :

$$V_{Diode} = \frac{N - 1 - k}{N - 1} E, k = 1..(N - 2) \quad (2.1)$$

Une résolution de ce problème consiste à insérer un nombre élevé de diodes en série. En supposant que la tension inverse des diodes est la même, le nombre de diodes requises augmente très rapidement en fonction du nombre de niveaux, ce qui complique l'implémentation du circuit et le rend par la même occasion peu fiable. En fonction de l'application, on est amené à insérer plus de diodes en série dans la partie du circuit nécessitant le blockage des tensions élevées ; si bien qu'il est possible de trouver pour deux niveaux de tension donnés, un nombre différents de diodes mises en série, afin de respecter leur tension de blocage. La fig.2.3 montre la structure pyramidale proposée par I. Barbi [10], et qui permet une connection systématique des diodes, quelque soit le niveau désiré. En fonction du niveau de tension désiré, les diodes se connectent mutuellement en série afin que chacune d'entre elles bloque la même tension,  $E/(N - 1)$ .

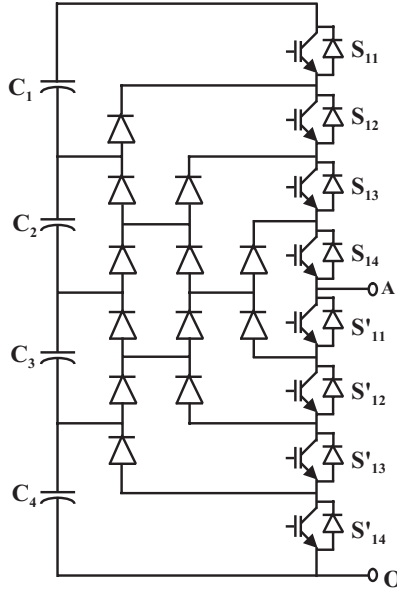


FIG. 2.3 – Structure pyramidale de la topologie à potentiel distribué

Les interrupteurs situés aux extrémités extérieures de chaque branche ( $S_{x1}$  et leurs compléments ( $S'_{x1}$   $x = 1..3$  subissent peu de commutations, tandis que ceux situés au tour du point A (à l'intérieur de la branche) en subissent plus. Si le convertisseur est conçu pour être utilisé avec un rapport cyclique moyen identique pour tous les interrupteurs de puissance, on est donc amené à sur-dimensionner ceux situés à l'intérieur de la branche, afin qu'ils puissent supporter la cadence de commutation [11].

Compte tenu de l'inégalité de la durée de conduction des interrupteurs, la durée de charge ou de décharge des condensateurs s'en trouve affectée. L'onde de tension en subit une modification à cause de la non uniformité de sa valeur entre deux niveaux consécutifs, ainsi qu'une augmentation du  $dV/dt$ . Cette topologie nécessite donc un contrôle rigoureux de l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs (voir dans [11]-[12]). Plusieurs stratégies permettant d'équilibrer ces tensions ont été proposées dans [12]-[15].

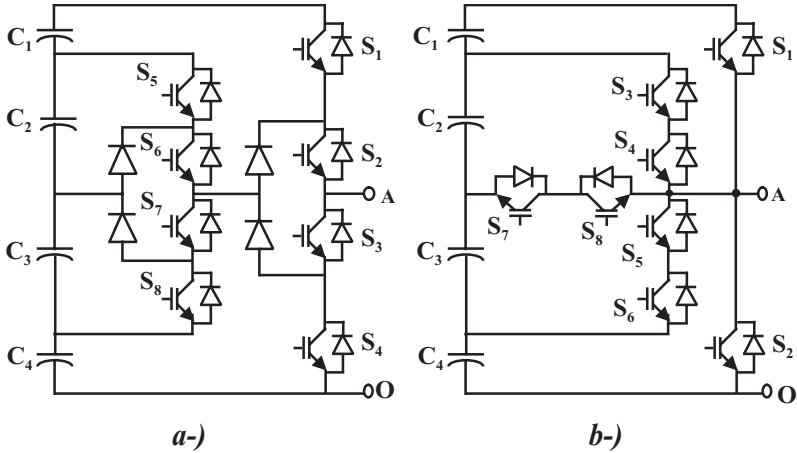


FIG. 2.4 – Autres variantes de la topologie à potentiel distribué a- connexion en cascade de deux convertisseurs de type NPC sur un même bras ; b- Enchevêtrement de convertisseurs avec interrupteurs bidirectionnels

### D'autres variantes de la topologie à potentiel distribué

Il existe plusieurs variantes de convertisseurs multiniveaux dont la configuration est une modification de la topologie NPC de base. Celles-ci permettent par exemple de repousser certaines limitations de la structure de base, comme l'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes (voir fig.2.3, [10]).

La fig.2.4 représente d'autres variantes de la topologie NPC.

La fig.2.4-a montre une connexion en cascade de deux convertisseurs de type NPC, et permet l'obtention d'une tension ayant cinq valeurs différentes (celle de la structure de base a trois valeurs), mais ne résout pas le problème de l'inégalité des tensions de blocage que doivent supporter les interrupteurs. Cette variante est mieux adaptée à des applications de faible puissance [16]. La variante proposée à la fig.2.4-b est déduite de celle proposée dans [17] ; elle a le même nombre d'interrupteurs que la topologie NPC de base à cinq niveaux, mais l'accès au point neutre se fait à travers des interrupteurs bidirectionnels et les interrupteurs ne supportent pas la même tension. Cette variante est aussi mieux adaptée pour des applications de

faible puissance [18].

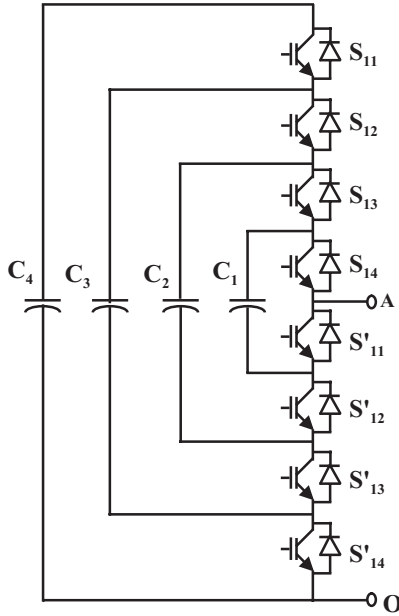


FIG. 2.5 – Topologie multiniveau à cellules imbriquées

### 2.2.2 Topologie à cellules imbriquées

Dans un convertisseur à deux niveaux de tension, chaque phase est constituée d'une paire d'interrupteurs de puissance montée en parallèle aux bornes d'un condensateur. Ils sont souvent commandés de façon complémentaire, si bien que la tension de sortie de la branche est reliée soit à la borne positive, soit à la borne négative de ce condensateur.

Dans la topologie multiniveau proposée par T. Meynard et H. Foch [19], plusieurs cellules « condensateur et paire d'interrupteurs » sont imbriquées les unes dans les autres comme l'illustre la fig.2.5 ( $V_{c2} = 2V_{c1}$ ,  $V_{c3} = 3V_{c1}$ ,  $V_{c4} = 4V_{c1}, \dots, V_{cN} = NV_{c1}$ ).

Le principe de fonctionnement de cette topologie est quasiment identique

à celui de la topologie NPC. Elle présente plusieurs avantages, notamment :

- La tension de blocage des interrupteurs est partout la même.
- le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs (continu-continu, continu-alternatif, alternatif-alternatif), aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que birectionnel ;
- sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux ;
- les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre requis de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif. En plus, si l'application dans laquelle le convertisseur est utilisé exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, il faut associer à la stratégie de commande une stratégie de pré-charge adéquate.

### 2.2.3 Topologie basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés

La fig.2.6 représente la structure d'un convertisseur multiniveau basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés (ou pont en H, ou cellule partielle).

Les cellules  $y$  sont connectées en étoile, cependant il est également possible de les connecter en triangle. Chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue. Elles ont toutes la même valeur et doivent être galvaniquement isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit lors de leur mise en série.

La fig.2.7 illustre un exemple de possibilité de commutation permettant d'obtenir la tension  $V_{AO}$ . Sur la fig.2.7-a, la première cellule génère une tension de  $1V$ , et la deuxième une tension de  $0V$  qui pourrait aussi s'obtenir en activant les deux interrupteurs inférieurs ( $S'_{13}$  et  $S'_{14}$ ). La tension résultante est la somme des tensions des cellules partielles.

Les multiples possibilités permettant de générer la même tension à la sortie de chaque cellule peuvent être exploitées afin d'optimiser les performances du convertisseur (élimination des harmoniques, réduction des pertes par commutation ou par conduction) [20]. Cette topologie présente plusieurs avantages, parmi lesquels :



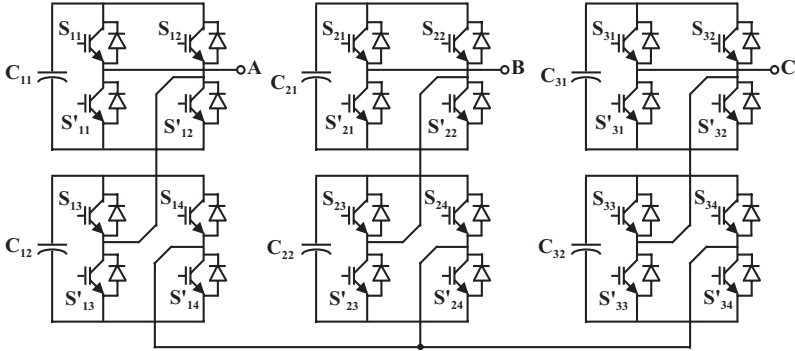


FIG. 2.6 – Mise en série de deux onduleurs monophasés par phase

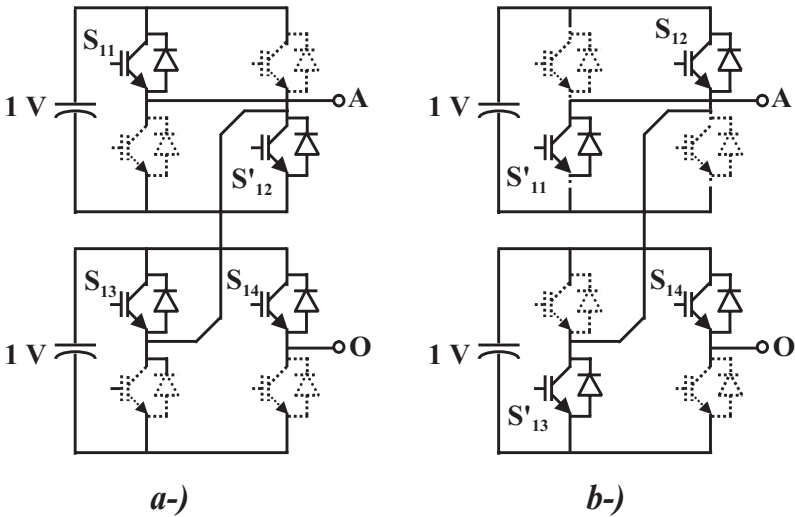


FIG. 2.7 – Mise en série de deux onduleurs monophasés par phase : exemples de possibilités de commutation a-)  $V_{A0} = +1V$ , b-)  $V_{A0} = -2V$

- La modularité de sa structure permet facilement son extension à un nombre élevé de cellules sur chaque phase, sans complexité supplémentaire ;
- L'équilibrage naturel des tensions est réalisé, si bien que la commande des interrupteurs en dévient aisée;
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Il dévient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas d'une énergie éolienne).

Dans des applications comme l'alimentation des véhicules électriques [21], ou les applications de petite puissance [22], les tensions continues sont disponibles (piles à combustibles, batteries, cellules photovoltaïques...). Par contre dans d'autres applications mobiles (comme dans la traction ferroviaire, et dans la propulsion maritime), la nécessité de disposer d'autant de sources de tensions isolées que de cellules partielles rend cette topologie volumineuse et coûteuse [23].

Dans des applications industrielles comme l'alimentation des compresseurs de forte puissance (plusieurs dizaines de megawatts) pour le pompage du pétrole et du gaz par exemple, le réseau d'alimentation est souvent à tension élevée (33 KV, 270 KV ...). La présence d'un transformateur basse fréquence dévient quasiment incontournable, pour adapter la tension du réseau à celle des machines (généralement 3.3 KV ou 6.6 KV), compte tenu de la limitation en tension de blocage des semi-conducteurs actuels. Le transformateur dans ce cas, facilite l'obtention des sources de tensions galvaniquement isolées. Son encombrement, son coût et sa maintenance (notamment le refroidissement) ne posent forcément plus un problème, puisqu'il s'agit là d'une application immobile.

Dans les applications triphasées, si la stratégie de commande n'est pas convenablement choisie, on pourrait générer des tensions de mode commun qui pourraient être prohibitives éventuellement pour la charge, mais aussi pour le convertisseur et son alimentation.

## 2.2.4 Topologies hybrides

Les trois topologies résumées ci-dessus constituent les structures de base des convertisseurs multiniveaux. A partir d'elles, des combinaisons sont pos-

sibles, afin d'obtenir des topologies hybrides.

Un exemple de structure hybride est montré à la fig.2.8-a. Deux onduleurs monophasés sont mis en série sur la même phase, l'un est un pont en H et l'autre est un onduleur de type NPC monophasé [8]. Seule la cellule NPC est alimentée, ce qui réduit considérablement le volume de l'alimentation du système global. Il est également possible de connecter en série deux structures à cellules imbriquées, comme le montre la fig.2.8-b, [24]-[25].

Les topologies hybrides, lorsqu'elles sont utilisées permettent au convertisseur, de générer un nombre de niveaux plus élevés que celles dites homogènes. Ainsi, vue de la charge, le convertisseur génère une tension avec moins d'harmoniques pour un même nombre de semi-conducteurs. Mais elles exigent des stratégies de commande un peu plus complexes et peuvent poser des problèmes au niveaux des échanges énergétiques entre convertisseurs.

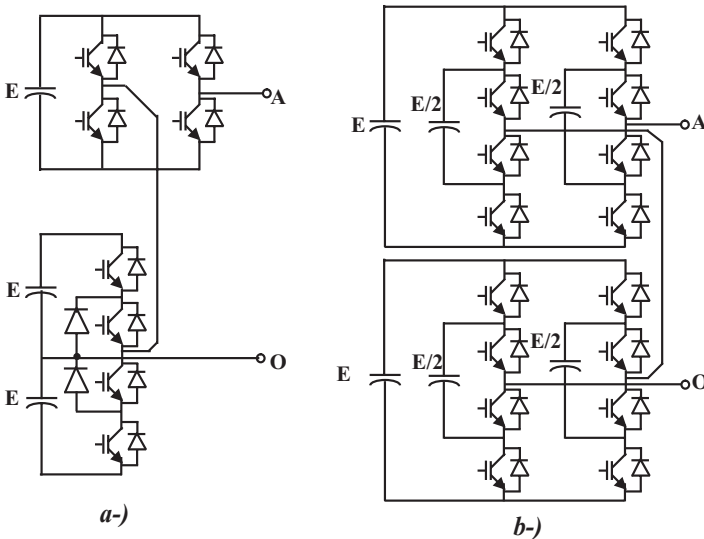


FIG. 2.8 – Exemple de topologies hybrides a-) Mise en série d'un NPC et d'un pont en H; b-) Mise en série de deux convertisseurs à cellules imbriquées

## 2.3 Synthèse des stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux

Les stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux sont une adaptation de celles appliquées aux convertisseurs deux niveaux. Dans cette section, nous présentons quelques une d'entre elles.

### 2.3.1 Commande par paliers ou par gradins

Dans des applications où l'amplitude et la fréquence de la tension sont relativement fixes, on a pas forcément besoin d'une tension modulée. Dans ce cas, l'onde fondamentale est suffisante pour la génération d'une tension dont la distorsion harmonique est faible.

La méthode de commande par paliers consiste à quantifier cette grandeur de référence (image désirée du fondamental), en un nombre déterminé de paliers, comme l'illustre la fig.2.9, [23], [26]. Cette méthode de commande offre deux degrés de liberté à l'utilisateur :

- Le convertisseur peut être à pas uniforme, dans ce cas  $E_1 = E_2 \dots = E$ . Les  $p$  angles de commutations sur une période ( $\theta_i, i = 1..p/2$ ) peuvent donc être choisis de façon à atteindre certaines performances.
- Le pas de la tension et les angles de commutation peuvent être choisis afin de pouvoir obtenir la minimisation du taux de distorsion harmonique, la suppression de certaines harmoniques basse fréquence entre autres.

Cette commande est facile à implémenter, et se prête le mieux lorsqu'une analyse simplifiée de la tension à la sortie du convertisseur est nécessaire à la compréhension du système dans lequel est inséré le convertisseur. Les angles de commutation, pour passer d'un niveau à l'autre, peuvent être déterminer à l'avance.

Lorsqu'elle est appliquée à la commande d'un convertisseur multiniveaux avec mise en série d'onduleurs monophasés, on constate que les différentes cellules n'ont pas une même durée de conduction. Il en résulte donc un déséquilibre dans la repartition des pertes par commutation et par conduction. Par une rotation adéquate des commutations, ces pertes peuvent être équilibrées entre les différentes cellules, sans modification de l'onde de tension générée à la sortie du convertisseur. [23], [21].

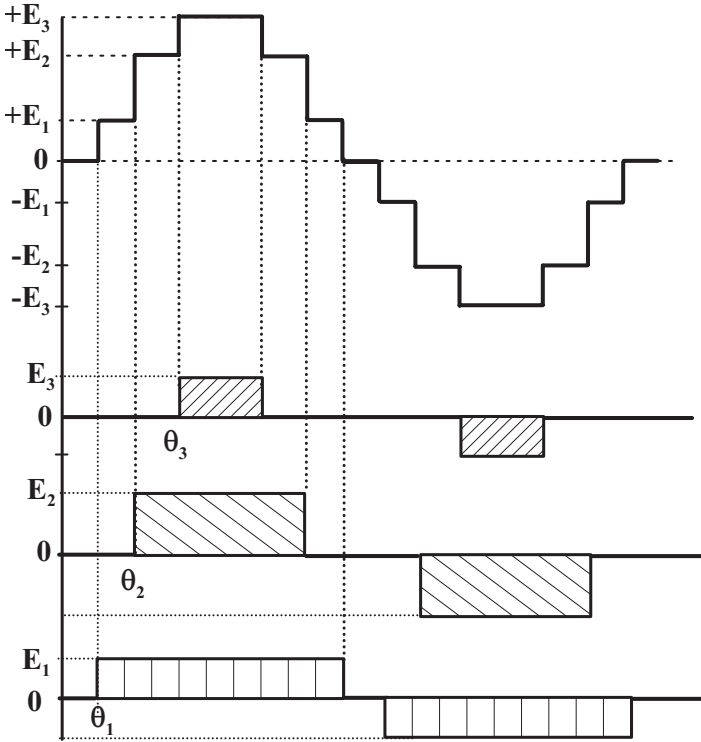


FIG. 2.9 – Forme d’onde multiniveau (7 niveaux) générée par une commande par paliers et tensions aux bornes de trois cellules en série sur une phase

### 2.3.2 Commande par modulation de largeur d’impulsions

#### Commande d’un convertisseur deux niveaux

Pour commuter entre deux niveaux de tension ( $U_1$  et  $U_2$  tels que  $U_1 < U_2$ ), on applique au convertisseur à des instants bien précis, des signaux de commande issus de la comparaison entre un signal de référence  $U_{ref}$  et une porteuse  $U_{por}$ . Ces instants de commutation correspondent aux instants d’intersection entre ces deux signaux.

Si la référence est inférieure à la porteuse, la tension à la sortie du convertisseur vaut  $U_1$ , si non elle vaut  $U_2$ . Le train d'impulsions successives ainsi formé correspond au signal de sortie modulé en largeur, comme l'illustre la fig.2.10.

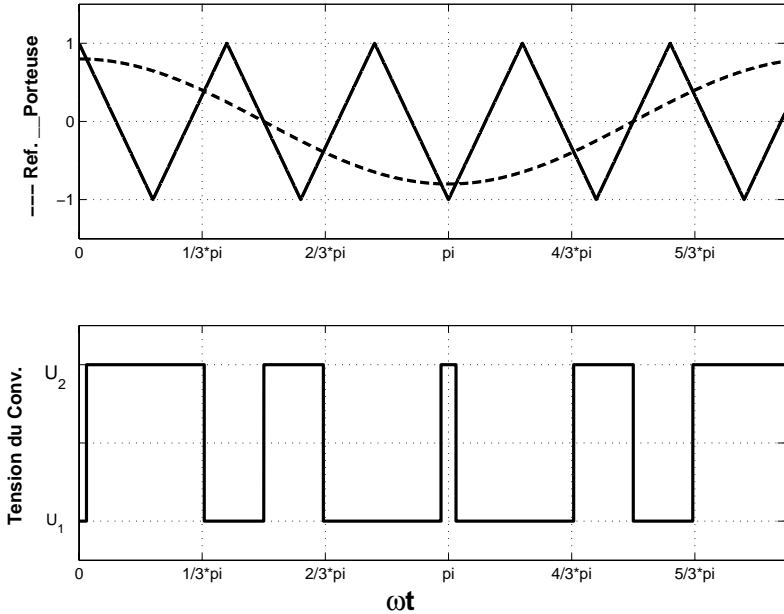


FIG. 2.10 – Modulation à largeur d'impulsion appliquée à un convertisseur deux niveaux

### Extension aux convertisseurs multiniveaux

Cette méthode de modulation est facilement extensible à la commande des convertisseurs multiniveaux. Pour commander un convertisseur à  $N$ -niveaux de tension,  $(N - 1)$  porteuses triangulaires sont générées. Les signaux triangulaires ont la même fréquence  $f_c$ , et la même amplitude  $A_c$  (voir dans [27]).

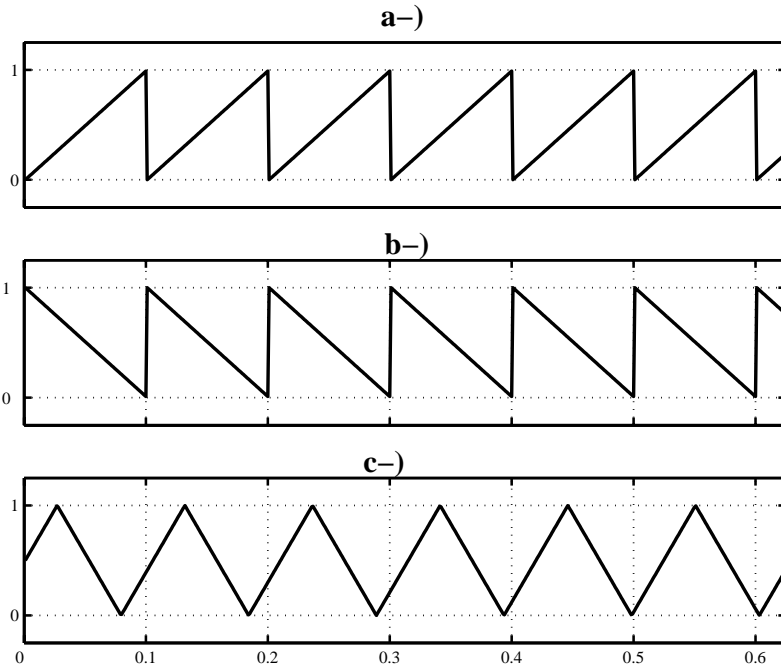


FIG. 2.11 – Exemples de porteuses triangulaires a-) dents de scies calées à droite ; b-) dents de scies calées à gauche ; a-) triangles symétriques

Ils peuvent être horizontalement ou verticalement décalés. S'ils le sont horizontalement, le déphasage entre deux signaux consécutifs est donné par  $2\pi/(N - 1)$ . S'ils le sont verticalement, ils peuvent être en phase ou non et occupent une bande continue avec le même décalage vertical. Ils sont ensuite comparés au signal de référence d'amplitude  $A_r$  et de fréquence  $f_r$ . Chaque comparaison donne 1 si une porteuse est supérieure ou égale à la référence, et 0 dans le cas contraire. A la sortie du modulateur, la somme des résultats issus des comparaisons est ensuite décodée, et donne la valeur correspondant à chaque niveau de tension.

A la fig.2.12, nous avons représenté ce principe d'extension pour un convertisseur à sept niveaux de tension, ainsi que les tensions multiniveaux possibles à la sortie d'un convertisseur triphasé.

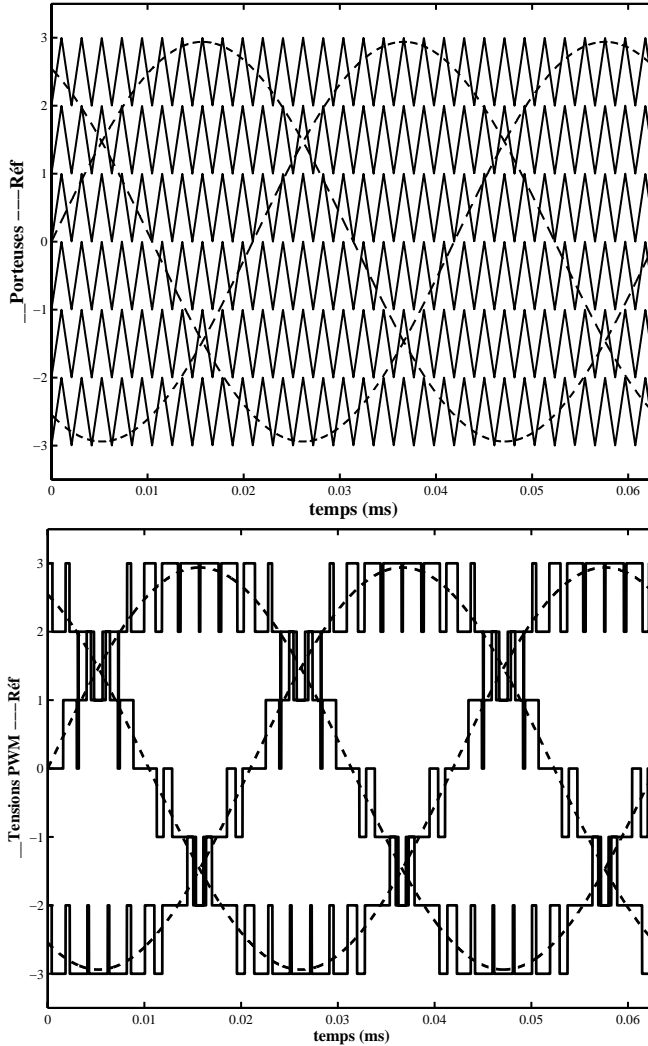


FIG. 2.12 – Extension de la modulation PWM à un convertisseur multiniveau triphasé  $f_c = 30 * f_r$ ,  $A_r = 3$ ,  $A_c = 1/3$ ; signaux triphasés de référence et tensions PWM triphasées possibles à la sortie d'un convertisseur multiniveau,  $N = 7$  niveaux



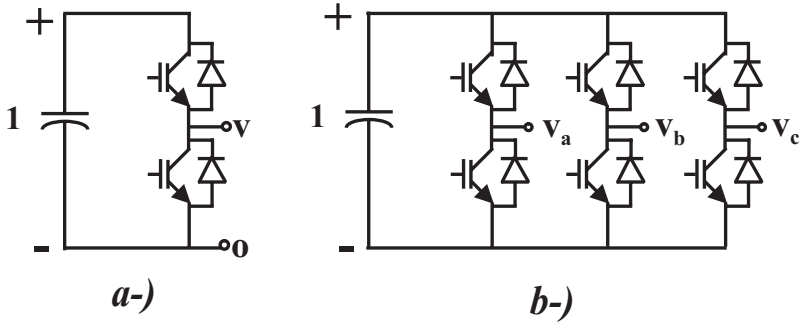


FIG. 2.13 – Convertisseur à deux niveaux de tension a-) bras du convertisseur b-) Convertisseur triphasé

### 2.3.3 Commande par modulation vectorielle

#### Commande d'un convertisseur triphasé deux niveaux

La fig.2.13-a représente un bras de convertisseur ne pouvant commuter qu'entre deux valeurs,  $+1$  et  $-1$ . Si on connecte en parallèle trois de ces bras, tel que leurs instants de commutation soient décalés de  $2\pi/3$  les uns des autres, alors ils forment un convertisseur triphasé à deux niveaux (fig.2.13-b).

Les tensions des trois phases peuvent, comme toute grandeur triphasée  $v_{abc}$ , être décomposées en trois autres grandeurs : directe ( $v_\alpha$ ), inverse ( $v_\beta$ ) et homopolaire ( $v_o$ ). Cette transformation s'opère en utilisant la matrice de Park  $P$  [28]-[31] (qui conserve l'invariance de la puissance), telle que :

$$v_{\alpha\beta o} = P * v_{abc} \quad v_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^t ; v_{\alpha\beta o} = [v_\alpha \ v_\beta \ v_o]^t \quad (2.2)$$

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Puisque la tension de chaque bras ne peut prendre que deux valeurs, alors il existe huit combinaisons possibles entre ces tensions. En leur appliquant la transformation de Park, on obtient les grandeurs directe, inverse et homopolaire correspondantes à chaque possibilité. Comme la grandeur homopolaire

n'intervient pas dans la conversion d'énergie, nous ne l'avons pas représenté sur le tableau tab.2.1.

Etats	Tensions triphasées			Tensions diphasées	
	$v_a$	$v_b$	$v_c$	$v_\alpha$	$v_\beta$
0	-1	-1	-1	0	0
1	1	-1	-1	$\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0
2	1	1	-1	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{2}$
3	-1	1	-1	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{2}$
4	-1	1	1	$-\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0
5	-1	-1	1	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\sqrt{2}$
6	1	-1	1	$\frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$-\sqrt{2}$
7	1	1	1	0	0

TAB. 2.1 – *Convertisseur triphasé à deux niveaux : décomposition des tensions triphasées en tensions diphasées*

Les grandeurs directe et inverse sont donc les seules à intervenir sur les puissances actives et réactives du système, et sont à cet effet à l'origine des phénomènes électromagnétiques qui siègent dans les systèmes électriques. Si elles sont représentées dans un plan (l'axe  $\alpha$  en abscisse et l'axe  $\beta$  en ordonnée), alors on obtient l'hexagone de la fig.2.14-a. Celui-ci peut être divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont l'état 0 ou 7, et deux états consécutifs : états (1 – 2), (2 – 3)...(5 – 6), (6 – 1). Ils sont délimités par des vecteurs comme le montre la fig.2.14-b (T est la période pendant laquelle la grandeur de référence est considérée comme constante,  $T_j$  et  $T_{j+1}$  la durée d'application des vecteurs  $V_j$  et  $V_{j+1}$ ). Le principe de la commande par modulation vectorielle consiste à déterminer l'état de sortie du convertisseur, tel que le système triphasé qu'il génère, lorsqu'il est ramené en diphasé, soit approximativement égal au vecteur de référence. De façon générale, si le convertisseur est alimenté par une tension  $V_{dc}$ , les durées  $T_j$  et  $T_{j+1}$  peuvent être déterminées à partir de la fig.2.14-b :

$$\begin{cases} \vec{V}_j.T_j + \vec{V}_{j+1}.T_{j+1} = T.\vec{V}^* \\ T_j = \frac{|\vec{V}^*| \sin(\pi/3 - \theta_j)}{V_{dc} \sin(\pi/3)} T, \quad T_{j+1} = \frac{|\vec{V}^*| \sin(\theta_j)}{V_{dc} \sin(\pi/3)} T \\ T_0 = T_7 = T - T_j - T_{j+1} \end{cases} \quad (2.4)$$

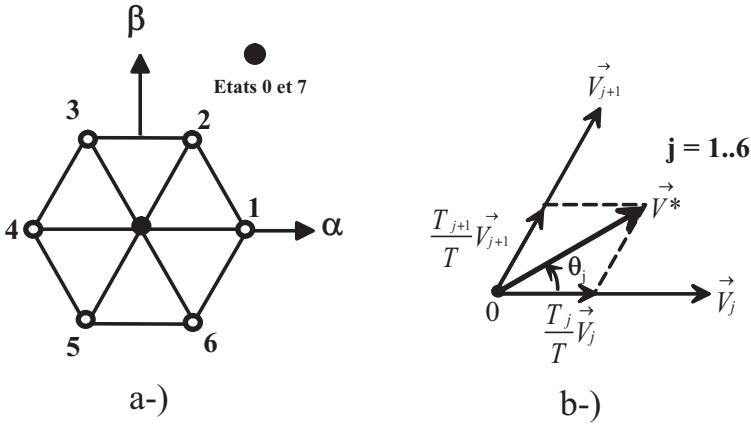


FIG. 2.14 – *Convertisseur triphasé à deux niveaux a-) Etats de commutation possibles ; b-) Localisation du vecteur de référence*

### Extension aux convertisseurs multiniveaux

Il est possible d'étendre le principe de commande par modulation vectorielle aux convertisseurs à niveaux multiples. A partir de la transformation de Park, nous avons représenté dans le plan  $\alpha - \beta$ , les différents états de commutation possibles d'un convertisseur à trois niveaux de tension comme le montre la fig.2.15. Le phaseur spatial représente  $3^3 = 27$  positions différentes, est ainsi divisé en 24 secteurs triangulaires.

Il faut à chaque période de commutation, pouvoir localiser le secteur dans lequel se trouve la référence. En faisant un changement d'origine adéquat, le

phaseur spatial de la fig.2.15 peut être décomposé en phaseurs spatiaux de deux niveaux. Plus le nombre de niveaux (donc de secteurs triangulaires) augmente, plus complexe devient cette décomposition ( fig.2.16 et fig. 2.17). Plusieurs stratégies d'optimisation du choix de position ont été développées [7], [32]-[33].

Cette façon de moduler le signal de commande donne néanmoins l'avantage de pouvoir générer une tension avec un indice de modulation pouvant atteindre  $2/\sqrt{3} = 1.15$  fois l'amplitude du fondamental.

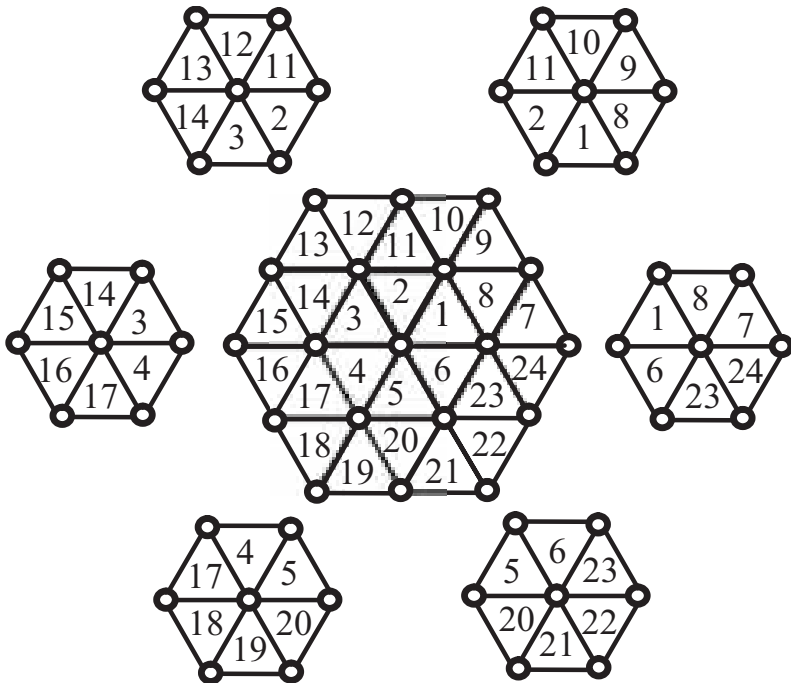


FIG. 2.15 – *Convertisseur triphasé à trois niveaux: Etats de commutation possibles et leur décomposition en vecteurs spatiaux triphasés de deux niveaux*

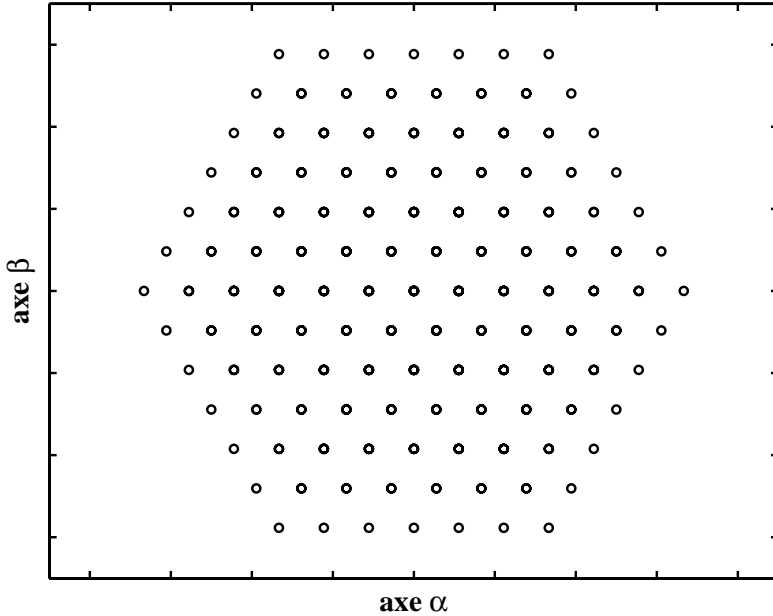


FIG. 2.16 – *Etats de commutation possibles pour un convertisseur à 7 niveaux*

Dans une modulation à largeur d’impulsions, on choisit souvent les valeurs moyennes des tensions simples (tension phase-neutre) du convertisseur comme grandeurs de références. Les commutations des interrupteurs d’une phase sont donc indépendantes de celles des autres. Dans une modulation vectorielle par contre, le vecteur de référence est défini à partir des tensions simples des trois phases. Une variation de la tension d’une phase entraîne la variation de la référence, donc celle des commutations des deux autres phases.

Ainsi, en ajoutant ou retranchant une même grandeur  $V_{off}$  à toutes les tensions phase-neutre ( $V_a^*$ ,  $V_b^*$ , et  $V_c^*$ ), on ne modifie pas la différence de tension entre phase. En procédant de cette manière, la modulation par largeur d’impulsions dévient équivalente à la modulation vectorielle [34]-[36].

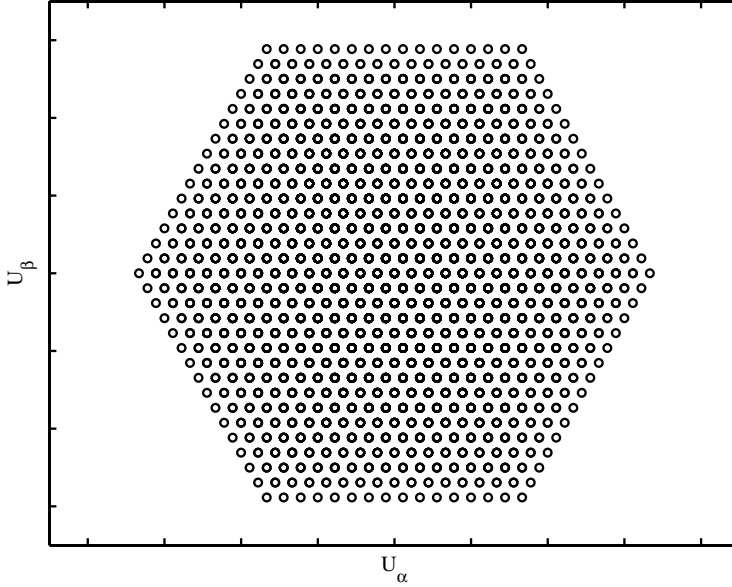


FIG. 2.17 – *Etats de commutation possibles pour un convertisseur à 15 niveaux*

## 2.4 Convention terminologique

### 2.4.1 Facteurs de dissymétrie totale et partielle

Le convertisseur multiniveau délivre par phase une tension équivalente continue notée  $U_e$ . Celle-ci s'obtient à partir des tensions continues d'alimentation des cellules partielles par la relation ci-dessous :

$$U_e = 2 \sum_{j=1}^K U_{dj} \quad (2.5)$$

Les tensions continues  $U_{dj}$  sont proportionnelles à la tension continue  $U_e$ , et le coefficient de proportionnalité est un entier naturel que nous appelons *facteur de dissymétrie totale*. Nous le notons  $\lambda_j$  :

$$\lambda_j = \frac{U_e}{U_{dj}}, j = 1..K \quad (2.6)$$

Le coefficient de proportionnalité entre deux tensions continues alimentant deux cellules partielles consécutives de rang  $j = h$  et  $j = h + 1$  est noté  $\delta_j$  et appelé *facteur de dissymétrie partielle*.

$$\delta_h = \frac{U_{dh}}{U_{d(h-1)}}, h = 2..K \quad (2.7)$$

### 2.4.2 Convertisseur symétrique et convertisseur asymétrique

Nous entendons par *convertisseur multiniveau symétrique*, un convertisseur multiniveau constitué de cellules partielles dont les tensions continues sont toutes égales. Dans ce cas, tous les facteurs de dissymétrie totale sont égaux, et tous les facteurs de dissymétrie partielle valent l'unité :

$$\begin{cases} \lambda_j = \lambda_{j+1}, & \forall j = 1..(K - 1) \\ \delta_h = \delta_{h-1} = 1, & \forall h = 2..K \end{cases} \quad (2.8)$$

S'il existe au moins un facteur de dissymétrie totale différent des autres, ce qui veut dire qu'il existe au moins un facteur de dissymétrie partielle différent de un, alors le convertisseur est appelé *convertisseur multiniveau asymétrique*.

### 2.4.3 Convertisseur à pas uniforme ou à pas régulier et convertisseur à pas irrégulier

A la fig.2.18, nous avons représenté un exemple de forme d'onde de la tension  $U_s$  à la sortie d'un convertisseur multiniveau quelconque. Elle est constituée d'un ensemble de  $N$ -valeurs distinctes, appelées niveaux.

$$U_s \in \left\{ U_{S_1}, U_{S_2}, \dots, U_{S_{(N-1)}}, U_{S_N} \right\} \quad (2.9)$$

Le pas de la tension de sortie est défini par la différence entre deux niveaux de tension consécutifs :

$$\Delta_{l-1, l} = | U_{S_l} - U_{S_{(l-1)}} |, \quad \forall l = 2..N \quad (2.10)$$

Nous entendons par *convertisseur multiniveau à pas uniforme ou régulier*, un convertisseur dont le pas entre tous les niveaux de tension est le même. Dans ce cas, on a :

$$\Delta_x = U_{d1}, \quad \forall x = 2..N \quad (2.11)$$

Dès qu'il y a inégalité entre les différents pas, alors le convertisseur est appelé *convertisseur multiniveau à pas non uniforme ou irrégulier*.

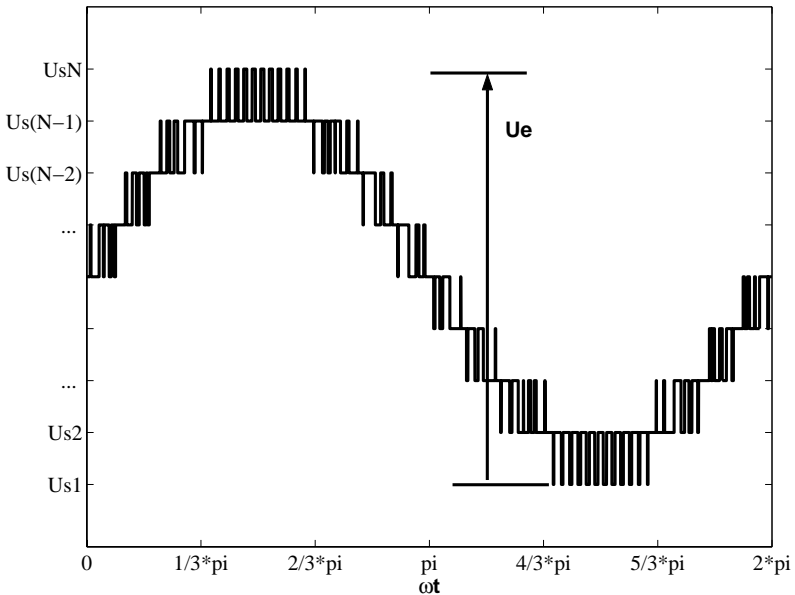


FIG. 2.18 – Exemple de forme d'onde d'un convertisseur multiniveau

## 2.5 Quelques possibilités d'application

Les convertisseurs multiniveaux étaient destinés à la base à résoudre certains problèmes posés par l'utilisation des convertisseurs à deux niveaux de



tension, monophasés ou triphasés. Ils sont donc utilisés pour le réglage de la fréquence et de l'amplitude de la tension, mais aussi pour le transfert d'énergie entre une ou plusieurs sources d'alimentation à courant continu ou alternatif et une charge à courant alternatif monophasé ou triphasé. Cette utilisation ouvre plusieurs opportunités d'applications, dont quelques-unes sont citées dans cette section.

### 2.5.1 Application dans le domaine de la traction ferroviaire et urbaine

Dans la traction ferroviaire par exemple, certains réseaux de transport européens fournissent une alimentation de 15 KV, 16 2/3 Hz. On y utilise un transformateur afin d'adapter cette tension aux convertisseurs statiques qui y sont utilisés.

Dans une locomotive typique de 28 tonnes par exemple, le poids du transformateur représente 8 à 12 tonnes, avec un rendement de 85% à pleine charge, avec 5.5 à 7% de pertes. Le convertisseur représente 2 à 4% de pertes et le moteur 4 à 5% [37].

A la fig.2.19, nous avons représenté un exemple de connection des convertisseurs multiniveaux à la caténaire. Ils offrent plusieurs avantages, parmi lesquels [38]-[41] :

- Une connection directe de la locomotive au réseau haute tension, en utilisant des modules à basse tension. Le transformateur basse fréquence est éliminé, et l'isolation galvanique est assurée par le transformateur moyenne fréquence du convertisseur continu-continu (fig.2.19-a).
- Le système est modulaire, donc facilement extensible à un nombre différent de cellules, ce qui permet sa reconfigurabilité en fonction de la ligne sur laquelle la locomotive sera exploitée.
- Ce genre de système possède un meilleur rendement par rapport à un système avec transformateur.

Dans les véhicules tout électrique, l'utilisation des convertisseurs multiniveaux est également possible. L'exploitation de la topologie basée sur la mise en série d'onduleurs partiels, devient relativement aisée, puisque chaque onduleur est alimenté par une batterie de 48v, assurant ainsi l'isolation galvanique requise entre toutes les sources [21].

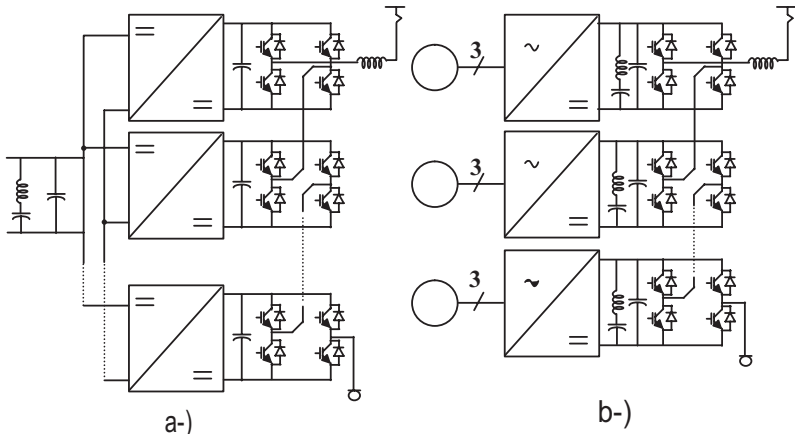


FIG. 2.19 – Convertisseurs multiniveaux dans la traction ferroviaire

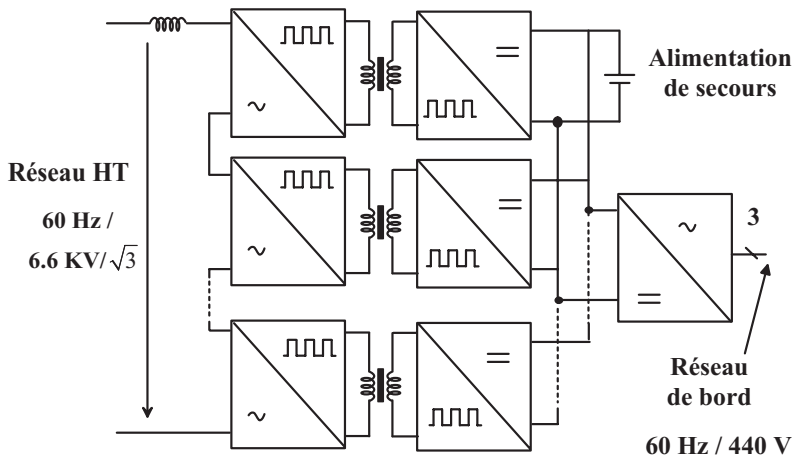


FIG. 2.20 – Convertisseurs multiniveaux dans les bâtiments maritimes

### 2.5.2 Application dans l'alimentation des réseaux de bord et de propulsion des bâtiments maritimes

Dans les bâtiments maritimes, la limitation de la place disponible pose d'énormes problèmes pour la réalisation d'une alimentation en énergie électrique ayant un encombrement et un poids réduits. Il est possible d'exploiter les techniques de conversion multiniveau pour assurer l'alimentation des navires (tant pour l'alimentation des réseaux de bord que pour celle des réseaux de propulsion).

A la fig.2.20 nous avons représenté un exemple de configuration pouvant être exploitée pour l'alimentation du réseau de bord. Le redresseur d'entrée est constitué de modules élémentaires connectés en série. Un transformateur moyenne fréquence assure la liaison entre chaque module élémentaire du redresseur et un onduleur de sortie [42]- [43].

Malgré le nombre élevé de phases (15 phases) des machines asynchrones rencontrées dans la propulsion de certains navires de guerre américains et malgré leur puissance (de l'ordre de 20 MW par moteur), des investigations ont été également menées sur l'utilisation des convertisseurs multiniveaux afin de réduire le taux de distorsion harmonique [44].

### 2.5.3 Application dans le domaine des réseaux électriques

Parce qu'ils peuvent fournir une moyenne ou une haute tension, les convertisseurs multiniveaux sont aussi adaptés pour l'amélioration de la qualité de la tension des réseaux électriques.

Notamment sur les lignes de transmission de longue distance, il est souvent nécessaire de compenser la puissance réactive. Lorsqu'ils sont contrôlés de façon adéquate, les convertisseurs multiniveaux offrent dans ce cas, la possibilité de régler l'amplitude de la tension et son déphasage, mais aussi l'impédance de la ligne de transmission. Ils peuvent donc jouer le rôle de compensateurs statiques [45]-[46].

### 2.5.4 Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques

Dans les applications industrielles, les machines électriques de moyenne et fortes puissances nécessitent une alimentation à moyenne tension [5]-[8], [19]-

[20], [47]. L'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans ce cas est aussi mieux adaptée. Dans de tels systèmes, les semi-conducteurs n'y supportent qu'une faible tension, par rapport à celle exigée par la machine. La qualité de la tension en terme d'harmonique est meilleure, réduisant ainsi les effets néfastes sur la durée de vie de la machine et celle du réseau éventuel qui l'alimente [24], [35]. En plus à partir de cellules de petite tension (comme des batteries, des piles à combustible ou des cellules photovoltaïques), il devient possible d'alimenter une machine à moyenne tension.

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux concepts de la conversion multiniveau d'énergie.

Une brève présentation des trois principales topologies de ces convertisseurs a été faite, ressortant ainsi leurs principales caractéristiques.

- La **topologie à potentiel distribué (extension à plus de trois niveaux de la topologie NPC-Neutral Point Clamped)** permet de réduire le taux de distorsion harmonique, limitant ainsi la taille des éventuels filtres. Plus le nombre de niveaux de la tension générée est élevé, plus faible est la tension bloquée par les interrupteurs. Ils commutent à faible fréquence, réduisant ainsi les pertes par commutation. Cette topologie requiert malheureusement un nombre élevé de semi-conducteurs de puissance, ce qui réduit considérablement sa fiabilité.
- La **topologie** basée sur des **cellules imbriquées** permet aussi la réduction du taux de distorsion harmonique; en plus grâce à l'existence d'états redondants, on peut contrôler la charge et la décharge des condensateurs. Le nombre élevé de condensateurs requis rend cette topologie lourde et encombrante. Le contrôle de l'état de charge des condensateurs nécessite une méthode de commande relativement complexe, ce qui pourrait augmenter la fréquence de commutation des interrupteurs, donc leurs pertes par commutation. Dans des applications exigeant des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, il peut être nécessaire d'associer à la stratégie de commande du système, une stratégie de pré-charge des condensateurs.
- La **topologie** basée sur la **mise en série d'onduleurs monophasés** sur chaque phase quant à elle, présente l'énorme avantage d'être mo-

dulaire, donc facilement extensible à un nombre élevé de niveaux, ce qui réduit le taux de distorsion des harmoniques. La possibilité d'avoir des états d'enclenchement redondants des interrupteurs donne l'opportunité d'optimiser la stratégie de commande. Cette topologie nécessite une séparation galvanique des sources de tension ; on a besoin d'autant de sources qu'il y a de modules.

Nous avons également présenté des topologies dites hybrides, pouvant combiner deux des structures précédentes.

Dans ce chapitre, nous avons aussi présenté les deux principales stratégies de modulation généralement employées pour la commande des convertisseurs multiniveaux. Celles-ci ne dépendent pas de la topologie du convertisseur, mais seulement du nombre de niveaux qu'on veut obtenir à leur sortie.

- La commande par gradins ou par paliers peut être vue comme une quantification de la référence (généralement une sinusoïde). Les angles de commande peuvent être déterminés en fonction des performances souhaitées (comme l'élimination de certains harmoniques de faibles fréquences ou la maximisation de l'amplitude du fondamental). Elle est mieux adaptée lorsqu'une étude analytique simplifiée du système global est nécessaire à sa compréhension.
- Les stratégies de commande par modulation de largeur d'impulsions, basées sur la comparaison entre des triangles (verticalement ou horizontalement décalés), et un système sinusoïdal triphasé de références sont une extension de celles des convertisseurs à deux niveaux. En exploitant la transformation de Park, il est également possible d'exploiter la modulation vectorielle, comme dans le cas d'un convertisseur à deux niveaux. Mais plus la résolution du phaseur spatial (tension triphasée dans le référentiel  $\alpha - \beta$  de Park) est élevée, plus long devient le temps nécessaire à l'exécution de son algorithme.

Nous avons aussi défini l'ensemble des termes qui seront employés dans cette thèse, et avons cité quelques exemples d'application de la conversion multiniveau (dans la traction ferroviaire et urbaine, l'alimentation des réseaux de bord et de propulsion des navires militaires, les réseaux électriques et l'alimentation des machines de forte puissance à moyenne tension).



# Chapitre 3

## Convertisseurs multiniveaux asymétriques : Analyse générale vue de la charge

### 3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les principales topologies et stratégies de modulation des convertisseurs multiniveaux.

L'évaluation des performances de ces convertisseurs est généralement basée sur une analyse spectrale de la tension qu'ils génèrent. L'indice de performance généralement choisi dans ce cas est le taux de distorsion de la tension à leurs bornes. Il a été montré que ce taux décroît lorsque le nombre de niveaux de la tension augmente [5], [27].

Le niveau de tension est une notion large et vague, si bien qu'il subsiste une confusion dans la littérature traitant de la conversion multiniveau [48]. Le nombre de niveaux peut être défini comme le nombre de valeurs possibles que peut prendre la différence de potentiel entre un point de sortie du convertisseur et un point de référence. Ce point de référence est choisi de préférence comme point à partir duquel aucune commutation n'est générée.

Si le convertisseur est multiphasé, indépendamment du couplage des phases, ce point de référence est choisi comme un point neutre fictif, corres-

pendant à une connexion en étoile des différentes phase.

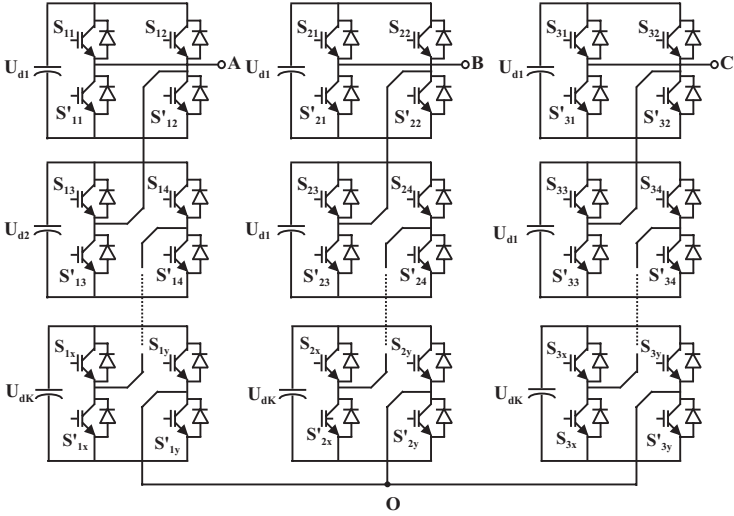


FIG. 3.1 – Mise en série de  $K$ -onduleurs monophasés par phase,  $x = 2K - 1$  et  $y = 2K$

A la fig.3.1, nous avons représenté un convertisseur multiniveau triphasé avec  $K$ -cellules en série par phase. Dans ce cas, le nombre de niveaux correspond au nombre de valeurs différentes que peut prendre la différence de potentiel entre les points A et O.

Si le système triphasé généré par ce convertisseur est ramené au référentiel  $\alpha - \beta$  de Park, le nombre de niveaux correspond alors au nombre de points situés sur la partie positive de l'axe des abscisses (axe  $\alpha$ ),  $y$  compris le point de coordonnées  $(0, 0)$ , comme le montre la fig.3.2 à l'exemple d'un convertisseur à sept niveaux.

Il a été montré dans [5], [27] que, plus le nombre de niveaux de la tension à la sortie du convertisseur augmente, plus faible est le taux de distorsion des harmoniques.

Le but de ce chapitre est de montrer qu'il est possible de générer un phasor spatial de la tension de sortie du convertisseur avec une haute résolution. Cette augmentation de résolution s'effectue sans modification de la topologie



du convertisseur et sans une complexité supplémentaire à sa structure.

Le principe adopté est celui d'une interpolation possible, grâce au dimensionnement asymétrique des différentes tensions d'alimentation des modules. Nous déterminons les différents coefficients de dissymétrie définis au chapitre précédent, en minimisant, voire en annulant le nombre d'états redondants généralement rencontré dans les convertisseurs multiniveaux symétriques.

Un état redondant est une valeur donnée de la tension de sortie générée à partir de plus d'une séquence de commutations des différentes cellules partielles.

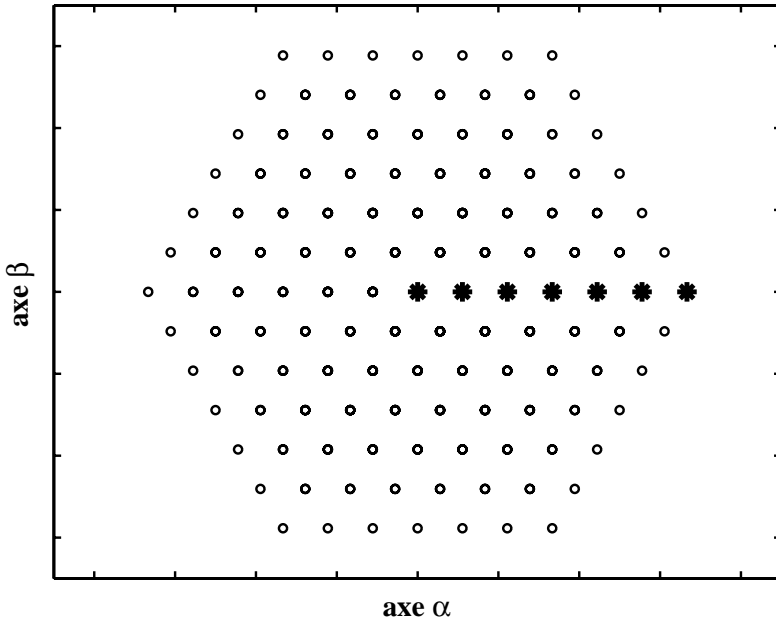


FIG. 3.2 – Définition du nombre de niveaux à partir du phaseur spatial de la tension de sortie du convertisseur

## 3.2 Détermination des coefficients de dissymétrie

### 3.2.1 Optimisation de la résolution du phaseur spatial de la tension

La fig.3.3 représente une cellule partielle de rang  $j$ ,  $j = 1..K$  sur la phase  $i$ ,  $i = 1..3$ . Elle est alimentée par une tension continue notée  $U_{dj}$ , et génère à sa sortie une tension notée  $U_{pij}$ . Chaque couple d'interrupteurs ( $S_{ix}$ ,  $S'_{ix}$ ),  $x \in \{2j - 1, 2j\}$  est commandé par un couple de fonctions de connexion ( $M_{ix}$ ,  $M'_{ix}$ ), telles que :

$$\begin{cases} M_{ix}, M'_{ix} \in \{0, 1\} \\ M_{ix} + M'_{ix} = 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

La conversion de la commutation des interrupteurs en tension s'effectue par une fonction de conversion  $F_{ij}$  telle que :

$$F_{ij} = M_{i(2j-1)} - M_{i2j} \Rightarrow F_{ij} \in \{-1, 0, 1\} \quad (3.2)$$

La tension à la sortie de la cellule est notée  $U_{pij}$  et est donnée par :

$$U_{pij} = F_{ij} * U_{dj} \Rightarrow U_{pij} \in \{-U_{dj}, 0, U_{dj}\} \quad (3.3)$$

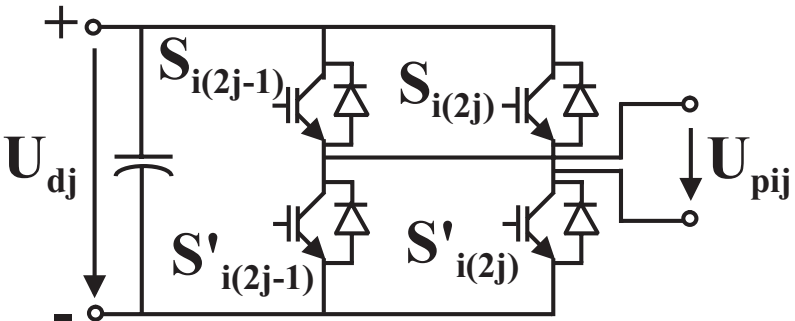


FIG. 3.3 – Structure détaillée et notation d'une cellule partielle

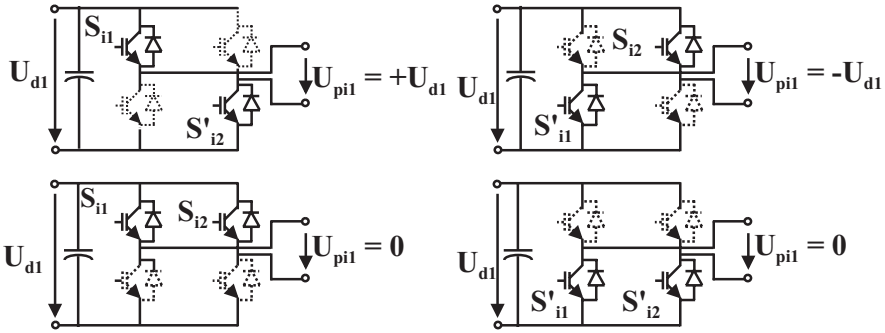


FIG. 3.4 – Possibilités de commutation d'une cellule partielle

L'équation (3.3) montre que chaque cellule partielle ne peut générer qu'une tension ayant au plus trois valeurs. Les différentes commutations possibles sont schématisées à la fig.3.4. L'état 0 peut être généré de deux manières, ce qui offre la possibilité de pouvoir éventuellement équilibrer les commutations sur cette cellule. A chaque état 0 correspondent aussi deux polarités possibles du courant de sortie, ce qui implique deux états de conduction des transistors et des diodes, respectivement dans les deux demi-branches.

Si par phase on dispose  $K$ -sources partielles en série ne pouvant prendre chacune qu'au plus trois valeurs, alors chaque tension de phase ne peut à son tour prendre qu'au plus  $3^K$  valeurs différentes. En notant  $U_{10}$ ,  $U_{20}$  et  $U_{30}$  les tensions sur les trois phases par rapport à un point neutre commun, on peut définir le phaseur spatial de la tension à la sortie du convertisseur multiniveau en utilisant la transformation de Park :

$$U_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( U_{10} - \frac{1}{2}U_{20} - \frac{1}{2}U_{30} \right) \quad \text{et} \quad U_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (U_{20} - U_{30}) \quad (3.4)$$

En recherchant la non-redondance des états d'enclenchement, tout revient à rechercher à obtenir des positions totalement différentes des vecteurs spatiaux de la tension de sortie. Il est donc logique de chercher à obtenir par phase  $3^K - 1$  valeurs distinctes les unes des autres, puisque le vecteur  $U_\alpha = U_\beta = 0$  est préalablement défini.

Si  $U_e$  est la tension continue équivalente sur chaque phase, une solution raisonnable serait de répartir équitablement ces valeurs de 0 à  $U_e$ , pour être

certain de définir une tension de sortie dont le vecteur spatial s'inscrirait dans l'hexagone définie par l'équation (3.4) dans le référentiel  $\alpha - \beta$  de Park. Le convertisseur ainsi formé est un convertisseur à pas uniforme. Dans ce cas, chaque tension  $U_{i0}$ ,  $i = 1..3$  prendrait les valeurs consécutives suivantes :

$$U_{10}, U_{20}, U_{30} \in \left\{ 0, \frac{1}{3^K - 1}U_e, \frac{2}{3^K - 1}U_e, \dots, \frac{3^K - 2}{3^K - 1}U_e, \frac{3^K - 1}{3^K - 1}U_e \right\} \quad (3.5)$$

$$\text{avec } U_e = 2 \sum_{j=1}^K U_{dj} \quad (3.6)$$

Avec un tel raisonnement, on aboutit donc à un système simple de  $3^K$  équations toutes compatibles, à  $K$  inconnues seulement ; les inconnues étant les  $U_{dj}$ ,  $j = 1..K$ . La relation (3.7) est la forme récurrente des  $K$  solutions cherchées :

$$U_{dj} = \frac{3^{(j-1)}}{3^K - 1} U_e \quad (3.7)$$

En utilisant la terminologie adoptée au chapitre précédent, on aboutit au résultat suivant concernant les coefficients de dissymétrie partielle :

$$\delta_h = \frac{U_{dh}}{U_{d(h-1)}}, \quad \forall h = 2..K, \quad \delta_2 = \delta_3 = \dots = \delta_K = 3 \quad (3.8)$$

$$U_{dK} = 3U_{d(K-1)} = 3^2U_{d(K-2)} = \dots = 3^{K-1}U_{d2} = 3^KU_{d1}$$

En conclusion, si les tensions d'alimentation des cellules partielles forment une suite géométrique de raison trois, alors le convertisseur multiniveau génère une tension ayant  $3^K$  valeurs sans aucun état redondant, ce qui correspond à la résolution optimale du phaseur spatial de la tension triphasée à la sortie du convertisseur.

A la fig.3.5, nous avons représenté les différentes possibilités de commutation de deux cellules partielles mises en série sur une phase d'un convertisseur multiniveau dit asymétrique. La première cellule est alimentée par la tension  $U_{d1} = 1 \text{ p.u.}$ , et la deuxième par  $U_{d2} = 3 \text{ p.u.}$  Conformément à la relation (3.3), chaque cellule ne peut générer qu'au plus trois valeurs :  $U_{p11} \in$

### 3.2. COEFFICIENTS DE DISSYMMÉTRIE

$\{-1, 0, +1\}$  et  $U_{p12} \in \{-3, 0, +3\}$ . Il en résulte une tension de phase ayant neuf valeurs différentes,  $U_{s1} \in \{-4, -3, -2, -1, 0, +1, +2, +3, +4\}$ .

En connectant trois cellules en séries sur la même phase et en les alimentant avec des tensions formant une suite géométrique de raison trois ( $U_{d1} = 1 p.u$ ,  $U_{d2} = 3 p.u$  et  $U_{d3} = 9 p.u$ ), il en résulte une tension de phase ayant 27 valeurs différentes,  $U_{s1} \in \{-13, -12, \dots, +12, +13\}$ . A la fig.3.6, nous avons représenté les différentes possibilités de commutation des trois cellules partielles.

Ces deux figures montrent que la génération d'un niveau de tension donné sur une phase ne peut se faire qu'avec une et une seule possibilité de commutation des différentes cellules partielles sur cette phase. A partir de la fig.3.6 par exemple, on voit que la seule et unique possibilité de commutation des cellules partielles permettant de générer la tension  $U_{s1} = +7$ , est la suivante :  $U_{p11} = +1$ ,  $U_{p12} = -3$  et  $U_{p13} = +9$ . Il n'existe donc aucun état redondant.

Pour pouvoir générer par exemple  $N = 27$  niveaux avec un convertisseur symétrique, il aurait fallu  $K = 13$  cellules partielles en série sur une seule phase [7], [11], [23].

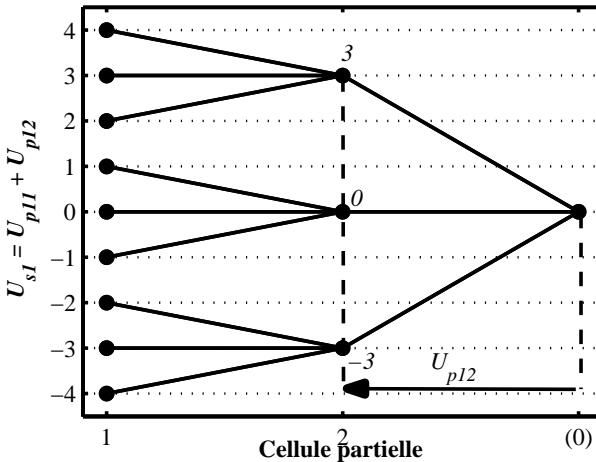


FIG. 3.5 – Possibilités de commutations des 2-cellules partielles sur un convertisseur multiniveau :  $U_{d1} = 1$ ,  $U_{d2} = 3$

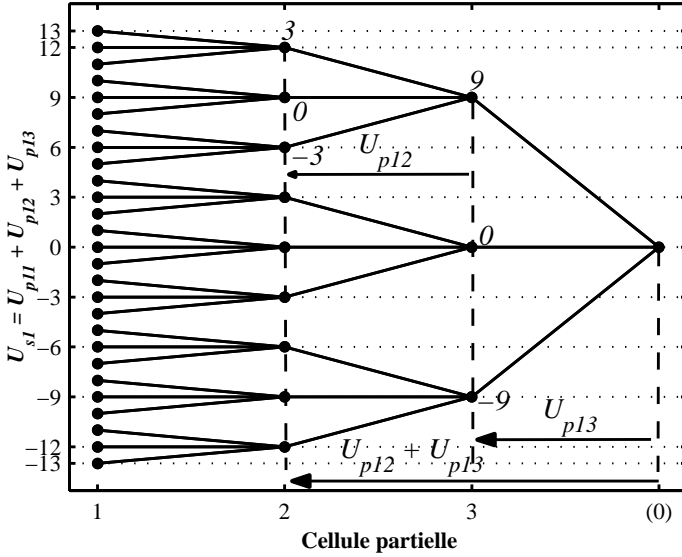


FIG. 3.6 – Possibilités de commutations des 3-cellules partielles sur un convertisseur multiniveaux :  $U_{d1} = 1$ ,  $U_{d2} = 3$  et  $U_{d3} = 9$

### 3.2.2 Tensions partielles basées sur une progression géométrique de raison deux

Un exemple de cette solution a été proposé par M. Manjrekar, T. Lipo et P. Steimer [49]-[50]. En utilisant la terminologie explicitée plus haut, tous les coefficients de dissymétrie partielle valent deux. Ainsi, les tensions intermédiaires d'alimentation des cellules partielles forment une suite géométrique de raison deux.

$$\begin{cases} \delta_h = \frac{U_{dh}}{U_{d(h-1)}}, \quad \forall h = 2..K, \quad \delta_2 = \delta_3 = \dots = \delta_K = 2 \\ U_{dK} = 2U_{d(K-1)} = 2^2U_{d(K-2)} = \dots = 2^{(K-1)}U_{d2} = 2^KU_{d1} \end{cases} \quad (3.9)$$

Dans ce cas, le nombre de niveaux est donné par :

$$N = 2^{(K+1)} - 1 \quad (3.10)$$

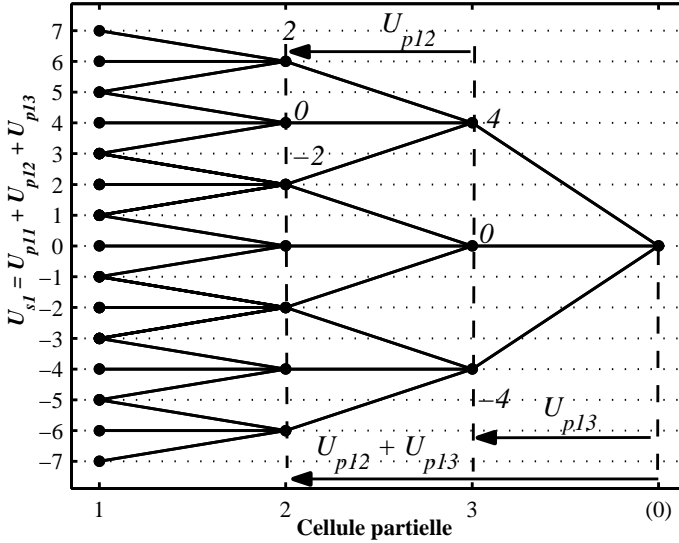


FIG. 3.7 – Possibilités de commutations des 3-cellules partielles sur un convertisseur multiniveau :  $U_{d1} = 1, U_{d2} = 2$  et  $U_{d3} = 4$

Comme le montre la fig.3.7, la génération de certains niveaux de tension sur une phase peut se faire avec plus d'une séquence de commutation sur les différentes cellules partielles sur cette phase. Par exemple, on voit qu'il est possible de générer la tension  $U_{s1} = +5$  avec les deux combinaisons suivantes :  $(U_{p11}, U_{p12}, U_{p13}) = (-1, 2, 4)$  et  $(1, 0, 4)$ . Ces états redondants peuvent être exploités pour l'optimisation des commutations sur le convertisseur.

### 3.2.3 Expressions généralisées

En connectant  $K$ -cellules partielles en série sur une phase, il est possible de générer  $N$ -niveaux de tensions sur cette phase. Comme nous venons de le montrer, ce nombre de niveaux dépend de la façon dont on choisit les tensions d'alimentation de ces cellules. Le plus petit nombre de niveaux que le convertisseur multiniveau à pas uniforme puisse générer est noté  $N_{min}$  et le plus grand nombre est noté  $N_{max}$ . Ces deux grandeurs sont liées au

nombre de cellules  $K$  par les relations suivantes :

$$\begin{cases} N_{min} = 2K + 1 \\ N_{max} = 3^K \end{cases} \quad (3.11)$$

Toute fois en fonction du choix, il est possible de générer un nombre de niveaux compris entre  $N_{min}$  et  $N_{max}$ . Le choix basé sur une progression géométrique de raison deux n'est qu'une seule de ces possibilités.

Pour être certain de définir un convertisseur multiniveau à pas uniforme, le premier coefficient de dissymétrie totale doit être choisi en fonction du nombre de niveaux  $N$  de la tension continue équivalente  $U_e$  que doit pouvoir générer le convertisseur [51] :

$$\lambda_1 = N - 1 \quad (3.12)$$

En adoptant une notation par unité (p.u.), avec  $\lambda_1$  comme tension de base, toutes les tensions intermédiaires sont des entiers naturels. Nous avons adopté une notation en minuscule pour les grandeurs p.u., ainsi la grandeur réelle  $U$  a pour valeur p.u.  $u$  :

$$\begin{cases} u_{si} = \frac{U_{si}}{U_{d1}}, \quad \forall i = 1..3 \\ u_{dj} = \frac{U_{dj}}{U_{d1}} = \frac{\lambda_j}{\lambda_1}, \quad \forall j = 1..K \end{cases} \Rightarrow u_{dj} \in \mathbf{N}^* \quad (3.13)$$

Les tensions  $u_{dj}$  doivent en plus respecter les deux conditions données par la relation (3.14). Ainsi, le nombre de niveaux correspondant à un groupe donné de tensions intermédiaires s'obtient par la relation (3.15) ([51] - [52]).

$$\begin{cases} u_{d1} \leq u_{d2} \leq \dots \leq u_{dK} \\ u_{dj} \leq 2 \left( \sum_{L=1}^{j-1} u_{dL} \right) + 1 \end{cases} \quad (3.14)$$

$$N = 2 \left( \sum_{j=1}^K u_{dj} \right) + 1 \quad (3.15)$$



A partir des relations (3.14), on peut déduire que les valeurs maximales que peuvent prendre les tensions  $u_{dj}$ , ( $j = 1..K$ ) sont telles que :

$$u_{d1_{max}} = 1, u_{d2_{max}} = 3, \dots, u_{d(K-1)_{max}} = 3^{(K-2)}, u_{dK_{max}} = 3^{(K-1)} \quad (3.16)$$

Ces tensions forment une progression géométrique de raison trois, ce qui reste cohérent avec les résultats obtenus à la section §.3.2.1.

La relation (3.15) montre que pour un convertisseur multiniveau symétrique, le nombre de niveaux de la tension générée vaut  $2K+1$ , ce qui corrobore avec les précédents travaux [5], [7], [11], [23] et [21].

$$N_{sym} = 2 \underbrace{(1 + 1 + \dots + 1)}_{K\text{-fois}} + 1 = 2K + 1 = N_{min} \quad (3.17)$$

La résolution du système formé par les inéquations (3.14) est suffisante pour pouvoir fixer les tensions  $u_{dj}$ . Ce système peut dans certains cas aboutir à l'obtention de solutions redondantes vérifiant la relation (3.15). Une traduction de cette possibilité de redondance de solution aboutit à la conclusion suivante : il est éventuellement possible de générer le même nombre de niveaux à la sortie du convertisseur multiniveau, en alimentant les onduleurs partiels de différentes façons. Le tableau tab. 3.1 donne quelques possibilités de solutions redondantes. Ainsi, avec  $K = 4$ , il existe cinq possibilités d'alimentation des onduleurs partiels permettant d'obtenir 19 niveaux de tension à la sortie du convertisseur, et sept possibilités pour obtenir 21 niveaux. La possibilité de choisir des tensions intermédiaires différentes les unes des autres, et la possibilité de redondance dans ces choix, sont autant de degrés de liberté qu'offrent les convertisseurs multiniveaux asymétriques à l'utilisateur.

$u_{d1}$	$u_{d2}$	$u_{d3}$	$u_{d4}$	$N$ -niveaux
1	1	1	6	19
1	1	2	5	
1	1	3	4	
1	2	2	4	
1	2	3	3	
1	1	1	7	21
1	1	2	6	
1	1	3	5	
1	1	4	4	
1	2	2	5	
1	2	3	4	
1	3	3	3	

TAB. 3.1 – Exemples de possibilités redondantes d'alimentation avec 4 cellules

### 3.2.4 Exemples de résultats

Aux fig.3.8 et fig.3.9 , nous avons représenté la tension à la sortie d'une phase d'un convertisseur multiniveau, ainsi que celle à la sortie de trois cellules partielles qui sont connectées en série sur cette phase. Les cellules partielles sont alimentées par les groupes de tensions  $u_{d1} = 1 p.u.$ ,  $u_{d2} = 2$  et  $u_{d3} = 6$  (fig.3.8) et  $u_{d1} = 1 p.u.$ ,  $u_{d2} = 3$  et  $u_{d3} = 5$ (fig.3.9). Il en résulte dans les deux cas, une tension ayant  $N = 19$  valeurs différentes, avec trois cellules en série par phase seulement, au lieu de neuf avec un convertisseur symétrique  $u_{d1} = u_{d2} = u_{d3} = 1$ .

La cellule alimentée par la plus petite tension est la plus sollicitée, elle commute donc à une fréquence beaucoup plus élevée que les autres.

La fréquence limite du modulateur est fixée par les capacités de commutation de la petite cellule. Des interrupteurs peuvent donc différencier d'une cellule à l'autre (Power MOSFET, IGCT, GTO, IGBT etc.) et la distribution des pertes par commutation et par conduction diffère ainsi entre cellules. La possibilité éventuelle d'avoir des états d'enclenchement redondants offre la possibilité de réduire l'écart des pertes, ainsi que celui du nombre de commutations entre cellules.

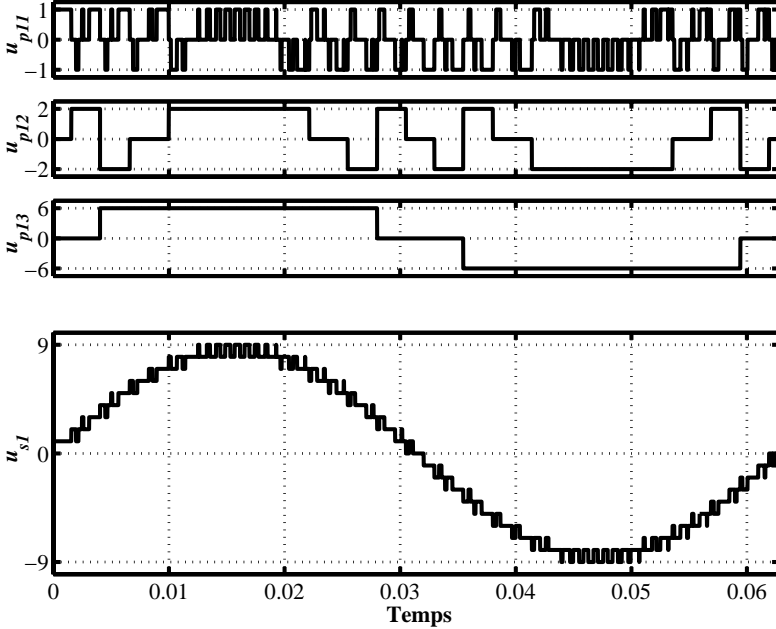


FIG. 3.8 – Tension à la sortie des  $K = 3$  cellules partielles et tension sur un bras du convertisseur avec deux possibilités d'alimentation ( $u_{d1} = 1$ ,  $u_{d2} = 2$ ,  $u_{d3} = 6$ )  $\Rightarrow N = 19$

### 3.3 Stratégies de modulation

Dans cette section, nous rappelons brièvement le principe de deux stratégies de modulations : la modulation par gradins ou par paliers, et la modulation hybride, qui combine la précédente et celle basée sur la modulation à largeur d'impulsions. Le but est d'analyser pour chacune d'entre-elles, les commutations sur chaque cellule partielle du convertisseur. Cette analyse aboutit à l'expression analytique des tensions à la sortie de chaque cellule partielle. Ce qui permettra une analyse précise de l'échange énergétique entre cellules. Ces expressions seront également exploitées pour la détermination du courant dans les bus continus, ainsi qu'une modélisation de l'effet de la

tension du mode commun sur le transformateur triphasé multi-enroulements.

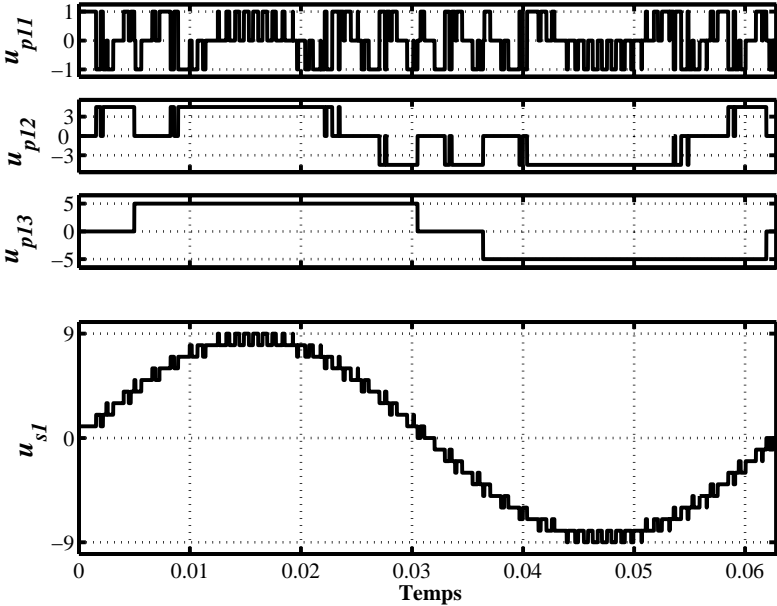


FIG. 3.9 – Tension à la sortie des  $K = 3$  cellules partielles et tension sur un bras du convertisseur avec deux possibilités d'alimentation  $u_{d1} = 1, u_{d2} = 3, u_{d3} = 5 \Rightarrow N = 19$

### 3.3.1 Modulation par gradin

Comme nous l'avons dit au chapitre précédent, cette méthode de modulation consiste simplement à générer à la sortie du convertisseur multiniveau, une tension par palier non modulée. Cette tension correspond à la valeur quantifiée de la référence sinusoïdale (image désirée du fondamental), comme le montre la fig.3.10.

Si le convertisseur est à pas uniforme, alors on a  $E_1 = E_2 = \dots = E_K = u_{d1}$ . Si le nombre total de commutations sur une demi-période est noté  $p$ , à des instants  $\theta_i t$  (avec  $i = 1..p/2$ ), alors le développement en série de Fourier de la tension à la sortie du convertisseur est donné par la relation (3.18).

### 3.3. STRATÉGIES DE MODULATION

Dans laquelle l'amplitude maximale du fondamental s'obtient en fixant tous les angles  $\theta_i = 0$  avec  $i = 1..p/2$ . La détermination des tensions à la sortie des cellules partielles dépend du nombre de cellules mises en série sur chaque phase. Si le convertisseur est symétrique, la tension à la sortie du convertisseur à  $K$ -cellules partielles par phase comporte  $N = 2K + 1$  paliers différents, et chaque cellules ne commute qu'une seule fois pendant un quart de la période. Dans ce cas, les développements en série de Fourier de toutes les tensions partielles peuvent se mettre sous la forme (3.19).

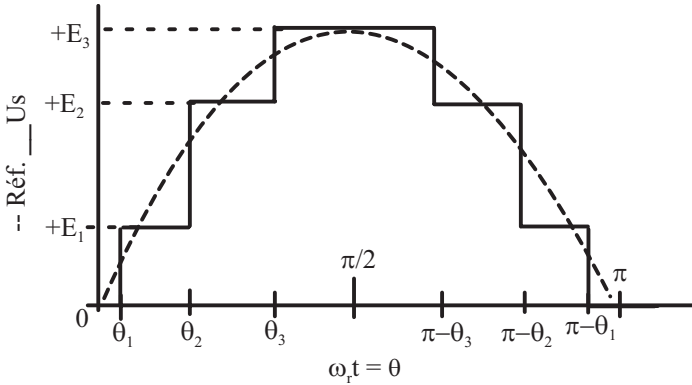


FIG. 3.10 – Signal sinusoïdal et tension à la sortie d'un convertisseur multi-niveau commandé par une modulation par gradins sur une demi-période

$$\left\{ \begin{array}{l}
 u_s = \sum_{h=1}^{+\infty} U_{sh} \sin((2h-1)\theta) \\
 U_{sh} = \frac{4}{\pi} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sum_{i=1}^{p/2} \cos((2h-1)\theta_i) \\
 \theta_1 < \theta_2 < \dots \leq \theta_{p/2} \leq \frac{\pi}{2}, \quad p = \frac{N-1}{2} \\
 U_{s1max} = \frac{4}{\pi} \frac{p}{2} u_{d1}
 \end{array} \right. \quad (3.18)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{pj} = \sum_{h=1}^{+\infty} U_{pj_h} \sin((2h-1)\theta) \\ U_{pj_h} = \frac{4}{\pi} \frac{u_{d1}}{2h-1} \cdot \cos((2h-1)\theta_j) \quad j = 1..K \end{array} \right. \quad (3.19)$$

Si le convertisseur est asymétrique, le nombre total de commutations de chaque cellule partielle dépend de la valeur de la tension qui l'alimente, donc de sa position dans la structure du convertisseur. Toutefois, l'expression des tensions partielles peut être mise sous la forme suivante :

$$u_{pj} = \sum_{h=1}^{+\infty} U_{pj_h} \sin((2h-1)\theta); \quad j = 1..K \quad (3.20)$$

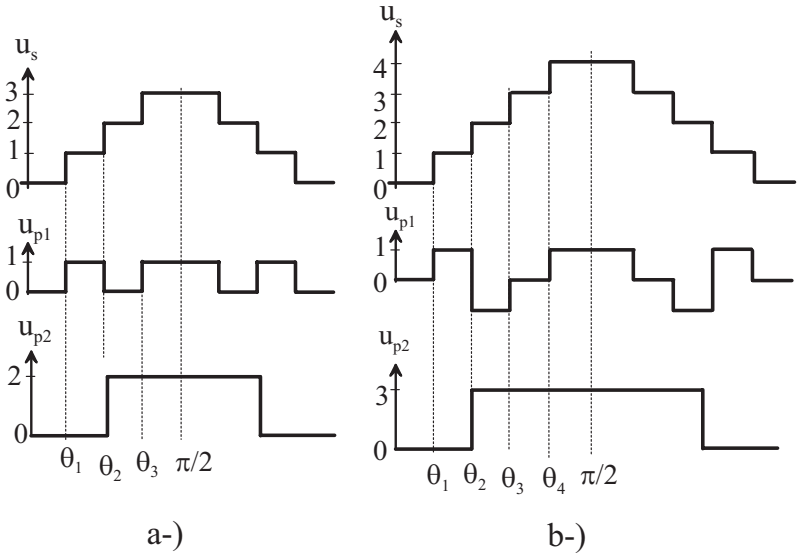


FIG. 3.11 – Tensions à la sortie d'un convertisseur à deux cellules par phase et aux bornes de ces cellules a-)  $u_{d1} = 1, u_{d2} = 2$  ;  $u_{d1} = 1, u_{d2} = 3$

### 3.3. STRATÉGIES DE MODULATION

---

Le coefficient  $U_{pj_n}$  est à déterminer selon chaque combinaison des tensions  $u_{d_j}$ , et c'est l'expression mise sous cette forme qui sera exploitée dans la suite. A la fig.3.11, nous avons représenté le détail des commutations sur deux cellules par phase pour deux combinaisons d'alimentation. Les deux tensions à la sortie de ces cellules partielles sont données par les relations ci-dessous, dans lesquelles  $\theta_{ih} = (2h - 1)\theta_i$ ,  $i = 1..3$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{p1} = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \{ \cos(\theta_{1h}) - \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{3h}) \} \\ u_{p2} = \frac{8}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \cos(\theta_{2h}) \end{array} \right. \quad (3.21)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{p1} = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \{ \cos(\theta_{1h}) - \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{3h}) + \cos(\theta_{4h}) \} \\ u_{p2} = \frac{12}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \cos(\theta_{2h}) \end{array} \right. \quad (3.22)$$

### 3.3.2 Modulation hybride

#### Principe

La modulation hybride, proposée dans [50] combine la modulation par gradins et la modulation sinusoïdale par largeur d'impulsions. La cellule ayant la plus grande tension  $u_k$  interviendra si le signal de référence est supérieur à la somme des autres tensions continues. Tant que cette condition n'est pas vérifiée, la tension  $u_{pK}$  restera nulle. Et l'onduleur suivant n'interviendra à son tour que si le signal de référence est supérieur à la somme des autres tensions continues, et ainsi de suite. La dernière référence quant à elle, est comparée à un triangle.

Cette façon de procéder revient simplement à utiliser des comparateurs avec un seuil de commutation en amplitude fixé en fonction de l'amplitude souhaitée pour chaque cellule partielle, comme le montre la fig.3.12. Le générateur de connexion convertit le signal désiré à la sortie du convertisseur en impulsions de commande des interrupteurs de puissance. Les fig.3.13 à fig.3.18 montrent quelques résultats, pour différentes valeurs de l'indice de modulation,  $M$ .

Les tensions d'alimentation sont normalisées par rapport à l'amplitude maximale de la tension d'une phase du convertisseur.  $u_{smax} = \sum_{j=1}^K u_{dj}$  et  $V_{ref} = M \sin(\omega_r t)$ .

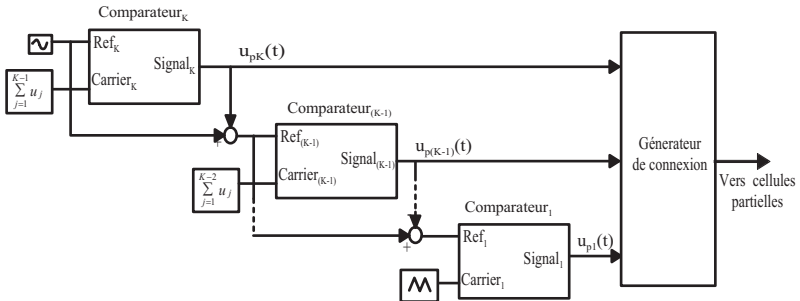


FIG. 3.12 – *Stratégie de modulation Hybride [50]*



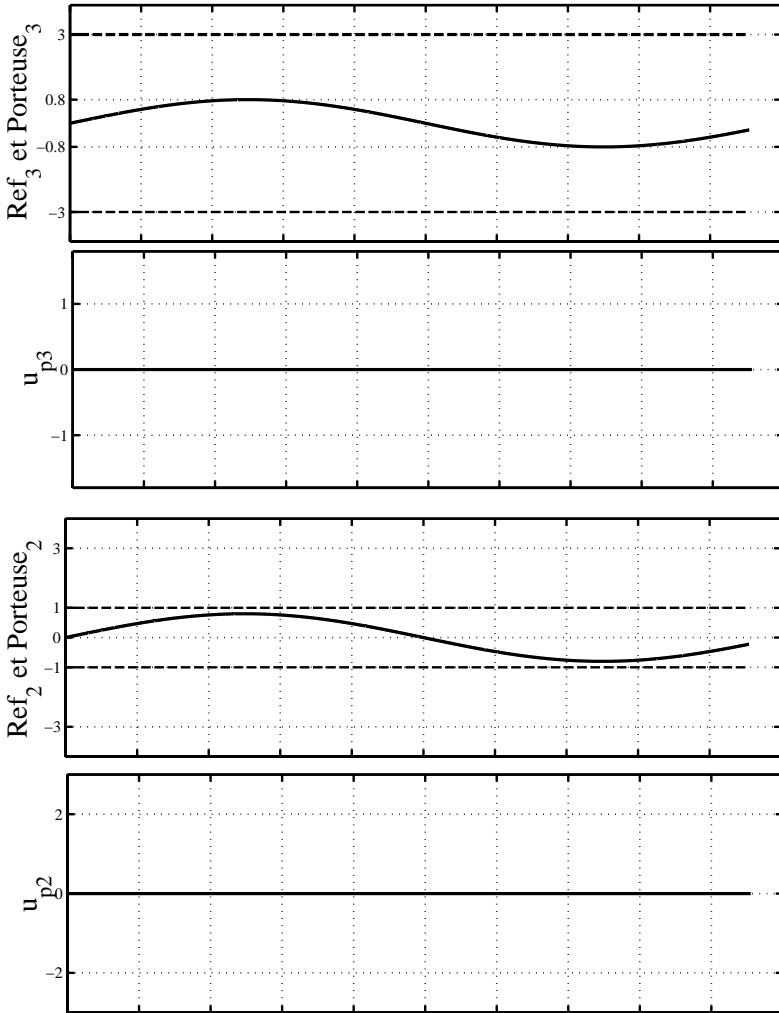


FIG. 3.13 – Trois cellules par phase : Forme des signaux pour une modulation hybride, cellules 3 et 2 :  $A_r = 0.8$  ( $M = 10\%$ ) et  $f_c = 25f_r$

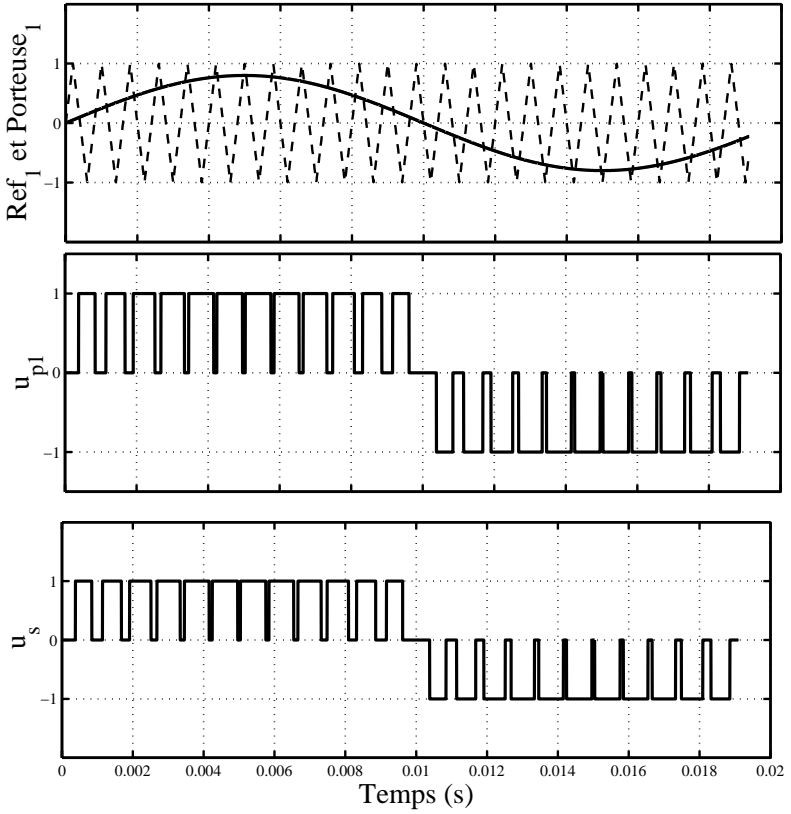


FIG. 3.14 – Trois cellules par phase : Forme des signaux pour une modulation hybride, cellule 1 et tension totale :  $A_r = 0.8$  ( $M = 10\%$ ) et  $f_c = 25f_r$

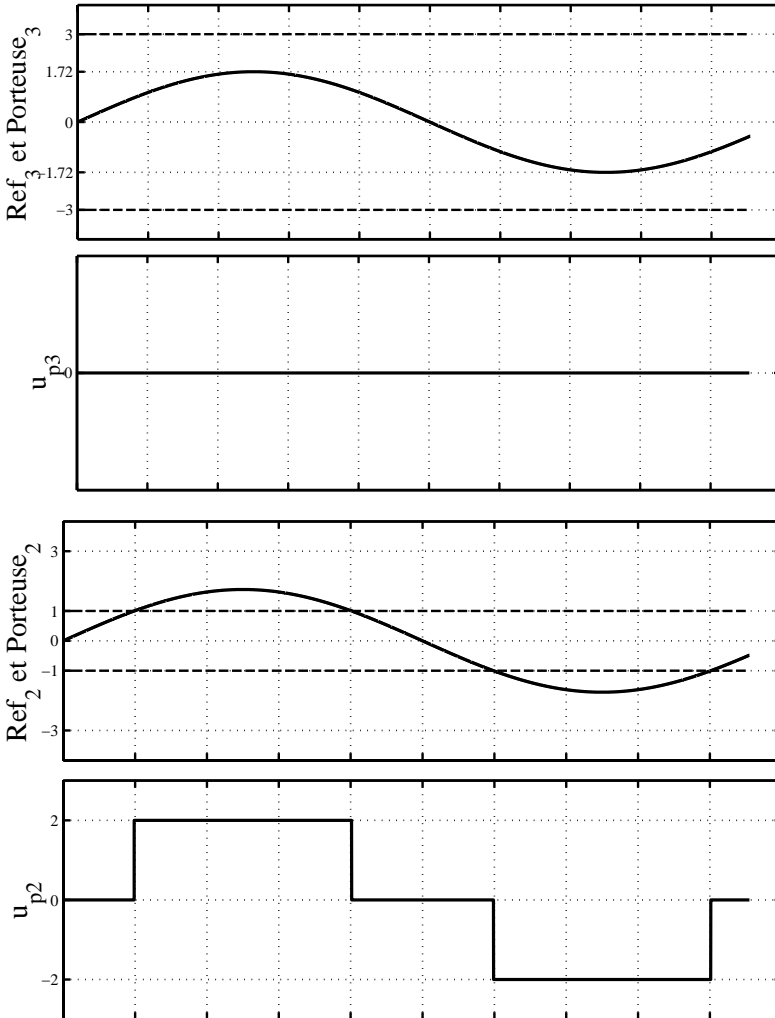


FIG. 3.15 – Trois cellules par phase : Forme des signaux pour une modulation hybride, cellules 3 et 2 :  $A_r = 1.72$  ( $M = 21.5\%$ ) et  $f_c = 25f_r$

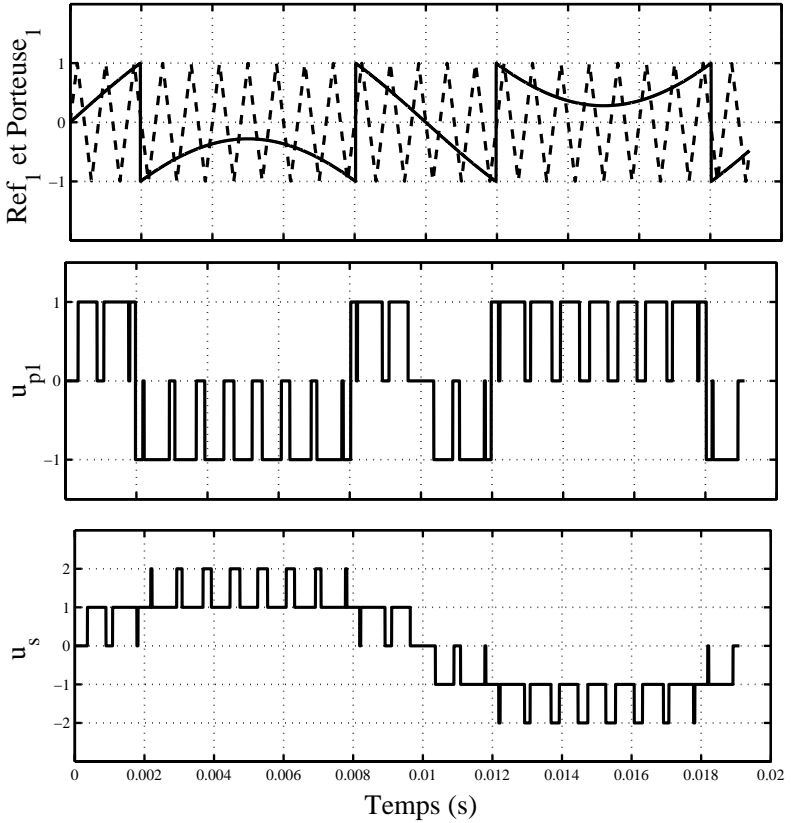


FIG. 3.16 – Trois cellules par phase : Forme des signaux pour une modulation hybride, cellule 1 et tension totale :  $A_r = 1.72$  ( $M = 21.5\%$ ) et  $f_c = 25f_r$

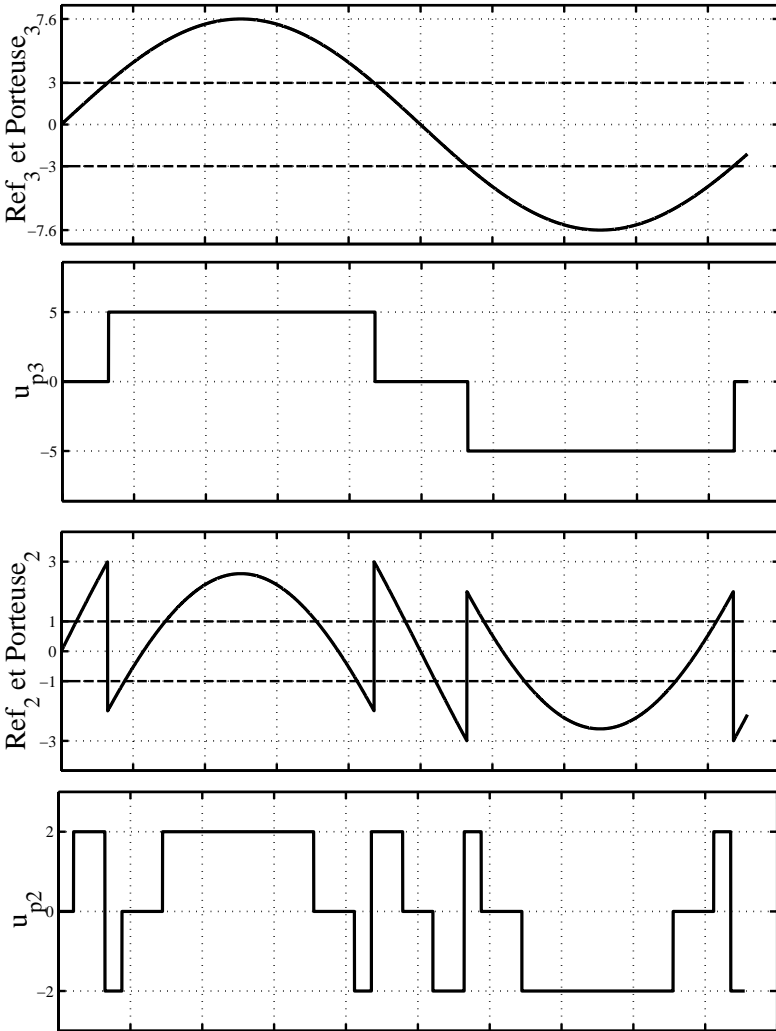


FIG. 3.17 – Trois cellules par phase : Forme des signaux pour une modulation hybride, cellules 3 et 2 :  $A_r = 7.60$  ( $M = 95.0\%$ ) et  $f_c = 25f_r$

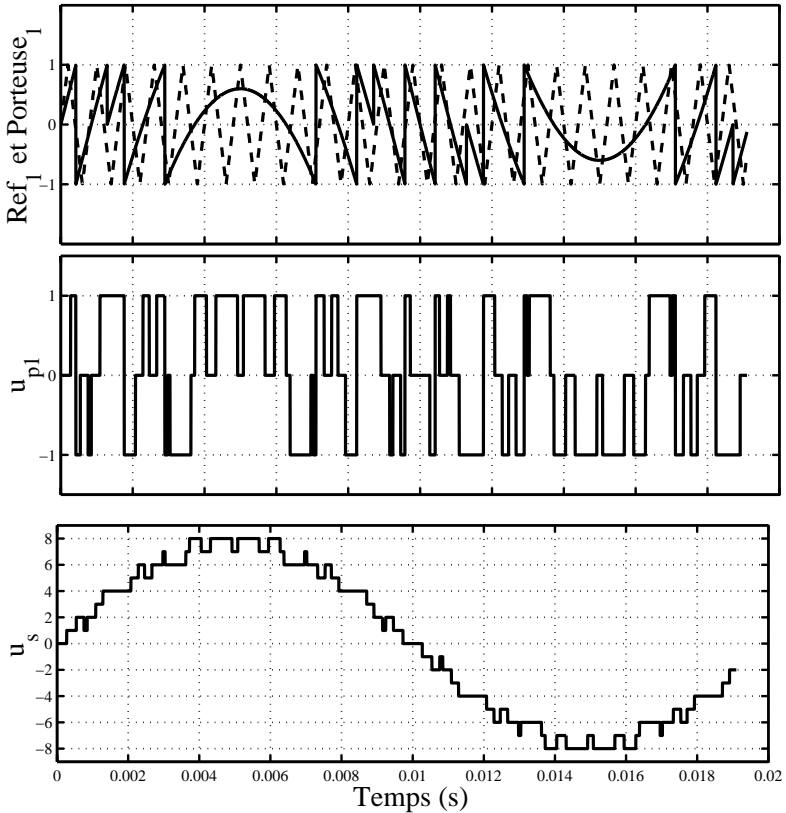


FIG. 3.18 – Trois cellules par phase : Forme des signaux pour une modulation hybride, cellule 1 et tension totale :  $A_r = 7.60$  ( $M = 95.0\%$ ) et  $f_c = 25f_r$

### Expressions analytiques des tensions

La fig.3.19 montre un exemple des tensions à la sortie de trois cellules partielles. Les angles  $\theta$  peuvent être déterminés en utilisant le principe énoncé plus haut et en l'adaptant à toutes les autres cellules. Ainsi nous aurons les relations suivantes [6] :

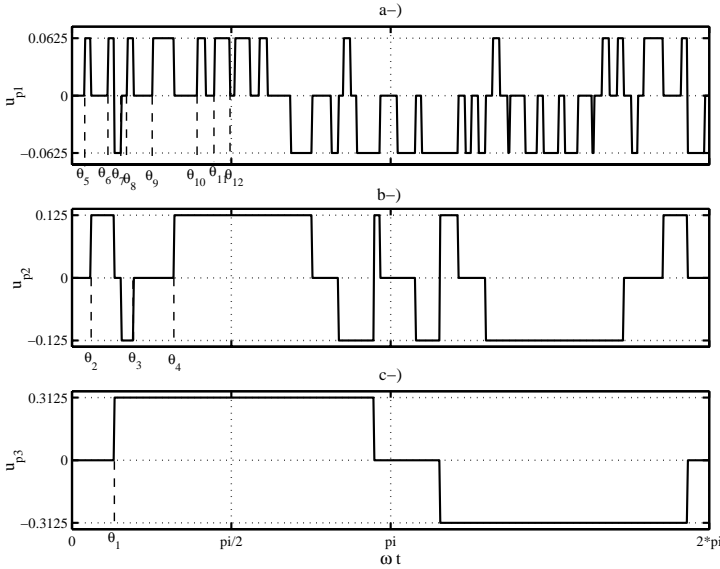


FIG. 3.19 – Tension à la sortie de trois cellules partielles connectées en série,  $u_1 = 1/8$ ,  $u_2 = 2/8$  et  $u_3 = 5/8$  p.u.

$$\left\{ \begin{array}{l} M \sin(\theta_1) = \sum_{j=1}^{K-1} u_j \qquad M \sin(\theta_2) = \sum_{j=1}^{K-2} u_j \\ M \sin(\theta_3) - u_K = - \sum_{j=1}^{K-2} u_j \qquad M \sin(\theta_4) - u_K = \sum_{j=1}^{K-2} u_j \\ M \sin(\theta_5) = \sum_{j=1}^{K-3} u_j \qquad M \sin(\theta_6) - u_{K-1} = - \sum_{j=1}^{K-3} u_j \\ \dots \end{array} \right. \quad (3.23)$$

En appliquant ces relations au principe résumé plus haut, on obtient le développement en série de Fourier des tensions partielles  $u_{pK} \dots u_{p2}$ , dans lesquels  $\theta_{xh} = (2h - 1) \theta_{xh}$ ,  $x = 1 \dots p/2$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{pK} = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{u_K}{2h-1} \sin((2h-1)\omega_r t) \cdot \{\cos(\theta_{1h})\} \\ u_{p(K-1)} = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{u_{(K-1)}}{2h-1} \sin((2h-1)\omega_r t) \cdot \{\cos(\theta_{2h}) + \\ - \cos((2h-1)\theta_1) - \cos(\theta_{1h}) + \cos(\theta_{3h}) + \cos(\theta_{4h})\} \\ \dots \\ u_{p2} = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{u_2}{2h-1} \sin((2h-1)\omega_r t) \cdot \{\cos(\theta_{\dots h}) + \\ - \cos(\theta_{\dots h}) - \cos(\theta_{\dots h}) + \cos(\theta_{\dots h}) + \cos(\theta_{\dots h}) \\ - \cos(\theta_{\dots h}) - \cos(\theta_{\dots h}) + \cos(\theta_{\dots h}) + \cos(\theta_{\dots h})\} \end{array} \right. \quad (3.24)$$

Ces relations montrent qu'on peut mettre chacune des tensions  $u_{pj}$ ,  $j = 2..K$  sous une forme générale :

$$u_{pj} = \sum_{h=1}^{+\infty} U_{pj_h} \sin((2h-1)\omega_r t) \quad (3.25)$$

La détermination de l'expression de la tension  $u_{p1}$  se fait en considérant comme référence, la signal donné par :

$$u_{(p1)ref} = M \sin(\omega_r t) - \sum_{j=2}^K \left[ \sum_{h=1}^{+\infty} U_{pj_h} \sin((2h-1)\omega_r t) \right] \quad (3.26)$$

Le principe d'obtention de la tension à la sortie en utilisant une modulation par largeur d'impulsions est donné dans [53]. L'équation (3.27) est le résultat de ce calcul.



$$\left\{ \begin{array}{l} u_{p1} = M \sin(\omega_r t) + \\ + \sum_{m=1}^{+\infty} \left\{ \frac{4}{m\pi} \sum_{k=1}^{+\infty} [J_{(2k-1)}(m\pi M) \sin((2k-1)\theta)] * \cos(mM_f\theta) \right\} \\ - \sum_{j=2}^K \sum_{h=1}^{+\infty} V_{ond_{jh}} \end{array} \right\} \quad (3.27)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ond_{jh}} = U_{pj_h} \sin(\theta_h) + \\ \sum_{m=1}^{+\infty} \left\{ \frac{4}{m\pi} \sum_{k=1}^{+\infty} [J_{(2k-1)}(m\pi U_{pj_h}) \sin((2k-1)\theta_h)] * \cos(mM_f\theta_h) \right\} \end{array} \right\} \quad (3.28)$$

Les deux premiers termes du membre de droite de l'équation (3.27) correspondent à la tension de sortie d'un onduleur monophasé commandé par modulation de largeur d'impulsions, avec une référence qui vaut  $M \sin(\omega_r t)$ . Le dernier terme correspond au même résultat, mais avec une référence  $U_{pj_h} \sin((2h-1)\omega_r t)$ . La tension à la sortie du convertisseur multiniveau correspond à la somme des tensions  $u_{pj}$  :  $u_s = u_{p1} + u_{p1} + \dots + u_{pK}$

### 3.4 Échange énergétique entre cellules partielles

Lorsque plusieurs cellules sont connectées en série sur une même phase, elles sont traversées par le même courant  $i_s$ . Chaque cellule  $j$  génère une tension  $u_{pj}$ , et fournit une puissance active  $p_j$  telle que :

$$p_j = u_{pj} * i_s \quad (3.29)$$

En fonction des commutations des interrupteurs d'une cellule et de la valeur du courant, la contribution en puissance d'une cellule peut être négative. A la fig.3.20, nous avons représenté les différentes tensions à la sortie de deux cellules connectées en série, (avec  $u_{d1} = 1 \text{ p.u.}$  et  $u_{d2} = 2 \text{ p.u.}$ ), ainsi

que les puissances qu'elles fournissent. Elle sont commandées par la méthode de modulation hybride.

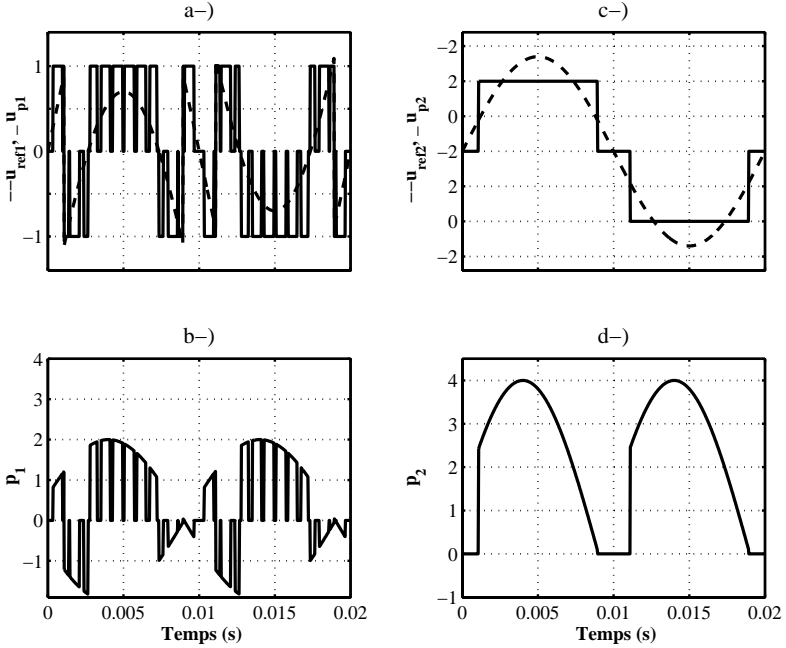


FIG. 3.20 – Tensions partielles et références des onduleurs (a et c), ainsi que puissance active fournie (b et d)

### 3.4.1 Analyse des expressions analytiques

Pour analyser le comportement des deux cellules connectées en série sur la même phase ainsi que le transfert d'énergie qui s'y opère, nous nous intéressons uniquement au fondamental de la tension partielle de chacune de ces cellules. A partir des équations précédemment établies pour une modulation hybride, nous avons les relations suivantes [6] :

$$u_{p2F} = \frac{8}{\pi} u_{d1} \cos \left[ \sin^{-1} \left( \frac{1}{3M} \right) \right] \sin(\omega t) \quad (3.30)$$

$$u_{p1F} = \left\{ 3M - \frac{8}{\pi} u_{d1} \cos \left[ \sin^{-1} \left( \frac{1}{3M} \right) \right] \right\} \sin(\omega t) \quad (3.31)$$

L'amplitude de ces tensions est donnée par les relations ci-dessous, dans lesquelles les tensions ont été normalisées, afin que la tension totale  $u_s$  ait une amplitude égale au plus à 1 p.u, donc  $u_{d1} = 1/3p.u$

$$u_{p2F_{max}} = \frac{8}{3\pi} \cos \left[ \sin^{-1} \left( \frac{1}{3M} \right) \right] \quad (3.32)$$

$$u_{p1F_{max}} = M - \frac{8}{3\pi} \cos \left[ \sin^{-1} \left( \frac{1}{3M} \right) \right] \quad (3.33)$$

La fig.3.21 montre la variation de l'amplitude du fondamental de tension à la sortie des deux cellules en fonction de l'indice de modulation  $M$ . Normalement, l'amplitude de la tension de la cellule alimentée par la grande tension ne devrait pas dépasser la première bissectrice en traits discontinus. Cette figure montre donc que dans une certaine plage de l'indice de modulation, cette cellule fournit plus de tension qu'il n'en faut. Dans cette même plage de l'indice de modulation, la petite cellule est amenée à fournir une tension négative compensatrice. Et en terme de puissance transmise, la petite cellule reçoit de l'énergie de la part de la grande cellule.

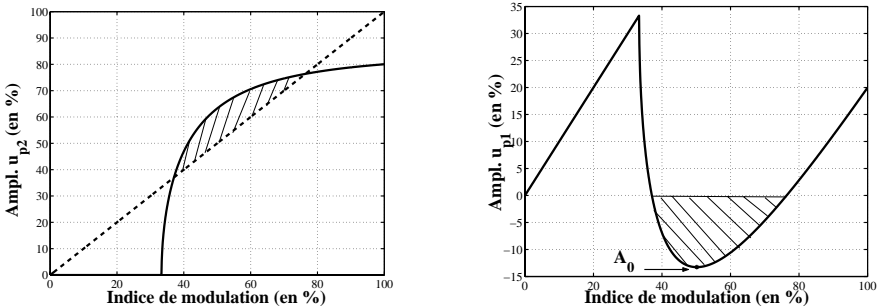


FIG. 3.21 – Amplitude de la tension du fondamental de  $u_{p2}$  et  $u_{p1}$  en fonction de l'indice de modulation  $M$

Cette puissance qui circule entre cellules ne fait pas partie de la puissance utile. Elle occasionne donc des pertes et dégrade le rendement du convertisseur. Si le bus continu est alimenté par un convertisseur non réversible (pont de diodes), et qu'aucun élément de dissipation n'est prévu, alors cette interaction de la puissance se traduit par la charge du condensateur du circuit intermédiaire et par conséquent, occasionne une augmentation de la tension du bus continu. Cette augmentation n'étant pas contrôlée, les coefficients de dissymétrie partielle entre cellules ne sont plus des nombres entiers. Ce qui conduit à la génération d'une tension à pas non uniforme à la sortie du convertisseur, donc à une détérioration de la résolution du phaseur spatial.

L'intervalle de l'indice de modulation dans lequel on pourrait avoir une interaction énergétique entre cellules s'obtient en déterminant les points d'intersection entre la première bissectrice (droite d'équation  $y=M$ ) et l'amplitude du fondamental de la tension de la grande cellule. On peut encore la définir en déterminant les points où l'amplitude du fondamental de la tension de la petite cellule coupe l'axe des abscisses.

Tout revient donc à résoudre l'équation suivante :

$$u_{p1F_{max}} = 0 \tag{3.34}$$

on aboutit à l'équation :

$$\sin^{-1} \left( \frac{1}{3M} \right) = \cos^{-1} \left( \frac{3\pi M}{8} \right) \tag{3.35}$$

La solution s'obtient en résolvant l'équation (3.36) :

$$\left( \frac{1}{3M} \right)^2 + \left( \frac{3\pi M}{8} \right)^2 = 1 \tag{3.36}$$

Les deux valeurs de  $M$  qui satisfont cette équation sont données par :

$$M(\%) = \{37.05, 76.37\}$$

Ces deux valeurs de l'indice de modulation définissent la plage dans laquelle l'interaction de la puissance est néfaste.

On peut également remarquer que la tension  $u_{p2}$  possède très peu de commutations. Le développement en série de Fourier de cette tension a été possible, en déterminant la valeur de la première commutation sur la deuxième

cellule. L'angle  $\theta_1$  (voir fig.3.19-c) a été déterminé en résolvant l'équation

$$M \sin(\theta_1) = \frac{u_{d1}}{u_{d1} + u_{d2}} = \frac{1}{3}, \quad 0 \leq M \leq 1$$

C'est principalement la valeur de cet angle qui détermine l'amplitude de cette tension. Sur la fig.3.21, on a montré que cette amplitude dépasse la première bissectrice. La surface délimitée par cette courbe et la première bissectrice permet de quantifier l'énergie excessivement générée par la grande cellule. Pour que cette énergie soit nulle, il suffit alors que la méthode de modulation utilisée permette d'obtenir une tension dont l'amplitude soit au plus égale à la première bissectrice. Autrement dit, l'amplitude du fondamental de la deuxième cellule doit être au plus tangente à cette droite. Une autre façon de procéder consiste à moduler de telle sorte que l'amplitude du fondamental de la petite cellule ne soit pas inférieure à zéro.

En fait, la modulation hybride fixe la valeur minimale à partir de laquelle la deuxième cellule doit commuter. Dans ce cas particulier, celle-ci correspond à  $u_{d1}/(u_{d1} + u_{d2})$ . Mais en réalité, cette limite de commutation peut être modifiée, comme il est montré à la sous-section suivante.

#### 3.4.2 Gestion de l'énergie excessive

Il a été montré que l'énergie générée par le module ayant la plus grande tension est excessive, ce qui a pour effet d'entraîner une génération de l'énergie compensatrice de la part du module alimenté par la tension la plus petite.

La gestion de l'énergie excessive peut être assurée si on change le seuil permettant de définir l'angle  $\theta_1$ . Pour cela le principe consiste à [6], [49]-[50] :

1. Déterminer les coordonnées du point  $A_0$ , dont la valeur  $M_0$  de l'indice de modulation à laquelle la tension générée par le module de rang 1 atteint son extremum négatif, avec un seuil de  $1/3$  (voir fig.3.21);
2. Déplacer cette valeur de l'indice de modulation vers une nouvelle valeur  $M_c$ , correspondant à un nouveau seuil critique  $T_c$  tel que l'extremum soit égal à 0;
3. A cette nouvelle valeur du seuil critique, déterminer la nouvelle valeur de l'angle  $\theta_1$  telle que:  $M \sin(\theta_1) = T_c$ .

Mathématiquement, pour déterminer les coordonnées du point  $A_0$  de la fig.3.21, il suffit de déterminer d'abord la valeur  $M_0$  à laquelle  $u_{p1F_{max}}$

atteindra son extremum négatif en résolvant l'équation suivante :

$$\frac{d(u_{p1F_{max}})}{dM} = 0 \quad (3.37)$$

La solution cherchée satisfait l'équation :  $729\pi^2 M_0^6 - 81\pi^2 M_0^4 - 64 = 0$ , soit  $M_0 = 50.16\%$ . Pour un seuil de commutation égal à  $1/3$ , le point  $A_0$  a donc pour coordonnée  $A_0 (50.16\%, -13.17\%)$ .

Ensuite, en notant  $T_c$  le seuil critique tel que si  $M = M_c$  alors  $u_{p2F}$  est tangente à la première bissectrice, on a :  $u_{p2F}|_{M=M_c} = M_c$ . Soit finalement :

$$\cos \left[ \sin^{-1} \left( \frac{T_c}{M_c} \right) \right] = \frac{3\pi}{8} M_c \quad (3.38)$$

On peut poser :

$$\sin(\nu) = \frac{T_c}{M_c} \quad \text{et} \quad \cos(\nu) = \frac{3\pi M_c}{8}$$

Puisqu'il s'agit de la première bissectrice, alors on a  $\tan(\nu) = 1$ . Soit Finalement :

$$M_c = \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \simeq 60.02 \quad \text{et} \quad T_c = \frac{\sqrt{2}}{2} M_c = \frac{4}{3\pi} \simeq 0.4244 \quad (3.39)$$

La fig.3.22 représente les tensions partielles des deux cellules et leurs références pour un nouveau seuil de 0.4244, ainsi que les puissances actives fournies par ces cellules. Dans ce cas l'angle de commutation vaut  $\theta_1 = 0.4383 \text{ rd}$ . A la fig.3.23 nous avons représenté le fondamental des deux tensions tensions partielle. Il est clair sur cette figure que la cellule alimentée par la plus grande tension ne génère plus d'énergie excessive, ce qui implique le fait que la cellule alimenté par la plus petite tension n'aura plus besoin de générer à son tour une énergie compensatrice.

Lorsqu'il n'y a aucun état redondant d'enclenchement, (c'est à dire si  $u_{d1} = 1$  et  $u_{d2} = 3$ ) la gestion de l'énergie excessive ne peut être faite que dans une configuration triphasée du convertisseur, par une modification de la tension de mode commun du système triphasé des tensions générées par le convertisseur [8].

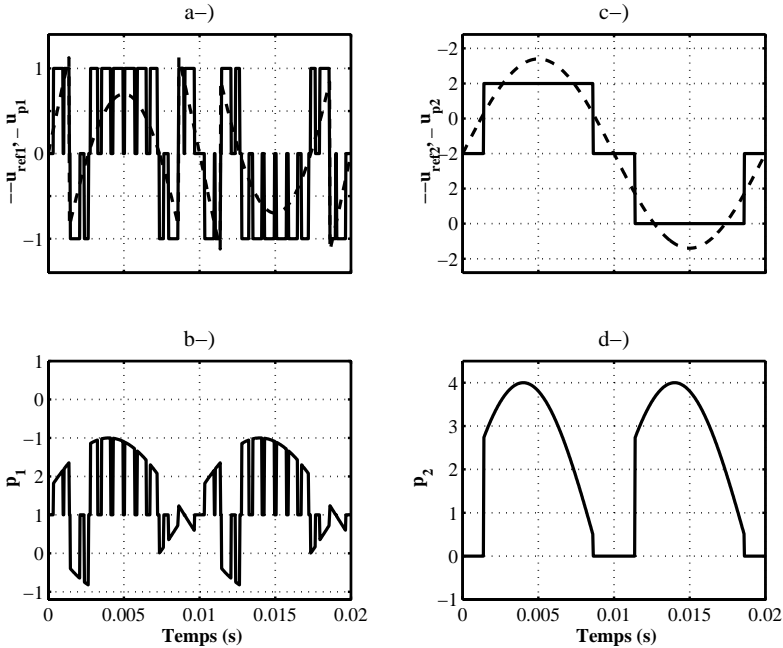


FIG. 3.22 – Tensions partielles et références des onduleurs (a et c), ainsi que puissances active fournies (b et d) pour un seuil de commutation de 0.4244

## 3.5 Conclusion

Ce chapitre a été essentiellement consacré à l'analyse des convertisseurs multiniveaux dont la structure est basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés, d'un point de vue de la charge.

L'hypothèse de base de cette étude a été de considérer que chaque cellule est alimentée par une source de tension parfaitement continue. Contrairement aux convertisseurs dits symétriques caractérisés par des cellules partielles alimentées par des tensions continues de mêmes valeurs, les convertisseurs asymétriques qui font l'objet de ce travail sont constitués de cellules partielles alimentées par des tensions continues différentes.

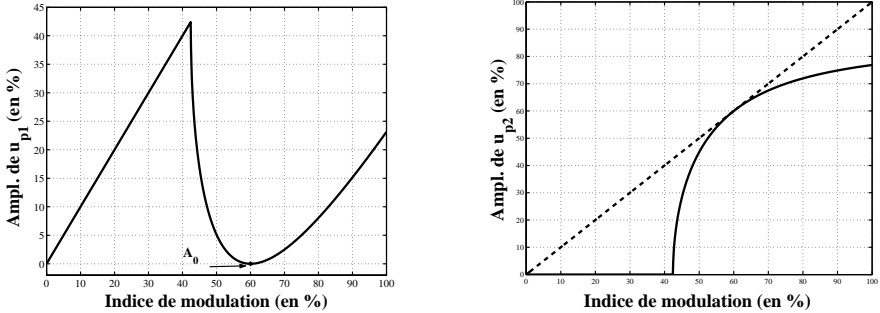


FIG. 3.23 – Amplitude de la tension du fondamental des tensions partielles  $u_{p1}$  et  $u_{p2}$  en fonction de l'indice de modulation  $M$ , pour un seuil de commutation de 0.4244

La solution cherchant à minimiser le taux de distorsion harmonique au niveau de la charge est le plus souvent basée sur l'augmentation de la résolution de la tension générée par le convertisseur. Nous avons montré qu'il est possible d'augmenter le nombre de niveaux de la tension à la sortie du convertisseur, sans en modifier la configuration. A cet effet, nous avons défini une terminologie, et avons montré qu'il est théoriquement possible d'avoir un convertisseur dont la résolution de la tension est optimale. Dans ce cas, chaque niveau de tension ne peut être obtenu que par une et une seule séquence de commande des interrupteurs. Il n'existe donc aucun état redondant d'enclenchement des interrupteurs.

Puisque ces états redondants sont souvent utilisés pour l'amélioration des performances globales du convertisseur (équilibre des commutation entre cellules, réduction des pertes par conduction et par commutation), des expressions algébriques simples ont été établies, permettant de définir un convertisseur dont le nombre de niveaux de la tension générée peut être choisi entre  $2K + 1$  et  $3^K$  ( $K$  étant le nombre de cellules connectées en série sur une même phase). Cette possibilité constitue un degré de liberté supplémentaire dans l'utilisation des convertisseurs multiniveaux, permettant à la fois d'augmenter la résolution de la tension, tout en conservant un certain nombre d'états redondants pour l'optimisation des performances. Un autre degré de liberté supplémentaire consiste en la possibilité de pouvoir générer



une tension ayant éventuellement le même nombre de niveaux, à partir de plusieurs configurations de l'alimentation des cellules partielles.

Nous avons également montré qu'il est possible d'étendre les techniques de modulation des convertisseurs symétriques à la commande des convertisseurs asymétriques. Pour la génération d'une tension modulée, plus la tension d'alimentation d'une cellule est grande par rapport aux autres, moins ces interrupteurs commutent.

Les expressions analytiques des tensions générées par les cellules ont été établies, permettant de connaître pour une stratégie de modulation donnée, la contribution en puissance de chaque onduleur monophasé. Ces expressions ont permis d'analyser l'échange énergétique qui s'opère entre cellules partielles.



# Chapitre 4

## Alimentation par transformateurs multi-secondaires basse fréquence

### 4.1 Généralités

#### 4.1.1 Possibilités d'alimentation des convertisseurs multiniveaux

La mise en série de plusieurs sources de tension exige qu'elles soient isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit. Les convertisseurs multiniveaux dont la topologie est basée sur la mise en série sur une même phase de plusieurs modules indépendants (modules identiques ou non) doivent aussi respecter cette exigence. Celle-ci se traduit par une alimentation indépendante de chaque module. Les sources de tensions alimentant les modules doivent donc être galvaniquement isolées les unes des autres.

Plusieurs possibilités d'alimentation de ces modules existent, et dépendent des exigences de l'application et de la disponibilité des sources [54].

**Alimentation à partir de sources indépendantes ou de tensions continues**

A la fig.4.1 nous avons représenté deux possibilités d'alimentation d'un convertisseur multiniveau avec deux cellules monophasées en série sur la même phase. A la fig.4.1-a le convertisseur est utilisé pour la compensation de la puissance réactive d'un système. A la fig.4.1-b, l'isolation galvanique naturelle est exploitée pour l'alimentation des onduleurs monophasés. La structure du convertisseur permet dans ce cas, l'alimentation d'un système à tension élevée à partir de sources basse tension. Les interrupteurs de puissance peuvent éventuellement être des MOSFET.

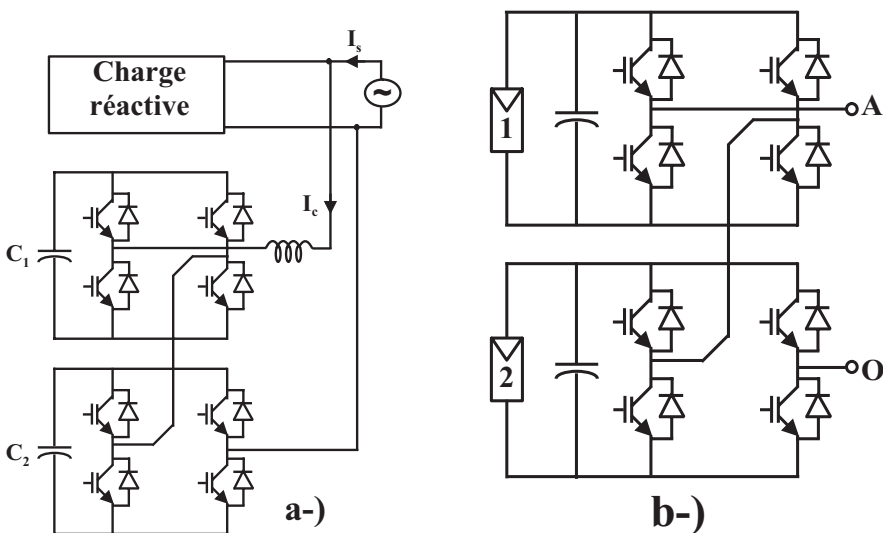


FIG. 4.1 – Exemples d'alimentation indépendante de deux cellules : a-) compensation de la puissance réactive ; b-) Utilisation de cellules photovoltaïques comme sources d'alimentation à isolation galvanique naturelle

L'isolation galvanique entre sources peut également être assurée par des convertisseurs continu-continu, comme l'illustre la fig.4.2. En fonction des exigences de l'application, un transfert unidirectionnel (fig.4.2-a) ou bidirec-

tionnel (fig.4.2-b) de la puissance peut être fait.

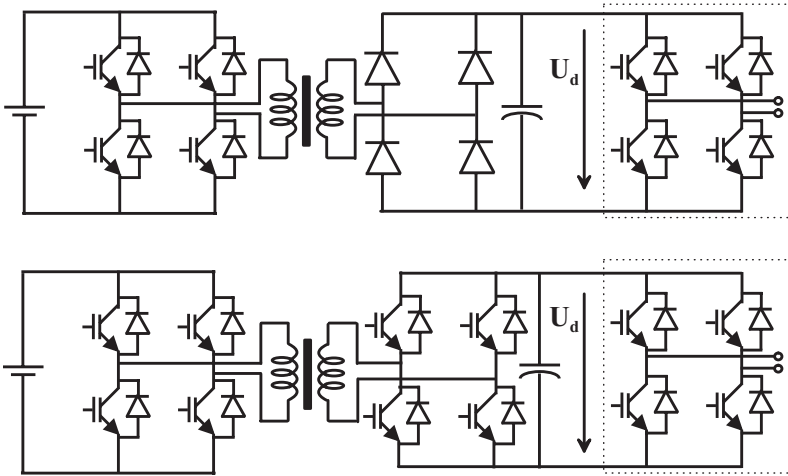


FIG. 4.2 – Autres possibilités d'alimentation d'une cellule partielle: a-) Convertisseur non-reversible; b-) Convertisseur réversible

### Alimentation à partir d'un transformateur basse fréquence

Les applications industrielles actuelles exigent de plus en plus la présence d'une machine à vitesse continûment variable, et les puissances mises en jeu sont de plus en plus grandes (de l'ordre de plusieurs dizaines de mégawatts). Dans de telles applications, généralement la machine exige une moyenne tension (par exemple 3.3 KV ou 6.6 KV), et le réseau fournit généralement une haute tension. L'alimentation du convertisseur dans ce cas, ne peut être faite qu'à travers un transformateur basse fréquence.

Lorsqu'on dispose d'une telle source de tension à courant alternatif, l'alimentation des cellules partielles peut être faite après redressement des tensions alternatives en tensions continues. L'isolation galvanique des sources est assurée par le transformateur multi-secondaire basse fréquence, comme le montre la fig.4.3. Dans ce cas, il faut autant de secondaires qu'il y a d'onduleurs monophasés dans toute la structure du convertisseur multiniveau.

Le déphasage entre tensions secondaires permet éventuellement d'augmenter l'indice de pulsation du courant dans les enroulements du primaire ([5], [55]).

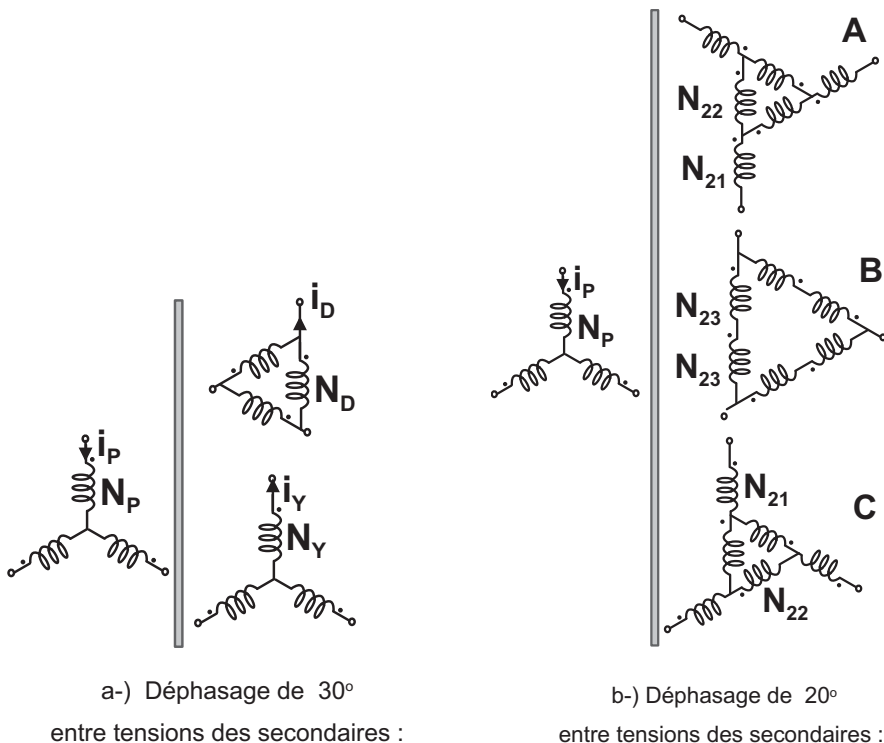


FIG. 4.3 – Transformateurs multi-secondaires (seuls les enroulements pour l'alimentation d'une phase du convertisseur sont montrés)

Les enroulements de chaque secondaire du transformateur (souvent triphasé fig.4.4) alimentent un redresseur (unidirectionnel ou bidirectionnel). La connection du transformateur au réseau triphasé exige une compréhension du comportement du système global : transformateur, redresseurs, cellules partielles et charge.

Le présent chapitre a pour but, d'établir un modèle mathématique fiable, à partir duquel les performances (d'un point de vue du réseau) des convertisseurs multiniveaux asymétriques peuvent être prédites. La fiabilité des équations établies est testée par une superposition des formes d'ondes calculées sous forme analytique, et celles des simulations effectuées avec le logiciel SIMPLORER de Ansoft [56]. Ces résultats sont présentés au chapitre 6.

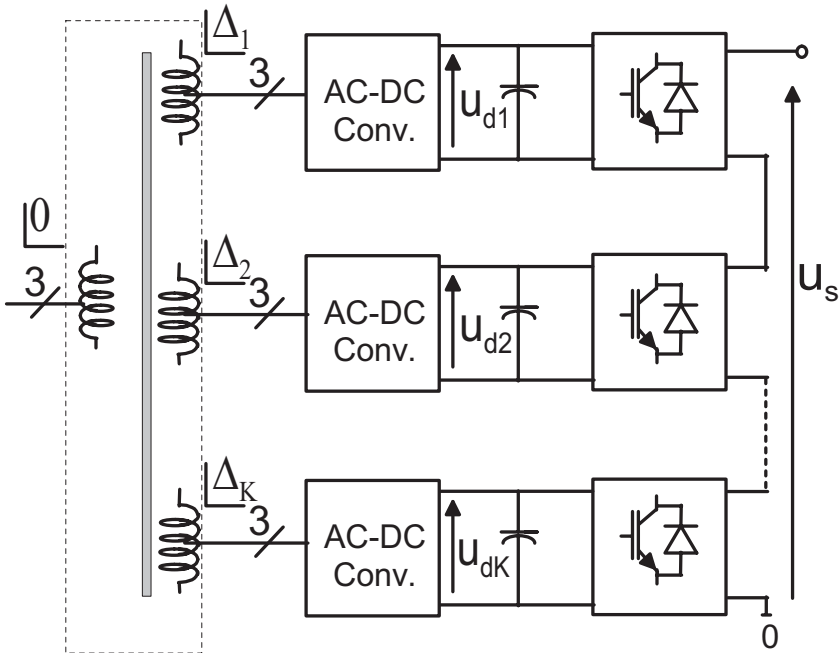


FIG. 4.4 – Structure monophasée d'un alimentation générale du convertisseur multiniveau par transformateur multi-secondaire basse fréquence (un seul primaire pour les trois phases)

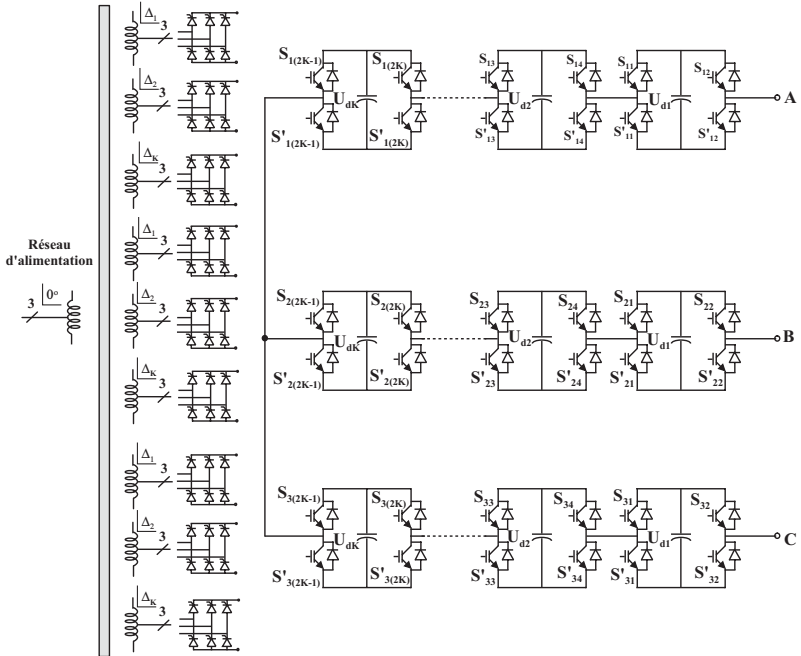


FIG. 4.5 – Structure générale triphasée d'un convertisseur multiniveau alimenté par un transformateur multi-secondaire basse fréquence

### 4.1.2 Considérations générales et hypothèses simplificatrices

La fig.4.5 représente un convertisseur multiniveau triphasé composé de  $K$ -cellules monophasées ou partielles en série sur chaque phase. Nous nous sommes limités au système triphasé, puisque les machines de forte puissance actuelles alimentées en moyenne tension disposent généralement d'un nombre de phase multiple de trois (six, neuf, douze, quinze par exemple).

Chaque cellule partielle de rang  $j$  est alimentée à travers un pont triphasé à thyristors. L'angle de retard à l'amorçage des thyristors du redresseur  $j$  est noté  $\alpha_j$ . Les redresseurs sont alimentés par les enroulements secondaires d'un



transformateur de puissance connecté au réseau. Le déphasage de la tension du primaire est considéré comme référence (l'angle de déphasage vaut zéro). Chaque secondaire délivre un système triphasé de tensions dont le déphasage par rapport à la tension de référence est noté  $\Delta_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ .

Pour simplifier l'analyse du courant au primaire du transformateur, la configuration modulaire du système peut être exploitée. Nous supposons que le courant continu à la sortie de chaque cellule est connu et dépend fortement de la stratégie de modulation. Dans ce cas, chaque cellule partielle peut être remplacée par une source de courant fictive comme l'illustre la fig.4.6.

Les enroulements de chaque secondaire sont remplacés par un schéma équivalent R-L série. Seul le module de base de la fig.4.7 peut donc être étudié. Les équations établies peuvent ainsi être réajustées en tenant compte du rapport de transformation et du système triphasé afin de comprendre le comportement du système global du point de vue du réseau d'alimentation.

Des précédents travaux ([57]) ont montré que la valeur moyenne du courant continu est suffisante pour la spécification du point de fonctionnement d'un redresseur triphasé commandé, indépendamment de l'angle de commande  $\alpha_j$ . Si ce courant moyen est connu, alors on peut choisir un angle quelconque afin d'étudier le comportement du système. Nous choisissons un angle  $\alpha_j = 0$ ; ce choix permet de remplacer le pont commandé par un simple pont à diodes triphasés (voir fig.4.8), dont les caractéristiques sont bien connues et les équations facilement maniables et simples à exploiter.

En annexe A, nous avons présenté les résultats de l'étude de la structure de base. Les équations des courants alternatifs lors des régimes de conduction continue et intermittente ont été établies. Ces courants correspondent aux courants circulant à travers les enroulements d'un transformateur dont le secondaire est couplé en étoile. En effet, quelque soit le couplage des enroulements du transformateur (triangle, zig-zag, ou zig-zag combiné), celui-ci peut être ramené à un couplage en étoile, moyennant le réajustement des équations en fonction du rapport de transformation.

A partir de ces équations, on peut déduire celles des courants circulant dans le secondaire du transformateur, quelque soit leur couplage, ainsi que celles des courants circulant dans les enroulements du primaire d'un transformateur triphasé. Pour cela, il suffit de déterminer le rapport entre le nombre de spires des enroulements primaire et secondaire, comme il est

montré dans [58]-[59].

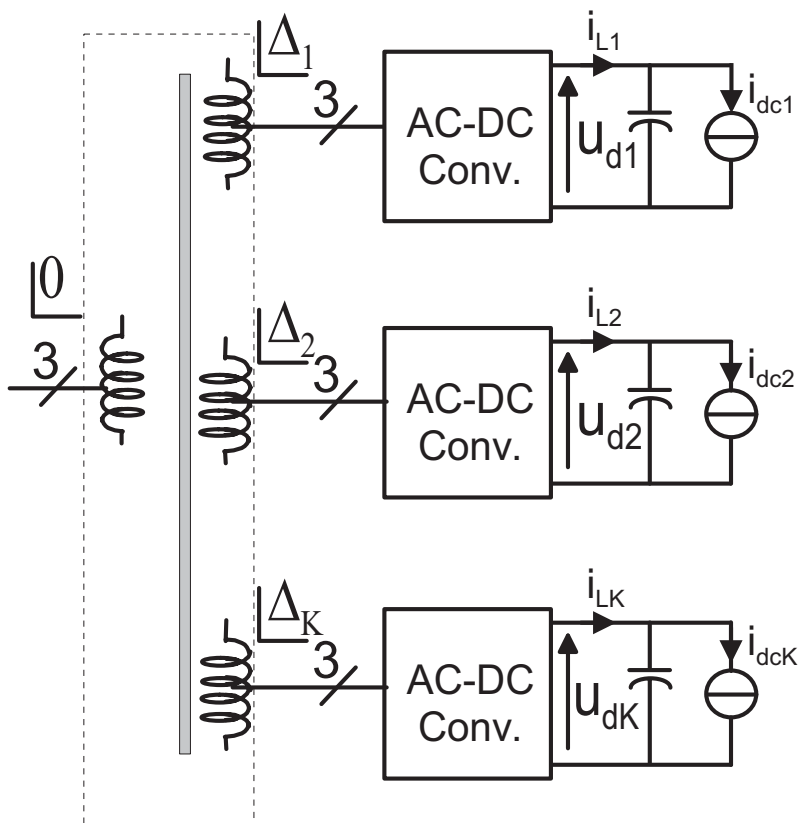


FIG. 4.6 – Structure monophasée simplifiée du système global sous investigation

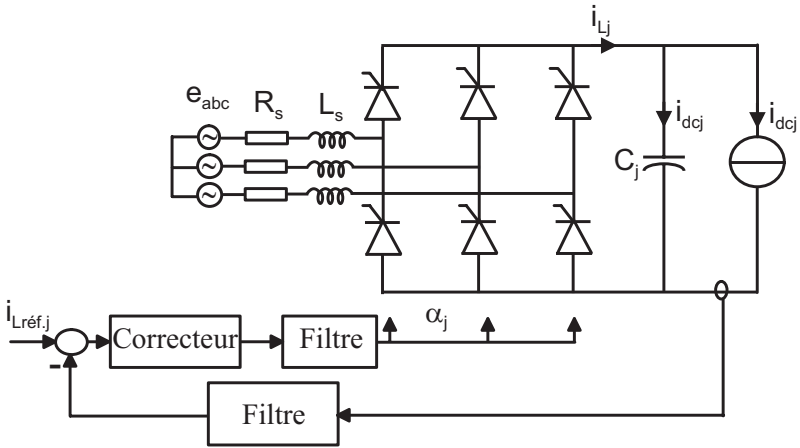


FIG. 4.7 – Structure de base d'un redresseur triphasé commandé alimentant une charge fictive.

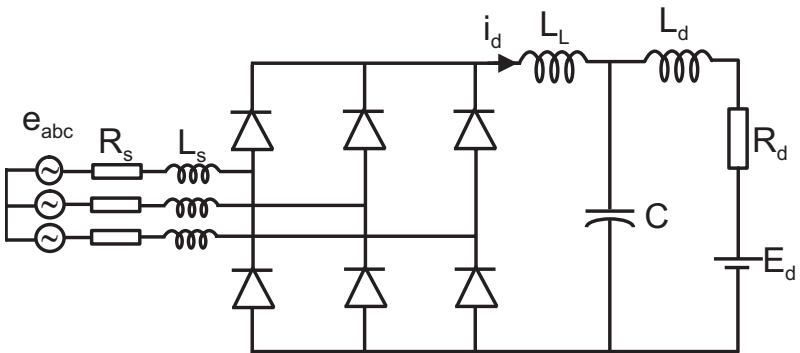


FIG. 4.8 – Structure simplifiée du module de base

## 4.2 Alimentation par un transformateur de type P12

Un transformateur de type P12 est illustré à la fig.4.3-a. Il permet l'alimentation de deux cellules par phase. Le transformateur réel est constitué de six secondaires triphasés. Le déphasage entre les systèmes de tensions des deux secondaires est de  $30^\circ$ . Ce déphasage permet sous réserve de certaines conditions, l'obtention d'un courant au primaire avec un indice de pulsation de 12. Ce courant est caractérisé par la présence d'harmoniques dont le rang tourne autour d'un multiple de 12: (11, 13), (23, 25), (35, 37), ...).

L'appellation "*transformateur de type P12*" n'est qu'indicative. Elle permet simplement de reconnaître qu'un tel transformateur pourrait générer un courant d'indice de pulsation 12.

Comme il a été montré au chapitre précédent, un transformateur de type P12 permet l'alimentation d'un convertisseur à 5, 7 ou 9 niveaux de tension. Dans cette section, nous exploitons les résultats de l'étude de la structure de base afin de déduire les expressions analytiques des courants dans un montage alimenté par un tel transformateur.

Nous étudions le comportement spectral du courant primaire, lorsque les tensions dans les deux secondaires couplés l'un en étoile et l'autre en triangle sont identiques, dans un rapport de deux ou trois. Ces trois possibilités conduisent à une meilleure compréhension et à une quantification des différences qui existent dans le spectre des courants primaires des convertisseurs symétriques et asymétriques à deux cellules par phase. La principale condition de validité des équations qui vont suivre est la suivante: «*à tension de sortie maximale, les courants sont identiques au niveau des circuits continus intermédiaires*». Dans la réalité, les caractéristiques du courant continu intermédiaire dépendent de la stratégie de modulation des onduleurs partiels.

### 4.2.1 Equations générales pour une conduction continue

A la fig.4.3, nous avons représenté le primaire et deux des six secondaires d'un transformateur P12 destiné à l'alimentation d'un convertisseur multiniveau à deux cellules partielles par phase. Les enroulements du primaire absorbent un courant noté  $i_P$ , alors que les enroulements secondaires absorbent les courants  $i_D$  et  $i_Y$  respectivement, selon qu'ils sont couplés en triangle ou en étoile. Les nombres de spires correspondant sont notés  $N_P$ ,  $N_D$  et  $N_Y$ . Pour ce qui est des autres secondaires, tous les enroulements ayant le même couplage ont le même nombre de spires.

#### Equations des tensions secondaires

Il a été montré dans [51], [52] [54] et au chapitre précédent que, l'alimentation de deux cellules par phase dans le cas d'un convertisseur multiniveau symétrique et asymétrique peut se faire, si les tensions secondaires du transformateur sont dans un rapport de un, deux ou trois. Dans ce cas, on obtient de façon générale les expressions des tensions composées données par les relations (4.1) et (4.2). Ces relations montrent que les équations individuelles des enroulements secondaires peuvent se déduire de celles établies lors de l'étude de la structure de base. Dans la suite les angles  $\theta$  seront maintenus dans le cas d'un couplage en étoile, et remplacés par  $\theta - \pi/6$  pour le couplage triangle. La tension maximale sera multipliée par le facteur  $\delta$  dans le cas du couplage en étoile.

- Pour le secondaire couplé en triangle :

$$\begin{cases} u_a = U_{max} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ u_b = U_{max} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ u_c = U_{max} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (4.1)$$

- Pour le secondaire couplé en étoile

$$\begin{cases} u_a = \delta U_{max} \sin(\theta) \\ u_b = \delta U_{max} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c = \delta U_{max} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.2)$$

Dans ces relations,  $\delta \in \{1, 2, 3\}$ . D'un point de vue technologique, la construction du transformateur entraînera alors une augmentation de la valeur de l'impédance secondaire des enroulements par un facteur de  $\delta$ . La résistance d'un enroulement secondaire couplé en étoile sera  $\delta R_s$ , et sa réactance de fuite  $\delta X_s$  ( $R_s$  et  $X_s$  caractérisent l'impédance du secondaire couplé en triangle).

### Equation de la tension redressée

L'équation de la tension redressée pour un secondaire couplé en étoile est donnée en annexe. Nous la mettons sous la forme suivante :

$$\frac{e_{dY}}{\delta} = E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} E_{dh} \cos(h\theta - \epsilon_h) \quad (4.3)$$

$$\text{Avec : } E_{dh} = \sqrt{A_{dh}^2 + B_{dh}^2}, \quad \text{et } \epsilon_h = \arctan\left(\frac{B_{dh}}{A_{dh}}\right)$$

$$E_d = \frac{3\sqrt{3}E_{max}}{2\pi} [\cos(\mu - \phi) + \cos(\phi)] + \frac{3I_d R_s}{\pi} \quad (4.4)$$

La tension redressée issue du pont triphasé dont le secondaire est couplé en triangle est donnée par :

$$e_{Dd} = E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} E_{dh} \cos\left(h\theta - \epsilon_h - h\frac{\pi}{6}\right) \quad (4.5)$$

$$e_{Dd} = E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} (-1)^{h/6} E_{dh} \cos(h\theta - \epsilon_h)$$

Finalement, l'expression générale de la tension redressée dévient (4.6):

$$\begin{cases} e_d = e_{Dd} + e_{Yd} \\ e_d = (\delta + 1) E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} \left\{ \left( \delta + (-1)^{h/6} \right) E_{dh} \cos(h\theta - \epsilon_h) \right\} \end{cases} \quad (4.6)$$

La tension redressée de ce type de convertisseur, bien qu'étant alimenté par un transformateur P12, ne correspond pas forcément à un convertisseur d'indice de pulsation douze. Les harmoniques de rang multiple de six peuvent toujours apparaître, tant que le coefficient  $\delta$  reste différent de un, c'est à dire tant que le convertisseur est asymétrique.

Cette expression seule est suffisante pour comprendre qu'en fait, d'un point de vue qualité de courant au réseau, le convertisseur multiniveau symétrique contient moins d'harmoniques. Mais les convertisseurs multiniveaux asymétriques trouvent toute leur importance et leur supériorité dans la forte résolution de la tension injectée dans la charge.

### Equation du courant redressé

Le courant redressé dans le cas d'un couplage en triangle peut se mettre sous la forme (4.7) :

$$i_{Dd} = I_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} (-1)^{h/6} \sqrt{2} I_{dh} \cos(h\theta - \alpha_h) \quad (4.7)$$

$$\text{Avec : } I_{dh} = E_{max} \frac{\sqrt{0.5 * (f_{Ah}^2 + f_{Bh}^2)}}{|Z_{oh} + Z_h|} \quad \text{où } f_{Ah} = \frac{A_{dh}}{E_{max}} \quad \text{et } f_{Bh} = \frac{B_{dh}}{E_{max}}$$

Le courant redressé dans le cas d'un montage en étoile reste de la même forme que celle de l'équation (A.12) donnée en annexe, à savoir :

$$i_{Yd} = I_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} \sqrt{2} I_{dh} \cos(h\theta - \alpha_h) \quad (4.8)$$

$$\text{Avec : } I_{dh} = \delta E_{max} \frac{\sqrt{0.5 * (f_{Ah}^2 + f_{Bh}^2)}}{\delta |Z_{oh} + Z_h|} \quad (4.9)$$

A partir des relations (4.7) à (4.9), on peut constater que, lorsque les courants dans les charges ne sont pas parfaitement lisses, les spectres de ces courants sont quasiment les mêmes. Les harmoniques de même rang ont les mêmes amplitudes, seuls les déphasages aux rangs multiples de 12 sont différents.

### Equations des courants alternatifs secondaires

Le courant alternatif au secondaire du transformateur peut se mettre sous la forme (4.10). Le premier terme du membre de droite correspond à la composante alternative du courant moyen  $I_d$ , et le second terme à celle des harmoniques du courant redressé. Le deuxième terme peut être nul, si le courant redressé n'a aucune ondulation, c'est à dire si la réactance  $X_L$  est suffisamment grande.

$$i_a = i_{0a} + \sum_h i_{adh} \quad (4.10)$$

Pour un couplage en étoile, nous notons  $i_{Ya}$  le courant au secondaire du



transformateur et  $i_{Da}$  pour un couplage en triangle :

$$\begin{cases} i_{Ya} = i_{0Ya} + \sum_h i_{Ydh} \\ i_{Da} = i_{0Da} + \sum_h i_{Ddh} \end{cases} \quad (4.11)$$

Les expressions de  $i_{Ya}$  et  $i_{Da}$  sont déduites des relations (A.17) à (A.21). L'angle  $\theta$  a été remplacé par  $\theta - \pi/6$  pour la détermination du courant dans les enroulements couplés en triangle. A partir de ces relations, on peut alors déterminer l'expression générale du courant au primaire du transformateur P12.

$$\begin{cases} i_{Ya} = \sum_{n=1}^{+\infty} \left\{ \sqrt{2} I_{oan} \cos(n\theta - \alpha_n) \right\} + \sum_{n=1}^{+\infty} \left\{ \sqrt{2} \Delta I_{oan} \cos(n\theta - \beta_n) \right\} \\ i_{Da} = \sum_{n=1}^{+\infty} \left\{ (-1)^l \frac{1}{\sqrt{3}} * \sqrt{2} I_{oan} \cos(n\theta - \alpha_n) \right\} + \\ + \sum_{n=1}^{+\infty} \left\{ (-1)^l \frac{1}{\sqrt{3}} * \sqrt{2} \Delta I_{oan} \cos(n\theta - \beta_n) \right\} \\ n = 6l \pm 1; \quad l = 0, 2, 3, \dots n > 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

### Equations des courants primaires

Les équations du courant primaire s'obtiennent en posant :

$$i_p = \frac{N_D}{N_P} i_D + i_Y \frac{N_Y}{N_P} \quad (4.13)$$

Cette équation peut être mise sous la forme

$$i_{Pa} = i_{0Pa} + \Delta i_{Pa} \quad (4.14)$$

Dans cette équation, le terme  $i_{0Pa}$  correspond à la composante alternative primaire du courant moyen redressé  $I_D$ . Et le terme  $\Delta i_{Pa}$  à la composante due aux ondulations éventuelles du courant redressé  $i_d$ . Leurs expressions sont données ci-dessous :

$$i_{0Pa} = \frac{N_D}{\sqrt{3}N_P} \sum_{n=1}^{+\infty} \left[ \left( \delta + (-1)^l \right) \sqrt{2} I_{oan} \cos(n\theta - \alpha_n) \right] \quad (4.15)$$

$$\Delta i_{Pa} = \frac{N_D}{\sqrt{3}N_P} \sum_{n=1}^{+\infty} \left[ \left( \delta + (-1)^l \right) \sqrt{2} \Delta I_{oan} \cos(n\theta - \beta_n) \right] \quad (4.16)$$

$$\text{Avec : } n = 6l \pm 1, \quad l = 0, 1, 2, 3, \dots \quad n > 0$$

L'expression générale de l'amplitude des harmoniques du courant primaire est donnée par (4.17) :

$$\begin{cases} I_{Pan} = \left( \delta + (-1)^l \right) * I_n \\ I_n = \frac{N_D}{\sqrt{3}N_P} \sqrt{(A_{0n} + \Delta A_{0n})^2 + (B_{0n} + \Delta B_{0n})^2} \end{cases} \quad (4.17)$$

En observant ces relations, il ressort clairement que l'alimentation d'un convertisseur multiniveau avec deux cellules par phase à l'aide d'un transformateur P12, peut entraîner un courant primaire dont le spectre a la même fréquence que celui d'un convertisseur d'indice de pulsation six. L'amplitude des harmoniques est donc fonction du rapport entre les tensions d'alimentation des différentes cellules.

Nous montrerons dans la suite de cette section consacrée à l'étude du transformateur P12, quelques exemples d'application de ces relations dans l'étude particulière réservée aux convertisseurs symétriques et asymétriques. Cette différence spectrale apparaît avec les mêmes coefficients dans un régime de fonctionnement intermittent. C'est ce que nous ressortons dans la sous-section suivante.

### 4.2.2 Equations générales pour une conduction intermittente

L'étude du transformateur P12 alimentant deux ponts de diodes d'indice de pulsation six fonctionnant en conduction intermittente, peut se faire selon le même principe que celui du fonctionnement en conduction continue. A cet effet, nous nous intéressons uniquement aux expressions des courants alternatifs.

#### Equations des courants secondaires

L'expression du courant au secondaire des enroulements couplés en étoile (voir relations (A.37) à (A.38)) peut être mise sous la forme (4.18), et ceux couplés en triangle sous la forme (4.19), selon le même principe que celui utilisé dans le paragraphe précédent. A partir de ces relations, il dévient alors aisé de ressortir l'expression générale des courants primaires.

$$i_{Ya} = \sum_{n=1}^{+\infty} \left[ \sqrt{2} I_{in} \cos(n\theta - \varrho_n) \right] \quad (4.18)$$

$$i_{Da} = \sum_{n=1}^{+\infty} \left[ (-1)^l \frac{1}{\sqrt{3}} * \sqrt{2} I_{in} \cos(n\theta - \varrho_n) \right] \quad (4.19)$$

Avec:  $n = 6l \pm 1, \quad l = 0, 1, 2, 3, \dots \quad n > 0$

$$\begin{cases} I_{in} = \sqrt{0.5 \left[ (A_{in} + \Delta A_{in})^2 + (B_{in} + \Delta B_{in})^2 \right]} \\ \varrho_n = n\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \arctan\left(\frac{\Delta B_{in}}{\Delta A_{in}}\right) \end{cases} \quad (4.20)$$

### Equation des courants primaires

Nous avons exploité le même principe que celui de l'étude en conduction continue pour obtenir l'expression générale des amplitudes du courant au primaire du transformateur pour une conduction intermittente du courant redressé (4.21):

$$\begin{cases} I_{Pa_{in}} = (\delta + (-1)^l) * I_{in} \\ I_{in} = \frac{N_D}{\sqrt{3}N_P} \sqrt{(A_{in} + \Delta A_{in})^2 + (B_{in} + \Delta B_{in})^2} \end{cases} \quad (4.21)$$

Comme l'équation (4.17), cette expression montre aussi la différence spectrale entre le courant primaire d'un convertisseur symétrique et les convertisseurs asymétriques. Dans le cas d'un convertisseur symétrique, le facteur  $\delta$  vaut un. Dans ce cas, l'amplitude des harmoniques du courant primaire reste nulle, tant que  $l$  est impaire, c'est à dire pour les harmoniques différents de  $12l \pm 1$ .

### 4.2.3 Analyse et comparaison des performances

Dans cette sous-section, nous présentons une analyse des relations analytiques des courants secondaires et primaires relatives à un transformateur P12. Cette analyse est basée sur une comparaison des expressions établies précédemment, pour les régimes de conduction continue et intermittente. En suite, nous présentons quelques résultats des simulations effectuées avec SIMPLORER.

#### Fonctionnement en conduction continue

Dans les sous-sections précédentes, nous avons établi les relations générales du courant primaire pour un fonctionnement en conduction continue. La valeur de chaque harmonique du courant est ramenée aux formes ci-dessous :

- Transformateur P12 symétrique (5 Niveaux) :

$$I_{Pan_{5niv}} = \left( \delta_1 + (-1)^l \right) * I_n, \quad \delta_1 = 1, \quad n = 6l \pm 1, \quad l = 0, 1, 2, \dots \quad n > 0 \quad (4.22)$$

- Transformateur P12 asymétrique (7 Niveaux) :

$$I_{Pan_{7niv}} = \left( \delta_2 + (-1)^l \right) * I_n, \quad \delta_2 = 2, \quad n = 6l \pm 1, \quad l = 0, 1, 2, \dots \quad n > 0 \quad (4.23)$$

- Transformateur P12 asymétrique (9 Niveaux) :

$$I_{Pan_{9niv}} = \left( \delta_3 + (-1)^l \right) * I_n, \quad \delta_3 = 3, \quad n = 6l \pm 1, \quad l = 0, 1, 2, \dots \quad n > 0 \quad (4.24)$$

Comme il a été montré dans les sous-sections précédentes, la valeur de  $I_n$  définie par l'équation (4.17), ne change qu'en fonction des paramètres du circuit. Pour un circuit donné, cette valeur reste la même. La comparaison de la valeur des harmoniques du courant se fait relativement à celle du fondamental, obtenu en posant  $l = 0, n = 1$ .

Finalement, les valeurs relatives des harmoniques s'obtiennent simplement en posant :

$$i_{pn} = \frac{\delta + (-1)^l}{\delta + 1} * \frac{I_n}{I_1} \quad (4.25)$$

Il ressort des équations (4.22) à (4.24) que :

- Si  $l$  est pair,  $n = 12l \pm 1$

$$i_{pn_{5niv}} = i_{pn_{7niv}} = i_{pn_{9niv}} = \frac{I_n}{I_1} \quad (4.26)$$

Cette équation montre qu'en réalité, les harmoniques de rang  $n = 12l \pm 1$  ont la même valeur relative par rapport au fondamental. Ce qui montre qu'à ces rangs, les convertisseurs multiniveaux symétriques cinq niveaux et asymétriques sept et neuf niveaux ne sont pas différents vue du réseau qui les alimente.

- Si  $l$  est impair  $n = 6l \pm 1$  et  $n \neq 12l \pm 1$

$$i_{pn5niv} = 0, \quad I_{Pan7niv} = \frac{1}{3} * \frac{I_n}{I_1}, \quad \text{et} \quad I_{Pan9niv} = \frac{1}{2} * \frac{I_n}{I_1} \quad (4.27)$$

A ces rangs le transformateur P12 asymétrique neuf niveaux aura des harmoniques dont les valeurs seront toujours les plus élevées. Pour les mêmes rangs d'harmoniques, il ressort clairement la différence analytique entre les convertisseurs symétriques et asymétriques d'une part, et entre les convertisseurs asymétriques d'autre part.

### Fonctionnement en conduction intermittente

Lorsque les paramètres de la charge côté continu sont choisis de façon que le redresseur fonctionne en conduction continue, le courant alternatif peut se mettre sous la forme (4.21), rappelée ci dessous par l'expression (4.28) :

$$\begin{cases} I_{Pa_{in}} = (\delta + (-1)^l) * I_{in} \\ I_{in} = \frac{N_D}{\sqrt{3}N_P} \sqrt{(A_{in} + \Delta A_{in})^2 + (B_{in} + \Delta B_{in})^2} \end{cases} \quad (4.28)$$

Comme dans le cas d'une conduction continue, la valeur relative des harmoniques par rapport au fondamental du courant primaire est donnée par la relation (4.29) :

$$i_{pin} = \frac{\delta + (-1)^l}{\delta + 1} * \frac{I_{in}}{I_{i1}} \quad (4.29)$$

Il ressort de cette équation et de l'analyse effectuée dans le cas de la conduction continue que, la différence spectrale reste la même quelque soit le type de conduction (continue ou intermittente).

## 4.3 Alimentation par transformateur de type P18

Dans la section précédente, nous avons établi les équations du courant primaire d'un transformateur P12. Nous adoptons le même principe pour l'étude d'un transformateur P18.

La fig.4.3-b montre le primaire d'un transformateur P18, ainsi que trois de ses secondaires triphasés destinés à l'alimentation d'un convertisseur multiniveau à trois onduleurs monophasés par phase. Sur cette figure, le secondaire *A* produit un groupe de tensions triphasées, déphasé de  $\pi/9$  par rapport au groupe de tension du primaire, et le secondaire *B*, un groupe de tension en phase, alors que le groupe de tension du secondaire *C* est déphasé de  $-\pi/9$ .

Toutefois, il est possible d'établir les différents rapports entre enroulements secondaires, puis entre enroulements primaires et secondaires. Cette possibilité nous offre l'avantage de n'étudier qu'un seul secondaire, et de déduire ensuite les autres résultats en fonction du rapport du nombre de spires des autres secondaires et du primaire.

Il a été montré que ce type de convertisseur permet l'obtention d'une tension à très forte résolution, si les tensions aux secondaires du transformateur d'alimentation sont choisies de façon judicieuse [51], [52] et [60]. Ces travaux ont par ailleurs ressortit le fait que, pour une résolution identique de la tension à la sortie du convertisseur multiniveau asymétrique, il peut exister plus d'une combinaison possible des tensions intermédiaires.

Dans cette section, une comparaison analytique des performances de chacune des combinaisons des tensions intermédiaires (tension à la sortie de chaque pont triphasé de diodes) est faite. Des outils d'aide au choix de la solution produisant le minimum d'harmoniques  $y$  sont soulignés. Cette étude englobe les deux cas d'une conduction en continue et intermittente.

### 4.3.1 Equations générales pour une conduction continue et une conduction intermittente

#### Equations des tensions secondaires

Sur la fig.4.3-b , les tensions entre phases sont données par les relations (4.30)- (4.32) :

$$\bullet \text{ Secondaire A } \left\{ \begin{array}{l} u_{r_A} = \delta_A U_{max} \sin \left( \theta - \frac{\pi}{9} \right) \\ u_{s_A} = \delta_A U_{max} \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{9} \right) \\ u_{t_A} = \delta_A U_{max} \sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{9} \right) \end{array} \right. \quad (4.30)$$

$$\bullet \text{ Secondaire B } \left\{ \begin{array}{l} u_{r_B} = \delta_B U_{max} \sin (\theta) \\ u_{s_B} = \delta_B U_{max} \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_{t_B} = \delta_B U_{max} \sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{array} \right. \quad (4.31)$$

$$\bullet \text{ Secondaire C } \left\{ \begin{array}{l} u_{r_C} = \delta_C U_{max} \sin \left( \theta + \frac{\pi}{9} \right) \\ u_{s_C} = \delta_C U_{max} \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{9} \right) \\ u_{t_C} = \delta_C U_{max} \sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{9} \right) \end{array} \right. \quad (4.32)$$

Dans ces équations, les grandeurs  $\delta_A$ ,  $\delta_B$  et  $\delta_C$  caractérisent le degré d'asymétrie de chaque secondaire triphasé. Ces coefficients doivent être des entiers non nuls. Dans cette notation, aucune précision n'est faite quant à la position des onduleurs monophasés alimentés par les différents ponts de diodes.



### Equation des tensions redressées

En posant  $U_{max} = \sqrt{3}E_{max}$  nous déduisons de la relation (4.3), les différentes équations de la tension redressée pour chaque secondaire :

- Secondaire A :

$$\frac{e_{Ad}}{\delta_A} = E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} E_{dh} \cos\left(h\theta - \epsilon_h - h\frac{\pi}{9}\right)$$

$$\frac{e_{Ad}}{\delta_A} = E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} E_{dh} \cos\left(h\theta - \epsilon_h - p\frac{2\pi}{3}\right), \quad (4.33)$$

$$h = 6p, \quad p = 1, 2, 3, \dots$$

- Secondaire B :

$$\frac{e_{Bd}}{\delta_B} = E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} E_{dh} \cos(h\theta - \epsilon_h) \quad (4.34)$$

- Secondaire C :

$$\frac{e_{Cd}}{\delta_C} = E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} E_{dh} \cos\left(h\theta - \epsilon_h + h\frac{\pi}{9}\right)$$

$$\frac{e_{Cd}}{\delta_C} = E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} E_{dh} \cos\left(h\theta - \epsilon_h + p\frac{2\pi}{3}\right), \quad h = 6p \quad (4.35)$$

Au cas où les sorties des trois ponts de diodes sont connectées en série, l'expression générale de la tension redressée deviendrait alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_d = e_{Ad} + e_{Bd} + e_{Cd} \\ e_d = (\delta_A + \delta_B + \delta_C) E_d + \\ \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} \left\{ \left[ \cos \left( p \frac{2\pi}{3} \right) (\delta_A + \delta_C) + \delta_B \right] E_{dh} \cos (h\theta - \epsilon_h) \right\} \\ + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} \left\{ \left[ \sin \left( p \frac{2\pi}{3} \right) (\delta_A - \delta_C) \right] E_{dh} \sin (h\theta - \epsilon_h) \right\} \end{array} \right. \quad (4.36)$$

Cette équation peut être mise sous la forme (4.37). Cette forme sépare les harmoniques en fonction de leur rang. La première somme dans le membre de droite concerne uniquement les harmoniques de rang multiple de 18. Et la seconde somme concerne les harmoniques de rang non multiple de 18.

$$\left\{ \begin{array}{l} e_d = (\delta_A + \delta_B + \delta_C) \left[ E_d + \sum_{h=18,36,54,\dots}^{+\infty} E_{dh} \cos (h\theta - \epsilon_h) \right] \\ + K_0 \sum_{h \neq 18,36,54,\dots}^{+\infty} E_{dh} \cos (h\theta - \epsilon_h - \psi_p) \end{array} \right. \quad (4.37)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \arccos(\psi_p) = \frac{\delta_B - 0.5(\delta_A + \delta_C)}{K_0} \\ \arcsin(\psi_p) = (-1)^{p+1} \frac{\sqrt{3} \delta_A - \delta_C}{2 K_0} \\ K_0^2 = \left( \delta_B - \frac{1}{2} (\delta_A + \delta_C) \right)^2 + \frac{3}{4} (\delta_A - \delta_C)^2 \end{array} \right. \quad (4.38)$$

Puisque les coefficients  $\delta_A$ ,  $\delta_B$ ,  $\delta_C$  sont des entiers non nuls, alors l'équation (4.37) montre clairement que, quelque soit la valeur de ces coefficients,

les harmoniques de rang multiple de 18 seront toujours présentes dans l'analyse spectrale de la tension. Par contre, la présence des harmoniques de rang non multiple de 18 ne dépend que du coefficient  $K_0$  donné par (4.38).

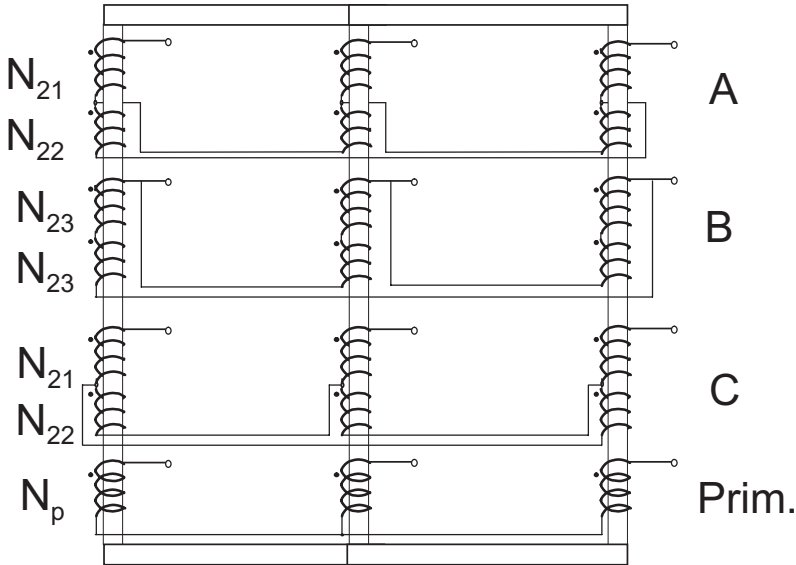


FIG. 4.9 – Circuit magnétique et couplage de trois des neuf secondaires triphasés du transformateur triphasé P18

### Equation des courants primaires

Avant d'établir l'équation des courants au primaire, il est d'abord nécessaire de donner les relations entre les différents nombres de spires des enroulements de la fig.4.9. Le secondaire couplé en triangle comprend sur chaque colonne, deux enroulements de  $N_{23}$  spires connectés en série. Et les secondaires produisant un décalage de  $\pi/9$  comprennent sur la même colonne, deux enroulements de  $N_{21}$  et  $N_{22}$  spires. Les rapports entre nombre de spires sont donnés par l'expression (4.39) :

$$N_{21} = N_{23} \frac{4}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{9}\right), \quad N_{22} = 4N_{23} \sin\left(\frac{\pi}{18}\right) \quad (4.39)$$

Nous tenons compte des relations établies lors de l'étude de la structure de base, ainsi que celles de la tension continue. On peut directement en déduire l'expression du courant primaire du transformateur P18 en conduction continue. Le terme  $i_{0Pa}$  représente l'ensemble des composantes harmoniques du courant primaire, dues à la composante continue du courant redressé. Et le terme  $\Delta i_{Pa}$  correspond à l'ensemble des composantes harmoniques issues des ondulations du courant redressé. Le terme  $N_0$  correspond au nombre de spire d'un secondaire fictif couplé en triangle et qui permettrait d'obtenir la tension de référence.

$$i_{Pa} = i_{0Pa} + \Delta i_{Pa} \quad (4.40)$$

Avec :

$$\begin{aligned} i_{0Pa} = (\delta_A + \delta_B + \delta_C) \frac{N_0}{\sqrt{3}N_P} \left[ \sum_{n=18l\pm 1}^{+\infty} I_{an} \cos(n\theta - \alpha_n - \psi_p) \right] \\ + K_0 \frac{N_0}{\sqrt{3}N_P} \sum_{n \neq 1, n \neq 18l\pm 1}^{+\infty} I_{an} \cos(n\theta - \alpha_n - \psi_p) \end{aligned} \quad (4.41)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{0Pa} = (\delta_A + \delta_B + \delta_C) \frac{N_0}{\sqrt{3}N_P} \left[ \sum_{n=18l\pm 1}^{+\infty} \Delta I_{an} \cos(n\theta - \beta_n - \psi_p) \right] \\ + K_0 \frac{N_0}{\sqrt{3}N_P} \sum_{n \neq 1, n \neq 18l\pm 1}^{+\infty} \Delta I_{an} \cos(n\theta - \beta_n - \psi_p) \end{aligned} \quad (4.42)$$

Où  $n = 6l \pm 1$ ,  $l = 0, 1, 2, 3, \dots$   $n > 0$ ,

$$\left\{ \begin{array}{l} \arccos(\psi_p) = \frac{\delta_B - 0.5(\delta_A + \delta_B)}{K_0}, \quad \text{et} \\ \arcsin(\psi_p) = (-1)^p \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{\delta_A - \delta_C}{K_0} \\ K_0^2 = \left( \delta_B - \frac{1}{2}(\delta_A + \delta_C) \right)^2 + \frac{3}{4}(\delta_A - \delta_C)^2 \end{array} \right. \quad (4.43)$$

Dans ces relations, les termes  $I_{0an}$  et  $\Delta I_{0an}$  sont donnés par les relations (A.17) à (A.21). L'expression des courants en conduction intermittente s'obtient de la même façon, mais simplement en remplaçant les termes  $I_{0an}$  et  $\Delta I_{0an}$  respectivement par  $I_{ain}$  et  $\Delta I_{ain}$ . Ces termes sont issus des équations (A.37) à (A.38).

### 4.3.2 Outil d'aide au choix des coefficients de dissymétrie en cas de redondance

Dans ce paragraphe, nous rappelons d'abord la formulation des équations générales du calcul des coefficients de dissymétrie liés aux convertisseurs multiniveaux. Ensuite, nous les appliquons de façon particulière au convertisseur multiniveau composé de trois cellules par phase. Puis nous tenons compte de façon recursive des équations des courants alternatifs établies dans cette section. Et enfin parmi les solutions redondantes spécifiques à ce type de convertisseur, nous ressortons les solutions susceptibles de fournir le moins d'harmoniques.

Nous illustrons ces propos au Chapitre 6 par les résultats des multiples simulations effectuées dans SIMPLORER, et dont les résultats ont été exportés dans MATLAB avant d'être imprimés et analysés.

### Sur le calcul des coefficients de dissymétrie des convertisseurs multiniveaux

A la fig.4.4, nous avons représenté une seule phase d'un convertisseur multiniveau triphasé. La tension redressée à la sortie de la cellule de rang  $j$  est notée  $U_{dj}$ . Il a été montré dans [51]-[52] et [60] que, trois conditions sont suffisantes pour définir théoriquement un convertisseur multiniveau asymétrique à pas uniforme.

1-) Les tensions  $U_{dj}$  doivent être définies telles que :

$$u_{d1} \leq u_{d2} \leq \dots \leq u_{dK}, \quad u_{dj} = \frac{U_{dj}}{U_{d1}} \quad (4.44)$$

2-) Les tensions  $u_{dj}$  doivent être calculées en respectant la condition suivante :

$$u_{dj} \leq 2 \left( \sum_{l=1}^{j-1} u_{dl} \right) + 1, \quad j = 1, 2, \dots, K \quad (4.45)$$

3-) Le nombre de niveaux correspondant doit être calculé de la façon suivante :

$$N = 2 \left( \sum_{j=1}^K u_{dj} \right) + 1 \quad (4.46)$$

Sur la fig.4.4 il n'y a aucune pré-disposition liant le déphasage des systèmes triphasés secondaires à leur position relative dans la connexion du convertisseur multiniveau. Puisqu'il s'agit d'une connexion en série des différentes cellules partielles, leur position a peu d'importance dans l'étude des courants ou des tensions redressées.

En notant  $u_{d1}$  la plus petite des tensions redressées, la tension alternative du secondaire qui alimente le pont de diodes correspond à la plus petite amplitude. En normalisant les autres tensions redressées par rapport à  $u_{d1}$ , celles-ci deviennent alors impérativement des entiers ( $u_{dj} \in \mathbb{N}^*$ ). La condition (4.45) peut avoir plusieurs solutions qui satisfont l'égalité (4.46). Dans ce cas, les solutions correspondantes sont alors considérées comme redondantes. Parmi elles, il est nécessaire de choisir celle dont les harmoniques ont la plus petite amplitude.

### Sur le choix des solutions en cas de redondance

Les relations (4.41) à (4.43) montrent d'une façon formelle, qu'aucune possibilité d'alimentation des cellules partielles ne peut produire du côté réseau, moins d'harmoniques que la solution symétrique. Par ailleurs les solutions asymétriques produisant les harmoniques ayant les mêmes caractéristiques qu'un onduleur triphasé classique (à deux niveaux) ont un double avantage :

1-) Celui d'être un convertisseur multiniveau, (possibilité de monter en tension, possibilité de fournir une tension à la charge dont la résolution est supérieure à celle d'un onduleur classique).

2-) Celui de fournir à la charge une tension dont la résolution est forcément supérieure à celle d'un onduleur multiniveau symétrique ([21], [38]).

Les équations (4.41) et (4.42) montrent que quelque soit le rang des harmoniques, les termes de la forme suivante subsisteront :  $n = 18l \pm 1$ ,  $n > 0$ ,  $l = 0, 1, 2, \dots$

L'amélioration des performances des convertisseurs multiniveaux asymétriques à trois cellules par phase ne peut se faire qu'en terme d'annulation ou de réduction des harmoniques de rang  $n \neq 18l \pm 1$ . Finalement, il ressort de ces remarques que la réduction de l'amplitude des harmoniques de rang  $n \neq 18l \pm 1$  revient à choisir les coefficients  $\delta_A$ ,  $\delta_B$ , et  $\delta_C$  tels que le terme  $K_0$  donné par l'expression (4.43) soit le plus petit possible, l'idéal étant qu'il soit nul.

Les tableaux tab.4.1 montrent toutes les possibilités d'alimentation des cellules partielles. Ces possibilités s'obtiennent en appliquant directement les relations (4.44) à (4.46). A partir de ces tableaux, il est possible de classer les différentes possibilités d'alimentation redondantes, ainsi que la valeur du coefficient  $K_0$ . Le tableau tab.4.2 résume cette possibilité.

En faisant une permutation des coefficients  $\delta_A$ ,  $\delta_B$  et  $\delta_C$ , nous pouvons remarquer que la grandeur  $K_0$  reste la même. Donc l'ordre dans le quel on dispose les tensions n'a aucune importance. Pour ces solutions redondantes, il ressort des tableaux tab.4.2 que, plus le rapport entre deux tensions consécutives est grand, plus le terme  $K_0$  est grand. En fait, ceci revient à choisir les tensions les plus proches les unes des autres.

$u_{d1}$	$u_{d2}$	$u_{d3}$	N	$K_0^2$
1	1	1	7	0
1	1	2	9	1
1	1	3	11	4
1	1	4	13	9
1	1	5	15	16

$u_{d1}$	$u_{d2}$	$u_{d3}$	N	$K_0^2$
1	2	2	11	1
1	2	3	13	3
1	2	4	15	7
1	2	5	17	13
1	2	6	19	21

$u_{d1}$	$u_{d2}$	$u_{d3}$	N	$K_0^2$
1	3	3	15	4
1	3	4	17	7
1	3	5	19	12
1	3	6	21	19
1	3	7	23	28
1	3	8	25	39
1	3	9	27	52

TAB. 4.1 – Ensemble des possibilités d'alimentation des trois cellules partielles d'un convertisseur multiniveau asymétrique

$u_{d1}$	$u_{d2}$	$u_{d3}$	N	$K_0^2$
1	2	2	11	1
1	1	3	11	4
1	2	3	13	3
1	1	4	13	9

$u_{d1}$	$u_{d2}$	$u_{d3}$	N	$K_0^2$
1	3	3	15	4
1	2	4	15	7
1	1	5	15	16
1	3	4	17	7
1	2	5	17	13

$u_{d1}$	$u_{d2}$	$u_{d3}$	N	$K_0^2$
1	3	5	19	7
1	2	6	19	16

TAB. 4.2 – Ensemble des possibilités redondantes d'alimentation des trois cellules par phase



### 4.3.3 Performances spectrales d'un P18 par rapport à celles d'un P12 asymétrique

L'équation (4.47) rappelle les relations donnant la valeur relative de l'amplitude des harmoniques par rapport à celle du fondamentale pour un transformateur P12. Dans toutes les expressions suivantes,  $l = 0, 1, 2, 3, \dots$   $n > 0$

$$i_{P12a_n}(\delta) = \frac{(\delta + (-1)^l)}{\delta + 1} \frac{I_n}{I_1}, \quad n = 6l \pm 1 \quad (4.47)$$

Cette équation montre que pour les harmoniques de rang  $n = 12l \pm 1$  (l pair), on a :

$$i_{P12a_n}(\delta) = \frac{I_n}{I_1}, \quad n = 12l \pm 1$$

Nous montrons dans la suite de cette section que les mêmes valeurs relatives peuvent être obtenues dans le cas d'un transformateur P18, même si le rang des harmoniques est différent. Pour les autres harmoniques, on a :

$$i_{P12a_n}(\delta) = \frac{(\delta - 1)}{\delta + 1} \frac{I_n}{I_1}, \quad n = 6l \pm 1 \text{ et } n \neq 12l \pm 1 \quad (4.48)$$

Les deux possibilités de définition d'une alimentation asymétrique avec deux cellules par phase s'obtiennent en posant  $\delta = 2$  et  $\delta = 3$ . On a donc les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{P12a_n}(2) = \frac{1}{3} \frac{I_n}{I_1} \Leftrightarrow N=7 \text{ niveaux} \\ i_{P12a_n}(3) = \frac{1}{2} \frac{I_n}{I_1} \Leftrightarrow N=9 \text{ niveaux} \end{array} \right. \quad (4.49)$$

Nous pouvons également ressortir des relations similaires pour un transformateur P18. Pour les harmoniques de rang  $n = 18l \pm 1$ , la valeur relative des harmoniques vaut :

$$i_{P18a_n}(\delta_A, \delta_B, \delta_C) = \frac{I_n}{I_1}, \quad n = 18l \pm 1$$

Pour les autres harmoniques, on a  $n = 6l \pm 1$  et  $n \neq 18l \pm 1$  :

$$i_{P18a_n}(\delta_A, \delta_B, \delta_C) = \frac{K_0}{\delta_A + \delta_B + \delta_C} \frac{I_n}{I_1} \quad (4.50)$$

Pour une alimentation permettant d'obtenir le même nombre de niveaux à la sortie du convertisseur, on a  $n = 6l \pm 1$  et  $n \neq 18l \pm 1$  :

$$i_{P18a_n}(1, 1, 1) = 0, \Leftrightarrow N = 7 \text{ niveaux} \quad (4.51)$$

$$i_{P18a_n}(1, 1, 2) = \frac{1}{4} \frac{I_n}{I_1}, \Leftrightarrow N = 9 \text{ niveaux} \quad (4.52)$$

En regroupant ces équations en fonction du nombre de niveaux qu'on obtiendrait à la sortie du convertisseur, on a les relations suivantes :

$$N = 7 \text{ Niveaux} \left\{ \begin{array}{l} i_{P12a_n}(2) = \frac{1}{3} \frac{I_n}{I_1}, \quad n = 6l \pm 1 \text{ et } n \neq 12l \pm 1 \\ i_{P18a_n}(1, 1, 1) = 0, \quad n = 6l \pm 1 \text{ et } n \neq 18l \pm 1 \end{array} \right. \quad (4.53)$$

$$N = 9 \text{ Niveaux} \left\{ \begin{array}{l} i_{P12a_n}(3) = \frac{1}{2} \frac{I_n}{I_1}, \quad n = 6l \pm 1 \text{ et } n \neq 12l \pm 1 \\ i_{P18a_n}(1, 1, 2) = \frac{1}{4} \frac{I_n}{I_1}, \quad n = 6l \pm 1 \text{ et } n \neq 18l \pm 1 \end{array} \right. \quad (4.54)$$

Les relations (4.53)-(4.54) montrent que, théoriquement l'alimentation symétrique de trois cellules par phase comporte moins d'harmoniques que l'alimentation asymétrique de deux cellules par phase pour la même résolution de la tension à la sortie du convertisseur. Et l'alimentation asymétrique de trois cellules par phase contient des harmoniques dont les valeurs relatives sont plus réduites que celles d'une alimentation asymétrique de deux cellules par phase.

#### 4.3.4 Remarques sur la disposition des cellules

La disposition des cellules partielles lorsqu'on utilise un transformateur de type P18 peut modifier les performances d'un tel système.

A la fig.4.10, nous avons représenté un convertisseur multiniveau ayant trois cellules par phase. Les cellules de même rang sont alimentées par les secondaires du transformateur dont les systèmes triphasés de tensions ont le même déphasage par rapport au primaire ; les cellules A2, B2 et C2 sont toutes alimentées par les systèmes triphasés de tensions en phase avec celui du primaire. Les trois cellules connectées en série sur la même phase sont donc alimentées par les systèmes de tensions déphasés entre-eux de  $20^\circ$ . C'est cette disposition qui a fait l'objet des analyses de présentées dans la section 4-3.

La fig.4.11 montre une autre disposition des cellules partielles de même rang. Les cellules de la phase A sont toutes alimentées par les tensions ayant le même déphasage. Dans ce cas, d'une part le convertisseur aura sur chaque phase, le même courant quelque soit l'indice de modulation. D'autre part les trois phases verront toujours leurs courants décalés de  $20^\circ$ . Le transformateur qui alimente le convertisseur asymétrique se comportera toujours comme s'il alimente un système symétrique. Le convertisseur asymétrique produira donc au réseau un courant d'indice de pulsation 18. Cette façon de connecter le transformateur donne d'excellente performance au convertisseur asymétrique alimenté par un transformateur de type P18.

Cette remarque ne s'applique que si le nombre de cellules monophasées connectées en série sur la même phase est égal au nombre de phase. Généralement, dans des applications industrielles à vitesse continûment variable, la machine à alimenter est de très forte puissance (pouvant aller jusqu'à 100 MW), et exige au plus une moyenne tension (tension efficace entre phases 3.3 KV ou 6.6 KV).

L'utilisation de cette topologie de convertisseur, sera avantageuse si les cellules partielles sont alimentées avec une basse tension. Ce qui exige une connection en série de plus de trois cellules sur la même phase. Pour ces types de machines de très forte puissance, le nombre de phases reste un multiple de trois (6, 9, 12, voire 15 phases). La machine ainsi construite se comporte comme une connection en étoile de plusieurs systèmes triphasés.

Le convertisseur statique pour ce type d'application sera vu comme plusieurs convertisseurs triphasés, mais ayant plus de trois cellules en série sur la même phase.

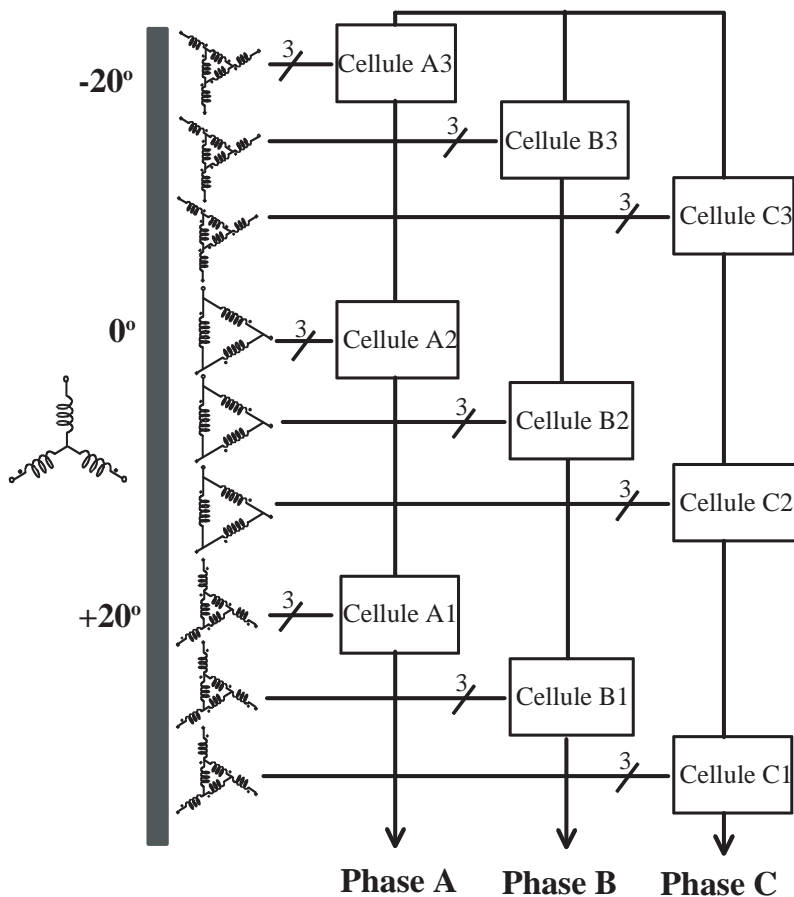


FIG. 4.10 – Transformateur de type P18 alimentant un convertisseur asymétrique: Les cellules en série sur la même phase sont alimentées par des systèmes triphasés de tensions décalés de  $20^\circ$ .

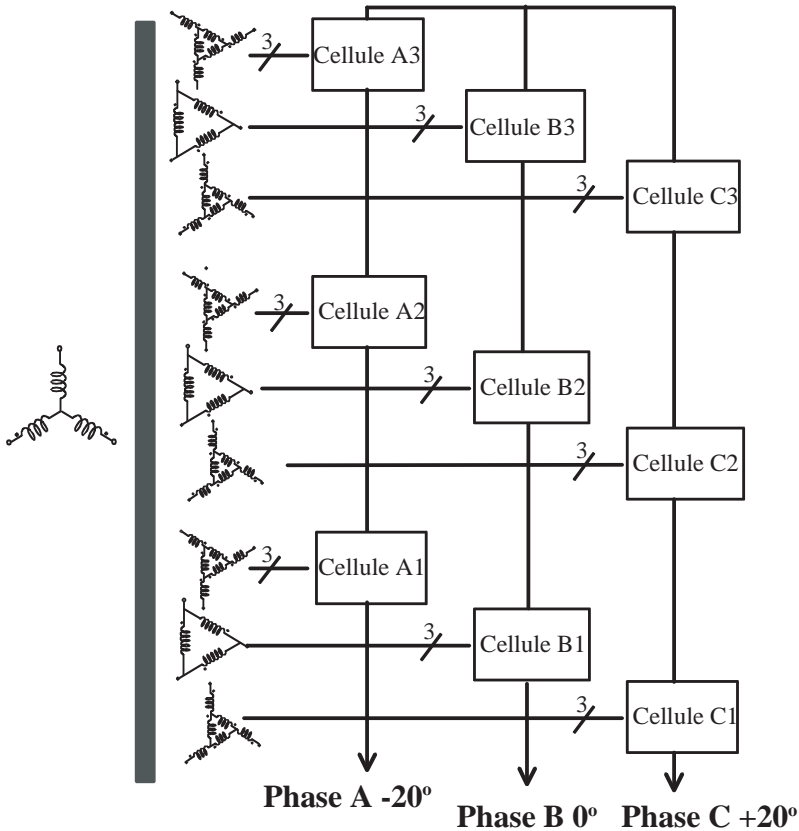


FIG. 4.11 – Transformateur de type P18 alimentant un convertisseur asymétrique : Les cellules de même rang  $j$  sur les trois phases sont alimentées par des systèmes triphasés de tensions en phase, mais décalés de  $20^\circ$  par rapport aux systèmes triphasés alimentant le groupe de cellules de rang  $j+1$ ,  $j = 1, 2$

Les performances du convertisseur multiniveau asymétrique à trois cellules par phase alimenté par un transformateur multi-secondaires basse fréquence de type P18 dont l'analyse résulte de la connection représentée à la fig.4.11 ne peuvent servir de base pour une compréhension et une géné-

ralisation du comportement spectral des convertisseurs dont le nombre de cellules est supérieur à trois.

Par contre, les analyses effectuées sur la connection représentée à la fig.4.10 n'exige pas forcément que l'on dispose de trois cellules en série sur la même phase. Les résultats obtenus peuvent ainsi servir de base pour une conclusion fiable du comportement spectral des convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par un transformateur multi-secondaires basse fréquence.

## 4.4 Conclusion

Ce chapitre est une étude détaillée du comportement des transformateurs triphasés multi-secondaires basse fréquence par rapport au réseau d'alimentation. Ces transformateurs sont destinés à l'alimentation des convertisseurs multiniveaux symétriques et asymétriques. Cette étude a été déduite de celle de la structure de base composée d'un pont triphasé de diodes. Les équations établies tiennent compte de l'impédance des enroulements du transformateur.

Nous avons établi des relations analytiques pour les modes de conduction continue et intermittente. Nous y avons montré que si l'alimentation du convertisseur multiniveau est symétrique, alors celui-ci contient moins d'harmoniques qu'un convertisseur asymétrique. L'alimentation asymétrique produit au réseau, un courant dont les caractéristiques harmoniques sont semblables à celles d'un onduleur triphasé classique (à deux niveaux).

Les harmoniques produites par une alimentation asymétrique sont compatibles avec les recommandations IEEE-519 [9]. Une méthode de choix des solutions d'alimentation en cas de redondance de possibilité a été proposée.

# Chapitre 5

## Transformateur symétrique pour convertisseur asymétrique

### 5.1 Introduction

Vu de la charge, un convertisseur multiniveau triphasé présente l'énorme avantage de pouvoir générer une tension dont la résolution est supérieure à celle d'un onduleur triphasé classique (deux niveaux). Lorsqu'il est alimenté de façon asymétrique, la résolution obtenue est supérieure à celle d'une alimentation symétrique.

Vu du réseau, un convertisseur multiniveau symétrique génère un courant dont les caractéristiques harmoniques sont plus intéressantes que celles d'un onduleur triphasé classique. Par contre, un convertisseur asymétrique a des performances spectrales comparables à celles d'un onduleur triphasé classique.

C'est pour pouvoir exploiter les avantages côté charge d'un convertisseur asymétrique et les avantages côté réseau d'un convertisseur symétrique que

nous avons proposé l'alimentation de la fig.5.1, [58].

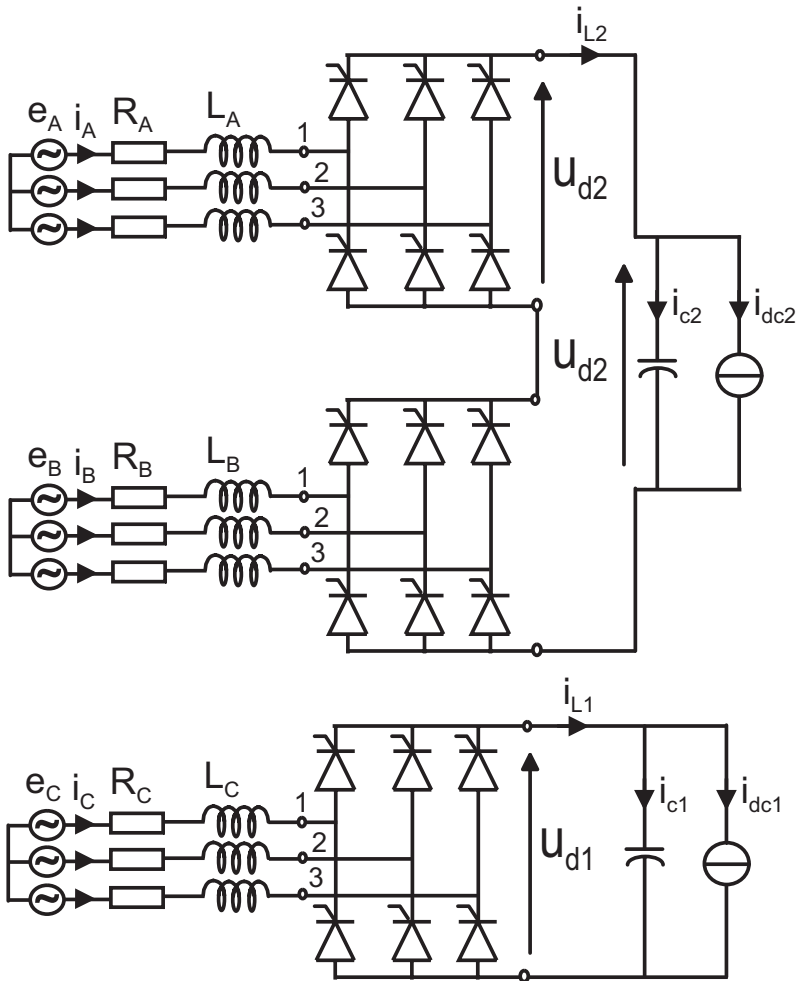


FIG. 5.1 – Schéma de base avec trois cellules monophasées sur une phase et charges fictives équivalentes



Le transformateur d'alimentation est de type P18 symétrique, les systèmes triphasés de tension aux secondaires sont décalés de  $20^\circ$  les uns des autres. Les trois secondaires alimentent chacun un redresseur triphasé. Un des redresseurs alimente directement une cellule partielle, et les deux autres sont mis en série afin d'alimenter la deuxième cellule, avec une tension double de la première.

Nous avons traité un cas général, avec des redresseurs commandés à thyristors. Nous déduisons des relations analytiques établies, les expressions d'une alimentation avec des redresseurs non commandés. Nous avons également supposé que le transformateur pourrait délivrer aux bornes de ses secondaires, des systèmes triphasés non équilibrés de tensions. A partir du facteur de déséquilibre, il est possible de déduire les expressions d'un système équilibré.

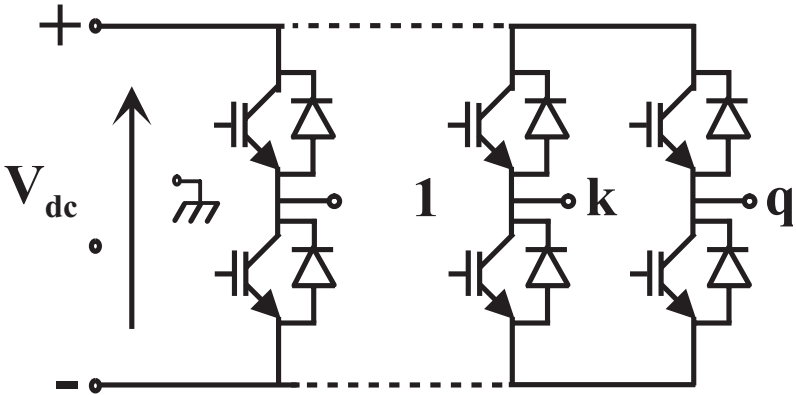
Les cellules ont été représentées par une charge fictive équivalente, et les secondaires du transformateur par leur modèle simplifié R-L série.

Le système ainsi constitué procure un courant de ligne (courant au primaire du transformateur) ayant le même spectre qu'un système composé de trois cellules partielles alimentées par des tensions symétriques ; notamment l'inexistence des harmoniques de courant de rang  $n$  différents de  $n \neq 18l \pm 1$  ( $l = 0,1,2,\dots$ ). Ce qui représente un avantage et une qualité spectrale meilleure qu'une alimentation asymétrique issue d'un transformateur à deux secondaires triphasés par phase, dont le courant primaire a la même forme spectrale qu'un onduleur classique caractérisé par la présence des harmoniques de rang  $n = 6l \pm 1$ .

En plus, vu de la charge, la résolution de la tension du convertisseur reste la même (une tension ayant 7 niveaux différents), ce qui est meilleur que la résolution de deux cellules partielles alimentées de façon symétrique (5 niveaux).

Pour aboutir à cette conclusion, l'hypothèse principale consiste à supposer que la stratégie de modulation employée permet l'obtention d'un courant continu identique à chaque étage intermédiaire des deux cellules partielles.

Afin d'étudier la nouvelle stratégie de modulation vérifiant cette hypothèse, il est nécessaire d'avoir une forme mathématique claire et interpretable du courant sur le bus continu de chaque cellule partielle.


 FIG. 5.2 – Onduleur général avec  $q$ -branches

## 5.2 Courant dans les bus continus

### 5.2.1 Principe de calcul

La fig.5.2 représente  $q$ -branches d'un onduleur général de tension. Il circule sur chaque branche  $k$ , un courant noté  $i_k$ , dont la contribution sur la formation du courant continu est notée  $i_{dck}$ . L'onduleur est alimenté par une tension continue  $V_{dc}$  qui délivre à l'ensemble des branches, un courant continu  $i_{dc}$ . Le point 0 est un neutre fictif, permettant de déterminer les tensions de branche

Sur la branche  $k$ , l'interrupteur relié à la borne positive est commandé par une fonction de commutation  $F_k$  qui peut prendre soit la valeur 0, soit la valeur 1, comme il est montré à la fig.5.3-a. Le produit de cette fonction de commutation et du courant délivré par la branche donne la contribution en courant continu de cette branche, [62] (voir fig.5.3-b). Et le courant du bus continu représenté à la fig.5.3-c) correspond à la somme des courants appelés par chaque branche. La relation (5.1) résume ce principe.

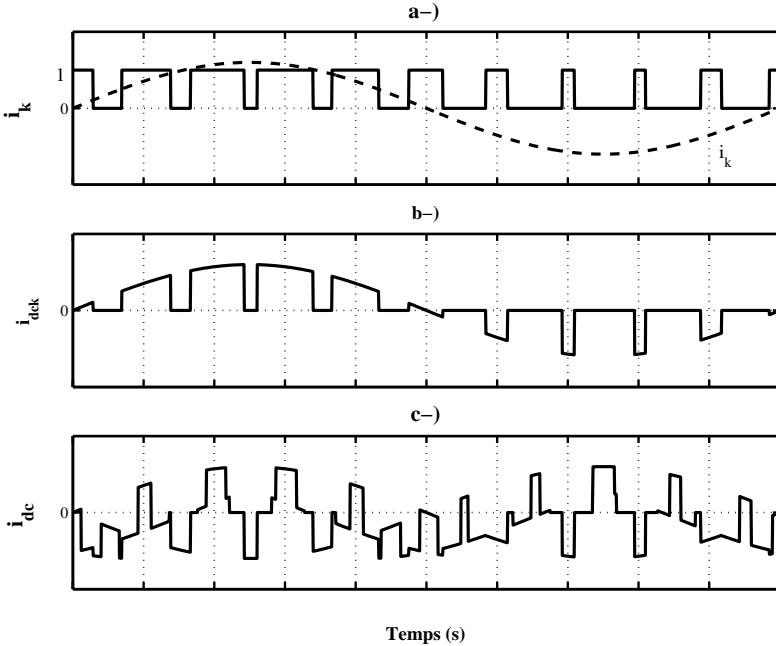


FIG. 5.3 – Formes de courant issues de l'onduleur général

$$i_{dck} = i_k * F_k \quad \text{et} \quad i_{dc} = \sum_{k=1}^q i_{dck} \quad (5.1)$$

Le problème général consiste donc à déterminer les courants  $i_k$  et les fonctions de commutation  $F_k$ . Ce problème a été débattu et résolu dans [61] pour des onduleurs ayant un nombre de branches supérieur à trois, et dans [63] à [65] particulièrement pour les onduleurs triphasés commandés par modulation des largeurs d'impulsion.

Mais les différentes méthodes qui sont exposées dans cette littérature ne sont pas extensibles aux convertisseurs multiniveaux, symétriques ou asymétriques. En effet, les séquences de commutations des interrupteurs ne sont

pas clairement connues à l'avance, tout est fonction de la stratégie de modulation utilisée pour les déterminer. Dans les stratégies de modulation mettant en oeuvre des triangles verticalement décalés par exemple, les séquences de commutation sont non seulement dépendantes de la fréquence des triangles et de la fréquence du signal de référence, mais aussi du rang (donc de sa tension d'alimentation) qu'occupe l'onduleur monophasé dans la structure du convertisseur multiniveau. Cette multiple dépendance rend suffisamment complexe leur formulation mathématique selon les principes exposés dans [61]-[65].

Pour pouvoir exploiter la nouvelle topologie d'alimentation que nous avons proposée, nous nous limiterons à la détermination des fonctions de commutation pour la modulation hybride présentée au chapitre 2.

### 5.2.2 Courant de sortie du convertisseur multiniveau et fonctions de commutation pour une modulation hybride

Dans la section précédente, les expressions analytiques des tensions à la sortie de chaque cellule partielle ont été établies.

Il dévient donc aisé de déterminer l'expression du courant qui traverse la charge alimentée par chaque cellule. L'équation (5.2) donne l'expression analytique générale des tensions  $u_{pj}$  à la sortie des  $K - 1$  cellules partielles, de rang  $j = 2..K$ .

$$u_{pj} = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} u_{pj_n}, \quad u_{pj_n} = A_{jn} \sin(n\theta) \quad (5.2)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{Kn} = \frac{4}{\pi} \frac{u_K}{n} \cos(n\theta_1) \\ A_{(K-1)n} = \frac{4}{\pi} \frac{u_{(K-1)}}{n} \cdot [\cos(n\theta_2) + \\ - \cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_3) + \cos(n\theta_4)] \\ \dots \\ A_{2n} = \frac{4}{\pi} \frac{u_2}{n} [\cos(n\theta_{\dots}) + \\ - \cos(n\theta_{\dots}) - \cos(n\theta_{\dots}) + \cos(n\theta_{\dots}) + \cos(n\theta_{\dots}) \\ - \cos(n\theta_{\dots}) - \cos(n\theta_{\dots}) + \cos(n\theta_{\dots}) + \cos(n\theta_{\dots})] \end{array} \right. \quad (5.3)$$

Les fonctions de commutations correspondantes ont la même forme que les tensions partielles des onduleurs, mais leur amplitude est une fraction de ces tensions. Mathématiquement, on aboutit aux relations suivantes :

$$F_j = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} \frac{u_{pjn}}{u_j} = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} \frac{A_{jn}}{u_j} \sin(n\theta) = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} F_{jn} \sin(n\theta) \quad (5.4)$$

$$\text{Avec } F_{jn} = \frac{A_{jn}}{u_j}$$

Puisque les onduleurs sont en série, l'expression du courant dans la charge s'obtient en tenant compte de la tension  $u_s$  fournit par le convertisseur comme le montre la relation (5.5).

$$i_s = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} \left[ u_{sn} \sum_{j=1}^K \frac{1}{z_{jn}} \right], \text{ avec } u_{sn} = \sum_{j=1}^K u_{pjn} \quad (5.5)$$

$z_{jn}$  est l'impédance de l'harmonique  $n$  équivalente aux bornes de la cellule de rang  $j$ . Celle-ci dans la réalité dépend de l'impédance monophasée de la

charge  $Z_{jn}$  (vue des bornes  $k$  et  $O$ ,  $k = 1, 2$ ) de la cellule  $j$ , ainsi que de celle équivalente à toutes les autres cellules partielles,  $Z_{ln}$ ,  $l = 1..K$  en fonction de leur commutation :

$$z_{jn} = Z_n + \sum_{j=1}^K Z_{jn} \quad (5.6)$$

Les impédances  $Z_{jn}$  dépendent de la stratégie de modulation, donc des séquences de commutation des quatre interrupteurs des cellules correspondantes. Elles résument les pertes de commutation et de conduction des composants de puissance. Dans nos hypothèses d'étude, nous avons négligé ces pertes ( $Z_{jn} = 0$ ,  $\forall j = 1..K$ ), de sorte que  $z_{jn} = Z_n$ . Le courant  $i_s$  est donc donné par :

$$i_s = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} i_{sn}; \quad i_{sn} = \frac{u_{sn}}{Z_n} \quad (5.7)$$

Puisque les composantes harmoniques de fréquence élevée ne génèrent pas de puissance moyenne, on peut uniquement considérer le fondamental du courant :  $i_s = I_1 \sin(\theta)$ .

Connaissant ce courant et les différentes fonctions de commutation, il devient aisé de déterminer la valeur des courants dans chaque bus continu, comme nous le montrons dans la sous-section suivante.

### 5.2.3 Courant dans les bus continus des $K$ -cellules partielles

L'expression (5.1) montre que le courant continu dans le bus continu de la cellule partielle de rang  $j$  est donnée par un simple produit de la fonction de commutation de cette cellule, et du courant qui la parcourt. En substituant les relations (5.4) et (5.7) dans (5.1), on aboutit à la relation (5.8). Cette relation est l'expression générale du courant continu dans les  $K$ -cellules partielles. Afin de ne pas confondre les coefficients de Fourier des fonctions de commutation à ceux des tensions, nous avons introduit la variable  $n' = 1, 3, 5, \dots$  pour exprimer les coefficients des fonctions de

commutation.

$$i_{dcj} = \sum_{m=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} \left[ \frac{u_{sn}}{Z_n} \frac{A_{jm}}{u_j} \sin(m\theta) \right], \quad j = 2..K \quad (5.8)$$

Et en ne considérant que le fondamental du courant  $i_s$  à la sortie du convertisseur multiniveau, on aboutit à la relation suivante :

$$i_{dcj} = \sum_{n'=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} F_{jn'} * \frac{I_1}{2} * \sin((n' \pm 1)\theta), \quad j = 2..K \quad (5.9)$$

Autrement dit :

$$i_{dcj} = \frac{I_1}{2} * \left[ F_{j1} + \sum_{m=1}^{+\infty} (F_{j(m+1)} - F_{jm}) * \cos(2m\theta) \right], \quad j = 2..K \quad (5.10)$$

Connaissant le courant continu  $i_{dcj}$  en fonction des fonctions de commutation, la cellule monophasée et la charge équivalente peuvent être remplacées par une source de courant fictive, comme l'illustre la fig.5.4.

Pour établir ces différentes expressions, nous avons supposé que les onduleurs partiels sont alimentés par des sources tensions parfaitement continues.

Dans la suite de ce travail, nous remplacerons les tensions  $u_{dj}$  par leurs expressions temporelles issues du redressement par le pont triphasé de diodes. Elles auront donc une partie continue (valeur moyenne), et une ondulation (harmonique). Ce qui nous permettra de nous approcher le plus de la réalité, puisque nous tiendrons compte du modèle à constantes localisées du transformateur multi-secondaire.

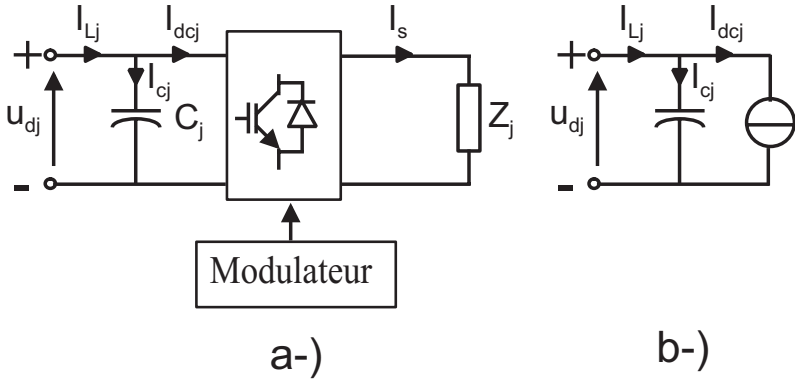


FIG. 5.4 – Représentation équivalente de la cellule partielle de rang  $j$  a-) cellule alimentant une charge fictive et tenant compte de la commande ; b-) Cellule partielle vue comme une source de courant

### 5.2.4 Remarque sur les expressions des courants continus pour une modulation par gradins

Le principe de calcul exposé plus haut est indépendant de la stratégie de modulation. Selon le même principe, les expressions des courants dans les bus continus s'obtiennent facilement si les cellules partielles sont commandées selon la modulation par gradins.

A partir des relations (5.11) obtenues pour une modulation par gradins, on peut déduire l'expression des fonctions de commutation (voir (5.4)), donc celle des courants. Nous exploiterons ces expressions dans le cas d'une alimentation de deux cellules par un transformateur P18, afin de déterminer la condition d'égalité des courants dans les deux bus continus.

$$u_{pj} = \sum_{h=1}^{+\infty} U_{pjh} \sin((2h-1)\theta); U_{pjh} = \frac{4}{\pi} \frac{u_j}{2h-1} \cdot \cos((2h-1)\theta_j) \quad (5.11)$$

Le courant qui circule dans la charge  $Z_h$  du convertisseur est donné par



la relation :

$$i_s = \frac{4}{\pi} u_{d1} \sum_{h=1}^{+\infty} \sum_{i=1}^{p/2} \left\{ \frac{1}{Z_h (2h-1)} \cos((2h-1)\theta_i) \sin((2h-1)\theta) \right\} \quad (5.12)$$

La fonction de commutation  $F_j$  est donnée par :

$$F_j = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{1}{2h-1} \cdot \cos((2h-1)\theta_j) \sin((2h-1)\theta), j = 1..K \quad (5.13)$$

Le courant dans le bus continu  $j$  peut alors être déterminé en posant :

$$i_{dcj} = F_j * i_s$$

## 5.3 Modélisation généralisée des tensions et des courants

### 5.3.1 Tensions alternatives aux secondaires du transformateur

Les tensions sur chaque phase au secondaires du transformateur peuvent être mises sous la forme suivante :

$$e_A = \begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{21} \\ e_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{E}_{11} \sin(\theta - \phi_{11}) \\ \hat{E}_{21} \sin(\theta - \phi_{21}) \\ \hat{E}_{31} \sin(\theta - \phi_{31}) \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

$$e_B = \begin{pmatrix} e_{12} \\ e_{22} \\ e_{32} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{E}_{12} \sin(\theta - \phi_{12}) \\ \hat{E}_{22} \sin(\theta - \phi_{22}) \\ \hat{E}_{32} \sin(\theta - \phi_{32}) \end{pmatrix} \quad (5.15)$$

$$e_C = \begin{pmatrix} e_{13} \\ e_{23} \\ e_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{E}_{13} \sin(\theta - \phi_{13}) \\ \hat{E}_{23} \sin(\theta - \phi_{23}) \\ \hat{E}_{33} \sin(\theta - \phi_{33}) \end{pmatrix} \quad (5.16)$$

Dans ces relations, les termes  $\hat{E}_{ij}$ ,  $i \in \{1, 2, 3\}$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$  désignent l'amplitude de la tension simple de l'enroulement  $i$  du convertisseur  $j$ . Les angles  $\phi_{ij}$  désignent les déphasages du système triphasé qui alimente le convertisseur  $j$ , par rapport à la tension de l'enroulement 1 au primaire du transformateur.

Ces relations correspondent aux expressions générales des tensions triphasées de chaque secondaire. Nous pouvons supposer qu'il y a un déséquilibre total du transformateur, auquel cas nous les conserverons telles qu'elles sont exprimées. Mais nous pouvons également supposer qu'elles sont partiellement déséquilibrées, auquel cas il existe au plus un secondaire fournissant un système triphasé déséquilibré. Ou alors supposer que le transformateur est totalement équilibré. Ces différences se traduisent simplement par la valeur des impédances de chaque enroulement, ainsi que par la valeur des tensions (amplitude et déphasage) de chaque système triphasé.

Il est bien connu que tout système déséquilibré de grandeurs triphasées sinusoïdales peut être décomposé en trois systèmes triphasés équilibrés de même grandeur et de même fréquence [66], [67] : un système directe, un système inverse et un système homopolaire. Lorsque le point neutre du transformateur est flottant, le système homopolaire est nul, le système de tensions  $e_j$  peut donc s'écrire :

$$e_j = \hat{E}_{jdir} \begin{pmatrix} \sin(\theta + \beta_{jdir}) \\ \sin(\theta + \beta_{jdir} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \beta_{jdir} + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} + \hat{E}_{jinv} \begin{pmatrix} \sin(\theta + \beta_{jinv}) \\ \sin(\theta + \beta_{jinv} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \beta_{jinv} + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

De façon générale, le déséquilibre des tensions peut-être caractérisé par une grandeur complexe de déséquilibre  $D_F$ , dont l'amplitude est le **facteur de déséquilibre**  $\tau$ , qui est défini par le rapport des amplitudes des composantes inverse et directe à la fréquence du fondamental. Et donc l'angle est

un **angle de déséquilibre**  $\beta$ , qui correspond au déphasage relatif entre les composantes directe et inverse. Soit pour le secondaire  $j$ ,

$$D_{jF} = \tau_j \angle \beta_j ; \tau = \frac{\hat{E}_{jinv}}{\hat{E}_{jdir}} ; \beta_j = \beta_{jdir} - \beta_{jinv} \quad (5.18)$$

Chaque groupe de tensions  $e_j$  est déphasé par un angle  $\Delta_j$  par rapport au groupe de tensions primaires. En considérant le système directe comme référence, on peut ainsi écrire :

$$e_j = \hat{E}_{jdir} \begin{pmatrix} \sin(\theta + \Delta_j) \\ \sin(\theta + \Delta_j - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \Delta_j + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} + \hat{E}_{jinv} \begin{pmatrix} \sin(\theta + \beta_j - \Delta_j) \\ \sin(\theta + \beta_j - \Delta_j + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \beta_j - \Delta_j - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (5.19)$$

Pour le transformateur P18 de la fig.5.1, les angles  $\Delta_j$   $j \in \{1, 2, 3\}$  sont donnés par :  $\Delta_1 = -\pi/9$  ;  $\Delta_2 = 0$  ;  $\Delta_3 = +\pi/9$

Il devient ainsi aisé d'aborder de façon générale, l'interaction entre le réseau et le convertisseur. Lorsque le transformateur fournit neuf systèmes triphasés équilibrés de tension, alors on a  $\tau_j = 0$  et  $\beta_j = 0$ .

### Tensions redressées : Approche par fonction de commutation

Comme il est montré en annexe B équations (B.12)-(B.15), la tension redressée à la sortie des trois convertisseurs de courant peut être ramenée sous la forme ci-dessous, dans laquelle  $j \in \{1, 2, 3\}$ , en utilisant le concept des fonctions de commutation [68], [69] :

$$e_{dcj} = E_{jd} + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} A_{jm} \cos(m\theta) + B_{jm} \sin(m\theta), \quad (5.20)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{jd} = -\frac{\sqrt{3}\hat{E}_{jdir}}{\pi} \sum_{i=1}^3 \sin\left(\gamma_{ij} + \alpha_{ij} + \frac{\mu_{ij}}{2} + \beta_{jdir} - \frac{2i\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\mu_{ij}}{2}\right) \\ \quad + \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{jinv}}{\pi} \sum_{i=1}^3 \sin\left(\gamma_{ij} + \alpha_{ij} + \frac{\mu_{ij}}{2} + \beta_{jinv} - \frac{2i\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\mu_{ij}}{2}\right) \end{array} \right. \quad (5.21)$$

Les angles  $\alpha_{ij}$  et  $\mu_{ij}$  sont respectivement les angles de commande des interrupteurs et d'empiétement de la phase  $i$ ,  $i \in \{1, 2, 3\}$  qui alimente le convertisseur  $j$ . Les angles  $\mu_{ij}$  peuvent être différents pour le convertisseur  $j$ , simplement parce que les inductances prises en compte lors de la commutation peuvent être différentes à cause du déséquilibre.

Les coefficients  $A_{jm}$  et  $B_{jm}$  sont donnés en annexe. Les tensions redressées aux bornes des deux cellules partielles sont données par :

$$u_{d1} = e_{dc3} ; \quad u_{d2} = e_{dc1} + e_{dc2} \quad (5.22)$$

### 5.3.2 Expressions analytiques des courants

#### Expressions analytiques des courants redressés

Les courants à la sortie des redresseurs sont notés  $i_{Lj}$ . Ils s'obtiennent par la relation générale (5.23) :

$$i_{Lj} = C_j \frac{du_{dj}}{dt} + i_{dcj} \quad (5.23)$$

Les tensions  $u_{dj}$  dépendent du type de convertisseur de courant connecté au secondaire et les courants  $i_{dcj}$  s'obtiennent aisément en fonction de la stratégie de modulation des cellules partielles. Le convertisseur alimente une charge dont chaque harmonique peut être mise sous la forme  $z_m = |Z_m| \angle \phi'_m$ .

Dans le cas d'une modulation par gradin par exemple, ce courant peut être ramené sous la forme suivante :

$$i_{Lj} = I_{L0j} + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} I_{Ljm} \sin(m\theta + \Phi_{jm}) \quad (5.24)$$

La composante continue  $I_{L0j}$  est donnée par la relation (5.25), dans laquelle nous avons substitué  $\phi'_{m-1}$  par  $\phi_m$ . Elle ne dépend que de la stratégie de modulation caractérisée par l'amplitude de la fonction de commutation de la cellule  $j$ , et du courant que fournit le convertisseur multiniveau à la charge. Cette composante est nulle pour tous les harmoniques de rang pairs.

$$I_{L0j} = \sum_{m=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} F_{jm} I_{sm} \cos(\phi_m) \quad (5.25)$$

Dans cette relation,  $F_{jm}$  et  $I_{sm}$  représentent les amplitudes respectives des harmoniques de fonctions de commutation de la cellule partielle  $j$  et du courant dans la charge. Elles sont données par :

$$F_{jm} = \frac{U_{pj}}{u_j} ; \quad I_{sm} = \frac{4}{m\pi} \frac{u_{d1}}{Z_m} \sum_{i=1}^{p/2} \cos(m\theta_i)$$

L'amplitude de la composante alternative du courant  $i_{Lj}$  est donnée par :

$$I_{Ljm} = \sqrt{c_{jm}^2 + d_{jm}^2} \quad (5.26)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} c_{jm} = I_{cm} \sin(\gamma_{jm}) + F_{jm} I_{sm} \cos(\phi_m) \\ d_{jm} = I_{cm} \cos(\gamma_{jm}) - F_{jm} I_{sm} \sin(\phi_m) \end{cases} \quad (5.27)$$

$$\text{où } j^2 = -1, \hat{I}_{cm} = \frac{E_{dcjm}}{|Z_{cm}|} ; \quad E_{dcjm} = -\sqrt{A_{jm}^2 + B_{jm}^2},$$

$$Z_{cm} = \frac{-j}{m\omega C}, \phi_m = \phi'_{m-1} ; \quad \gamma_{jm} = -\tan^{-1} \left( \frac{B_{jm}}{A_{jm}} \right)$$

Les coefficients  $A_{jm}$  et  $B_{jm}$  sont donnés en annexe. Le déphasage de la composante alternative doit respecter simultanément les deux conditions suivantes :

$$\Phi_{jm} = \tan^{-1} \left( \frac{c_{jm}}{d_{jm}} \right) \text{ et } \Phi_{jm} = \tan^{-1} \left( \frac{c_{jm}}{I_{Ljm}} \right) \quad (5.28)$$

### Expressions analytiques des courants alternatifs

Le courant dans chacune des trois phases du secondaire alimentant le redresseur  $j$  s'obtient aisément, en posant [69] :

$$i_x = F_{0x} I_d + F_{px} i_{d0} \quad (5.29)$$

Connaissant l'expression analytique du courant redressé et des fonctions de commutation, il devient aisé d'en déduire celle du courant au secondaire du transformateur.

## 5.4 Application au transformateur P18 symétrique

### 5.4.1 Tensions et courants des cellules partielles pour une modulation par gradins

#### Tensions à la sortie des cellules partielles

Nous supposons que les deux cellules monophasées sont commandées par la modulation par gradins. Les tensions à leurs bornes sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{p1} = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \{ \cos(\theta_{1h}) - \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{3h}) \} \\ u_{p2} = \frac{8}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \{ \cos(\theta_{2h}) \} \end{array} \right. \quad (5.30)$$

Les angles  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ , et  $\theta_3$  peuvent être choisis de façon à éliminer des harmoniques de tension basse fréquence. Dans ce cas, on ne peut éliminer que trois harmoniques correspondant aux trois angles. Il est également possible de les choisir afin de rendre le plus rapproché possible les puissances fournies par les deux cellules.

### Fonctions de commutation des cellules partielles

Les deux fonctions de commutations peuvent alors s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = \sum_{h=1}^{+\infty} F_{1h} \sin(\theta_h), F_2 = \sum_{h=1}^{+\infty} F_{2h} \sin(\theta_h), \theta_h = (2h - 1) \theta \\ F_{1h} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2h - 1} [\cos(\theta_{1h}) - \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{3h})] \\ F_{2h} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2h - 1} \cos(\theta_{2h}) \end{array} \right. \quad (5.31)$$

Ainsi, le convertisseur génère une tension  $u_s$  telle que :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_s = u_{p1} + u_{p2} \\ = \frac{4u_{d1}}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{1}{2h - 1} \sin((2h - 1) \theta) \{ \cos((2h - 1) \theta_1) \\ + \cos((2h - 1) \theta_2) + \cos((2h - 1) \theta_3) \} \end{array} \right. \quad (5.32)$$

### Courant dans la charge et dans les cellules partielles

Nous supposons que le convertisseur alimente une charge  $z_L$  de la forme  $z_L = R_L + jX_L$  ainsi, le courant dans cette charge peut s'écrire :

$$i_s = \sum_{h=1}^{+\infty} I_{sh} \sin((2h-1)\theta - \phi_{sh}) \quad (5.33)$$

Avec :

$$I_{sh} = \frac{4u_{d1}}{\pi Z_{Lh}} (\cos((2h-1)\theta_1) + \cos((2h-1)\theta_2) + \cos((2h-1)\theta_3))$$

$$Z_{Lh} = \sqrt{R_L^2 + ((2h-1)X_L)^2}; \quad \phi_{sh} = \tan^{-1} \frac{(2h-1)X_L}{R_L}$$

L'expression du courant dans la charge peut être simplifiée, en ne tenant compte que de son fondamental. D'une part, la fig.5.5 montre qu'entre le fondamental et le courant réel calculé en tenant compte de tous les harmoniques, il n'y a pas une grande altération du résultat. Et d'autre part, les harmoniques de fréquence élevée ne génèrent pas de puissance moyenne.

Nous pouvons donc poser :  $i_s \simeq I_{s1} \sin(\theta - \phi_{s1})$ . Les deux courants dans les cellules partielles sont donnés par :

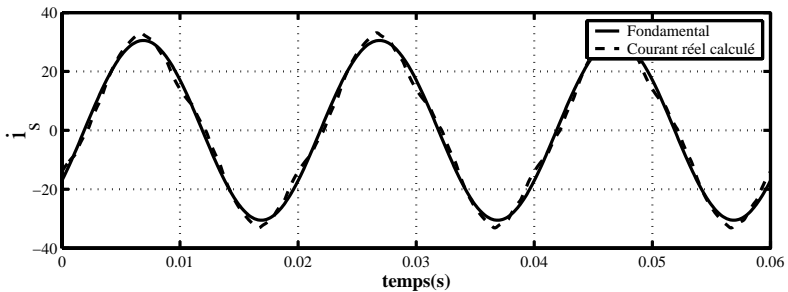


FIG. 5.5 – Courant dans la charge : Fondamental et courant réel (Calculs)



$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dc1} = \frac{1}{2}I_{s1}F_{11} \cos(\phi_{s1}) + \frac{1}{2}I_{s1} \left( \sum_{h=2}^{+\infty} F_{1h} \cos(2\theta(h-1) + \phi_{s1}) \right. \\ \left. + \sum_{h=1}^{+\infty} F_{1h} \cos(2\theta h - \phi_{s1}) \right) \\ i_{dc2} = \frac{1}{2}I_{s1}F_{21} \cos(\phi_{s1}) + \frac{1}{2}I_{s1} \left( \sum_{h=2}^{+\infty} F_{1h} \cos(2\theta(h-1) + \phi_{s1}) \right. \\ \left. + \sum_{h=1}^{+\infty} F_{1h} \cos(2\theta h - \phi_{s1}) \right) \end{array} \right. \quad (5.34)$$

Le premier terme de droite de chaque égalité correspond à la composante continue du courant dans les cellules partielles.

### 5.4.2 Tensions aux bornes des secondaires du transformateur

Dans un premier temps, nous supposons que chaque secondaire du transformateur P18 délivre un système triphasé équilibré. Les trois systèmes sont décalés de  $20^\circ$ , ainsi les constantes localisées du transformateur peuvent être mises sous la forme :

$$R_{sx} = R_s = 0 ; L_{sx} = L_s, \forall x \in \{1, 2, 3\}$$

Les systèmes triphasés équilibrés de tensions aux bornes des trois secondaires se déduisent de la relation (5.19), dans laquelle  $\Delta_1 = -\frac{\pi}{9}$  ;  $\Delta_2 = 0$  ;  $\Delta_3 = +\frac{\pi}{9}$  ;  $\beta_j = 0$  ;  $\hat{E}_{jinv} = 0$ . On a donc :

$$e_1 = \hat{E}_1 \begin{pmatrix} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{9}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{\pi}{9} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{\pi}{9} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad e_2 = \hat{E}_1 \begin{pmatrix} \sin(\theta) \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (5.35)$$

$$e_3 = \hat{E}_1 \begin{pmatrix} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{9}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{\pi}{9} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{\pi}{9} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (5.36)$$

### 5.4.3 Tensions redressées

Les tensions redressées sont données par la relation (5.22) reprise ci-dessous :

$$u_{d1} = e_{dc3} ; \quad u_{d2} = e_{dc1} + e_{dc2}$$

$$\begin{aligned} \text{Avec : } e_{dcj} &= E_{jd} + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} A_{jm} \cos(m\theta) + B_{jm} \sin(m\theta) \\ &= E_{jd} + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} E_{jdc_m} \cos(m\theta - \Phi_{jm}) \\ E_{jdc_m} &= \sqrt{A_{jm}^2 + B_{jm}^2} ; \quad \Phi_{jm} = m\Delta_j - \tan^{-1}\left(\frac{B_{jm}}{A_{jm}}\right) \end{aligned}$$

La composante continue générale est donnée par (5.21):

Tenant compte de l'équilibre du système, on aboutit à la relation suivante :

$$E_{jd} = -\frac{\sqrt{3}\hat{E}_1}{\pi} \sum_{i=1}^3 \sin\left(\gamma_{ij} + \alpha_{ij} + \frac{\mu_{ij}}{2} - \frac{2i\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\mu_{ij}}{2}\right) \quad (5.37)$$

Les angles  $\gamma_{ij}$  sont donnés en annexe, et pour des systèmes équilibrés, ils valent :

$$\gamma_{ij} = \frac{2i\pi}{3} - \Delta_j - \frac{\pi}{2}$$

Finalement, on aboutit à la relation suivante :

$$E_{jd} = \frac{\sqrt{3}\hat{E}_1}{\pi} \sum_{i=1}^3 \cos\left(\alpha_{ij} - \Delta_j + \frac{\mu_{ij}}{2}\right) \cos\left(\frac{\mu_{ij}}{2}\right) \quad (5.38)$$

**Remarque :** Si les redresseurs sont non commandés, alors  $\alpha_{ij} = 0$ . Et pour le système triphasé de référence, on a  $\Delta_j = 0$  et  $\mu_{ij} = \mu$ . La tension continue peut ainsi s'écrire :

$$E_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{E}_1 (1 + \cos(\mu))$$

Et pour un système idéalisé tel que les inductances du transformateur sont négligées, alors  $\mu = 0$  et on aboutit à la relation bien connue [70], [71] :

$$E_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{E}_1$$

Dans cette relation, en posant  $\hat{E}_1 = \sqrt{2}V_1$  et  $V_1 = U_1/\sqrt{3}$ , et on aboutit à la relation

$$E_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_1 \simeq 1.35U$$

Les coefficients  $A_{jm}$  et  $B_{jm}$  sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{jm} = a_{jm} \cos(m\Delta_j) + b_{jm} \sin(m\Delta_j) \\ B_{jm} = b_{jm} \cos(m\Delta_j) - a_{jm} \sin(m\Delta_j) \\ \gamma_{ij} = \frac{2i\pi}{3} - \Delta_j - \frac{\pi}{2} \\ \cos(\mu_{ij} + \alpha_{ij}) = \cos(\alpha_{ij}) - \frac{2I_{d0}X_s}{\sqrt{3}\hat{E}_1} \end{array} \right. \quad (5.39)$$

Avec  $Phi_{ij} = (\gamma_{ij} + \alpha_{ij} + \frac{\mu_{ij}}{2})$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{jm} = -\frac{\sqrt{3}\hat{E}_1}{\pi(m+1)} \sum_{i=1}^3 \sin\left((m+1)\Psi_{ij} - \frac{2i\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{(m+1)\mu_{ij}}{2}\right) \\ \quad - \frac{\sqrt{3}\hat{E}_1}{\pi(m-1)} \sum_{i=1}^3 \sin\left((m-1)\Psi_{ij} + \frac{2i\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{(m-1)\mu_{ij}}{2}\right) \\ b_{jm} = \frac{\sqrt{3}\hat{E}_1}{\pi(m+1)} \sum_{i=1}^3 \cos\left((m+1)\Psi_{ij} - \frac{2i\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{(m+1)\mu_{ij}}{2}\right) \\ \quad + \frac{\sqrt{3}\hat{E}_1}{\pi(m-1)} \sum_{i=1}^3 \cos\left((m-1)\Psi_{ij} + \frac{2i\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{(m-1)\mu_{ij}}{2}\right) \end{array} \right. \quad (5.40)$$

Si la commande du redresseur est équidistante, alors les angles de commande d'une même phase sont tous égaux :  $\alpha_{1j} = \alpha_{2j} = \alpha_{3j} = \alpha_j$  et les angles d'empîement le sont également :  $\mu_{1j} = \mu_{2j} = \mu_{3j} = \mu_j$ . La composante continue de la tension redressée peut alors s'écrire :

$$E_{jd} = \frac{3\sqrt{3}\hat{E}_1}{\pi} \cos\left(\alpha_j + \frac{\mu_j}{2}\right) \cos\left(\frac{\mu_j}{2}\right) \quad (5.41)$$

Les tensions redressées  $u_{dc1}$  et  $u_{dc2}$  sont donc données par :

$$u_{dc1} = U_{1d} + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} U_{1dc_m} \sin(m\theta + \Phi_{1dc_m}) \quad (5.42)$$

$$\begin{aligned} \text{Avec } U_{1d} &= \frac{3\sqrt{3}\hat{E}_1}{\pi} \cos\left(\alpha_3 + \frac{\mu_3}{2}\right) \cos\left(\frac{\mu_3}{2}\right) \\ U_{1dc_m} &= \sqrt{A_{3m}^2 + B_{3m}^2} ; \quad \Phi_{1dc_m} = m\frac{\pi}{9} + \tan^{-1}\left(\frac{B_{3m}}{A_{3m}}\right) \end{aligned}$$

$$\text{et } u_{dc2} = U_{2d} + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} U_{2dc_m} \sin(m\theta + \Phi_{2dc_m}) \quad (5.43)$$

$$U_{2d} = \frac{3\sqrt{3}E_1}{\pi} \left[ \cos \left( \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2} \right) \cos \left( \frac{\mu_1}{2} \right) + \cos \left( \alpha_2 + \frac{\mu_2}{2} \right) \cos \left( \frac{\mu_2}{2} \right) \right]$$

$$U_{2dc_m} = \sqrt{C_m^2 + D_m^2}$$

$$C_m = E_{1dc_m} \sin \Phi_{1m} + E_{2dc_m} \cos \Phi_{2m},$$

$$D_m = E_{1dc_m} \cos \Phi_{1m} - E_{2dc_m} \sin \Phi_{2m}$$

$$\Phi_{1m} = \tan^{-1} \frac{B_{1m}}{A_{1m}} - m \frac{\phi}{9}; \quad \Phi_{2m} = \tan^{-1} \frac{B_{2m}}{A_{2m}}$$

$\Phi_{2dc_m}$  doit respecter simultanément les deux conditions suivantes :

$$\Phi_{2dc_m} = \tan^{-1} \left( \frac{C_m}{D_m} \right) \text{ et } \Phi_{2dc_m} = \sin^{-1} \left( \frac{C_m}{U_{2dc_m}} \right) \quad (5.44)$$

### Courants redressés

Les deux courants à la sortie des redresseurs sont donnés par :

$$\begin{cases} i_{L1} = C_1 \frac{du_{dc1}}{dt} + i_{dc1} \\ i_{L2} = C_2 \frac{du_{dc2}}{dt} + i_{dc2} \end{cases} \quad (5.45)$$

Autrement dit :

$$\begin{cases} i_{L1} = I_{L1_0} + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} I_{L1_m} \cos(m\theta + \Phi_{L1_m}) \\ i_{L2} = I_{L2_0} + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} I_{L2_m} \cos(m\theta + \Phi_{L2_m}) \end{cases} \quad (5.46)$$

Chaque courant peut être décomposé en un terme continue et en une somme d'harmoniques. Cette décomposition facilite la détermination des courants dans les enroulements des secondaires du transformateur, et par conséquent dans le réseau. Les termes continus sont donnés par :

$$I_{L1_0} = \frac{1}{2}F_{1_1}I_{s_1} \cos(\phi_{s_1}) ; \quad I_{L2_0} = \frac{1}{2}F_{2_1}I_{s_1} \cos(\phi_{s_1})$$

$$I_{L1_m} = \sqrt{c_{1_m}^2 + d_{1_m}^2} ; \quad I_{L2_m} = \sqrt{c_{2_m}^2 + d_{2_m}^2}$$

Et les harmoniques s'obtiennent en tenant compte des relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} c_{1_m} = mC_1\omega U_{1dc_m} \cos(\Phi_{1dc_m}) + \frac{1}{2}I_{s_1} (F_{1_{m/2}} + F_{1_{m/2+1}}) \cos(\phi_{s_1}) \\ d_{1_m} = mC_1\omega U_{1dc_m} \sin(\Phi_{1dc_m}) + \frac{1}{2}I_{s_1} (F_{1_{m/2+1}} - F_{1_{m/2}}) \sin(\phi_{s_1}) \end{array} \right. \quad (5.47)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} c_{2_m} = mC_2\omega U_{2dc_m} \cos(\Phi_{2dc_m}) + \frac{1}{2}I_{s_1} (F_{2_{m/2}} + F_{2_{m/2+1}}) \cos(\phi_{s_1}) \\ d_{2_m} = mC_2\omega U_{2dc_m} \sin(\Phi_{2dc_m}) + \frac{1}{2}I_{s_1} (F_{2_{m/2+1}} - F_{2_{m/2}}) \sin(\phi_{s_1}) \end{array} \right. \quad (5.48)$$

$$\Phi_{L1_m} = \tan^{-1} \left( \frac{d_{1_m}}{c_{1_m}} \right) ; \quad \Phi_{L2_m} = \tan^{-1} \left( \frac{d_{2_m}}{c_{2_m}} \right) \quad (5.49)$$

### Remarques sur le mode de conduction des redresseurs et leurs réactions au réseau d'alimentation

Les formes d'ondes des courants et tensions dépendent du mode de conduction des redresseurs (conduction continue ou conduction intermittente). Les formes analytiques de ces grandeurs par contre restent les mêmes, comme

il a été montré dans [72]. Les courants redressés quelque soit le mode de fonctionnement, peuvent toujours être mis sous la forme de l'une des équations de la relation (5.46): Une composante continue représentant la valeur moyenne, et une composante alternative correspondant à l'ondulation.

Puisque les formes analytiques sont les mêmes pour les deux modes de fonctionnement, les principaux effets des courants intermédiaires au réseau d'alimentation ne dépendent donc pas du mode de conduction.

#### 5.4.4 Conditions d'égalité des courants

Afin d'exploiter la nouvelle configuration de l'alimentation, il est nécessaire que les courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  soit quasiment égaux. Nous notons  $\Delta i$  cette différence :

$$\Delta i = \Delta I_0 + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} \Delta i_{L_m} \cos(m\theta + \Delta\Phi_{L_m}) \quad (5.50)$$

Avec :  $\Delta I_0 = I_{L1_0} - I_{L2_0}$  ;  $\Delta\Phi_{L_m} = \tan^{-1} \left( \frac{\Delta d_m}{\Delta c_m} \right)$  ;

$$\Delta i_{L_m} = \sqrt{\Delta c_m^2 + \Delta d_m^2} ; c_m = I_{L1_m} \cos(\Phi_{L1_m}) - I_{L2_m} \cos(\Phi_{L2_m}) ;$$

$$\Delta d_m = I_{L1_m} \sin(\Phi_{L1_m}) - I_{L2_m} \sin(\Phi_{L2_m})$$

Les conditions suivantes doivent également être vérifiées :

- **Egalité des grandeurs moyennes des courants dans les bus continus vue de la charge**

Une première condition à remplir est de rendre nul le terme  $\Delta I_0$ . Ce terme ne dépend que du courant dans la charge et de la stratégie de modulation des cellules partielles caractérisée par les angles de commutation de ces cellules. On aboutit donc à l'équation suivante :

$$\cos(\theta_1) - 2 \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) = 0 \quad (5.51)$$

- **Egalité de la puissance moyenne dans les bus continus**

Afin de déterminer les angles  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  et  $\theta_3$  il est également possible, d'équilibrer la puissance active dans les deux bus continus. En effet la puissance dans chaque bus continu est donnée par la relation (5.52)

$$P_{dc_j} = \frac{1}{T_j} \int^{T_j} U_{dc_j} i_s dt \quad (5.52)$$

Dans cette équation,  $T_j$  correspondant à la durée de fonctionnement de la cellule partielle alimentée par la tension moyenne  $U_{dc_j}$ . Soit pour les deux cellules du montage de la fig.5.1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{dc_1} = \frac{4}{\pi} U_{dc_1} I_{s_1} (\cos(\theta_1 - \phi_{s_1}) - \cos(\theta_2 - \phi_{s_1}) \\ \quad + \cos(\theta_3 - \phi_{s_1}) - \sin(\phi_{s_1})) \\ P_{dc_2} = \frac{8}{\pi} U_{dc_1} I_{s_1} (\cos(\theta_2 - \phi_{s_1}) - \sin(\phi_{s_1})) \end{array} \right. \quad (5.53)$$

Il peut y avoir égalité des puissances dans les bus continus, si les angles  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  et  $\theta_3$  respectent la condition suivante :

$$\cos(\theta_1 - \phi_{s_1}) - 3 \cos(\theta_2 - \phi_{s_1}) + \cos(\theta_3 - \phi_{s_1}) + \sin(\phi_{s_1}) = 0 \quad (5.54)$$

Le système donné par les équations (5.51) et (5.54) suffit pour rendre égaux les termes continus des courants à la sortie des redresseurs, ainsi que la puissance qui y est transmise. Il est à noter que les deux équations sont suffisantes, puisque le premier angle de commutation  $\theta_1$  peut prendre n'importe quelle valeur inférieure à  $\pi/2$ .

• **Egalité des harmoniques basse fréquence**

Dans la pratique, c'est la valeur moyenne du courant redressé qui détermine le point de fonctionnement des redresseurs [57]. Les deux égalités précédentes suffisent donc pour la détermination du point de fonctionnement des redresseurs commandés alimentant les cellules partielles.



Toute fois, une stricte égalité des courants dans les deux redresseurs nécessite aussi l'égalité de leurs harmoniques les plus significatives, en l'occurrence celles de basse fréquence.

Cette égalité se traduit par la condition suivante, dans laquelle les coefficients sont données par les relations (5.47) à (5.49) :

$$\frac{d_{1_m}}{c_{1_m}} = \frac{d_{2_m}}{c_{2_m}} \quad (5.55)$$

• **Egalité des grandeurs moyennes des courants dans les bus continus vue de la source**

En exploitant le modèle au niveau système pseudo-continu du convertisseur alternatif-continu [71] on aboutit à la formulation mathématique suivante, tenant compte du schéma équivalent de la:

$$\begin{cases} u_{d1} = \frac{3U_1}{\pi} \cos(\alpha_3) - R_i I_{dc1} - L_i \frac{dI_{dc1}}{dt} \\ u_{d2} = \frac{3U_1}{\pi} (\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)) - 2R_i I_{dc2} - 2L_i \frac{dI_{dc2}}{dt} \end{cases} \quad (5.56)$$

Pour des courants égaux dans les bus continus, et pour des tensions continues telles que :  $u_{d2} = 2u_{d1}$ , on aboutit à la condition suivante :

$$\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - 2\cos(\alpha_3) = 0 \quad (5.57)$$

Une solution évidente qui satisfait cette relation est donnée par :  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3$ , c'est à dire une commande symétrique des redresseurs est nécessaire pour pouvoir assurer une égalité des courants redressés. Il a été montré dans [57] que c'est la valeur moyenne du courant redressé qui détermine le point de fonctionnement effectif du redresseur, et non l'angle de commande  $\alpha$ . Ainsi, aucune contrainte n'étant imposée aux angles  $\alpha_i$ , on peut donc choisir :  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0$ , autrement dit on peut utiliser des redresseurs à diodes.

Ces considérations sur la valeur moyenne des courants redressés et leur impact sur le point de fonctionnement des redresseurs simplifient grandement l'analyse de cette structure. En effet, les relations analytiques non linéaires s'en trouvent linéarisées. Dans ce cas, tout reviendrait à pouvoir maintenir les courants moyens dans les bus continus le plus proche possible, ou alors de n'utiliser le convertisseur que dans une plage limitée.

# Chapitre 6

## Simulations et validation expérimentale des résultats

### 6.1 Introduction

Ce chapitre présente quelques résultats issus des simulations, permettant de vérifier la convergence des expressions analytiques précédemment établies. En plus, un prototype expérimental à puissance et tension réduites a été réalisé, afin de vérifier la faisabilité d'un convertisseur multiniveau.

La convergence des expressions analytiques concerne d'abord le détail des commutations sur les différentes cellules partielles. Les résultats montrent qu'il est bien possible d'augmenter le nombre de niveaux à la sortie du convertisseur, sans en modifier la topologie.

Les formes d'onde analytiques des courants au primaire du transformateur sont également comparées aux résultats des simulations (pour les transformateurs de type P12 et P18, symétriques et asymétriques).

## 6.2 Convergence des expressions analytiques

### 6.2.1 Convertisseur à deux cellules par phase

#### Détail des commutations sur les cellules partielles

Nous avons implémenté plusieurs stratégies de modulation pour la commande d'un convertisseur multiniveau à deux cellules partielles par phase. Dans un premier temps, nous nous sommes uniquement intéressés à la validation des expressions générales permettant d'augmenter le nombre de niveau à la sortie du convertisseur. Un choix symétrique des tensions d'alimentation des deux cellules partielles permet de générer une tension ayant cinq valeurs différentes. Le nombre d'états d'enclenchement redondants  $y$  est élevé, ce qui peut éventuellement être exploité pour équilibrer le nombre de commutation entre cellules. Dans des applications comme le filtrage actif, ces états peuvent également être utilisés pour équilibrer l'état de charge des condensateurs, [79].

La fig.6.1 montre les tensions à la sortie des cellules partielles et la tension générée par le convertisseur, pour un choix non-symétrique des tensions d'alimentation des cellules partielles. Comme il a été montré au chapitre 3, le nombre de niveaux  $y$  est augmenté,  $N=7$  niveaux ( $-3, -2, \dots +2, +3$ ) et 9 niveaux ( $-4, -3, \dots +3, +4$ ) respectivement, pour  $u_{d2} = 2u_{d1}$  et  $u_{d2} = 3u_{d1}$ , avec  $u_{d1} = 1$  p.u. (voir aussi dans [51] et [54]).

Si ce choix permet d'augmenter le nombre de niveaux à la sortie du convertisseur multiniveau, il réduit et peut annuler l'existence des états redondants, ce qui réduit aussi les possibilités de gestion des commutations. Comme le montre la fig.6.1, la cellule partielle alimentée par la plus grande tension subit plus de commutations que la petite.

Etant donné la différence des tensions d'alimentations, des interrupteurs différents peuvent être utilisés, formant ainsi un convertisseur multiniveau asymétrique et hybride [8]. Dans ce cas, si les commutations sur les deux cellules se coïncident, alors la différence des caractéristiques de commutation (temps de recouvrement par exemple) peut entraîner des "picks" sur la tension de sortie du convertisseur.

6.2. CONVERGENCE DES EXPRESSIONS ANALYTIQUES

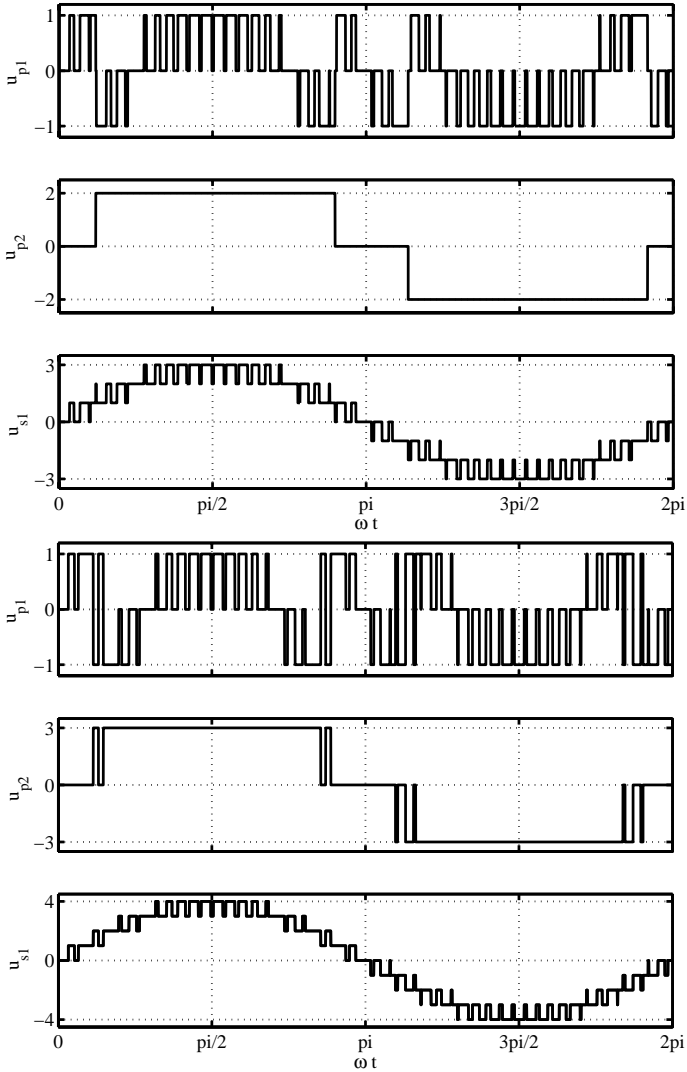


FIG. 6.1 – Tensions partielles et tension du convertisseur multiniveau,  $u_{d2} = 2u_{d1} \Rightarrow N = 7$  niveaux et  $u_{d2} = 3u_{d1} \Rightarrow N = 9$  niveaux

### Modulation par gradins

A partir du chapitre 3, on peut déduire les expressions suivantes des tensions partielles pour une modulation par gradins :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{p1} = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \{ \cos(\theta_{1h}) - \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{3h}) \} \\ u_{p2} = \frac{8}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{u_{d1}}{2h-1} \sin(\theta_h) \{ \cos(\theta_{2h}) \} \end{array} \right. \quad (6.1)$$

Les deux fonctions de commutations peuvent s'écrire :

$$F_1 = \sum_{h=1}^{+\infty} F_{1h} \sin(\theta_h), \quad F_2 = \sum_{h=1}^{+\infty} F_{2h} \sin(\theta_h) \quad (6.2)$$

$$F_{1h} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2h-1} [\cos(\theta_{1h}) - \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{3h})]$$

$$F_{2h} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2h-1} \cos(\theta_{2h}), \quad \theta_{xh} = (2h-1)\theta_x$$

Le convertisseur génère une tension  $u_s$  telle que :  $u_s = u_{p1} + u_{p2}$

$$u_s = \frac{4u_{d1}}{\pi} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{1}{2h-1} \sin(\theta_h) \{ \cos(\theta_{1h}) + \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{2h}) \}$$

Nous supposons que le convertisseur alimente une charge  $z_L$  de la forme  $z_L = R_L + jX_L$  ainsi, le courant dans cette charge peut s'écrire :

$$i_s = \sum_{h=1}^{+\infty} I_{sh} \sin((2h-1)\theta - \phi_{sh}) \quad (6.3)$$

$$I_{sh} = \frac{4u_{d1}}{\pi Z_{Lh}} (\cos(\theta_{1h}) + \cos(\theta_{2h}) + \cos(\theta_{3h}))$$

$$Z_{Lh} = \sqrt{R_L^2 + ((2h - 1) X_L)^2}; \quad \phi_{sh} = \tan^{-1} \frac{(2h - 1) X_L}{R_L}$$

L'expression du courant dans la charge peut être simplifiée, en ne tenant compte que de son fondamental. Les deux courants dans les cellules partielles sont donnés par :

$$i_{dc1} = \frac{1}{2} I_{s1} F_{11} \cos(\phi_{s1}) + \frac{1}{2} I_{s1} \left( \sum_{h=2}^{+\infty} F_{1h} \cos(2\theta(h-1) + \phi_{s1}) + \sum_{h=1}^{+\infty} F_{1h} \cos(2\theta h - \phi_{s1}) \right) \quad (6.4)$$

$$i_{dc2} = \frac{1}{2} I_{s1} F_{21} \cos(\phi_{s1}) + \frac{1}{2} I_{s1} \left( \sum_{h=2}^{+\infty} F_{1h} \cos(2\theta(h-1) + \phi_{s1}) + \sum_{h=1}^{+\infty} F_{1h} \cos(2\theta h - \phi_{s1}) \right)$$

La fig.6.2 à fig.6.3 montre les résultats d'une superposition des formes d'ondes issues des expressions analytiques et de celles obtenues par simulation.

### Réaction au réseau : conditions idéales de fonctionnement

Nous avons dans un premier temps fixé la valeur de l'inductance de lissage suffisamment grande, de telle manière que le courant dans la charge ne présente aucune ondulation. Le courant redressé dans ce cas ne contient que sa composante continue  $I_d$ , fixée à 50 A. Nous avons également négligé la résistance et l'inductance du transformateur. Ces conditions de fonctionnement sont supposées être idéales. Nous avons en plus fixé la tension aux bornes des secondaires de telle manière que la tension maximale totale ( $U_e$ ) qui résulterait aux bornes d'une phase du convertisseur multiniveau soit la même pour les cas symétrique et asymétriques.

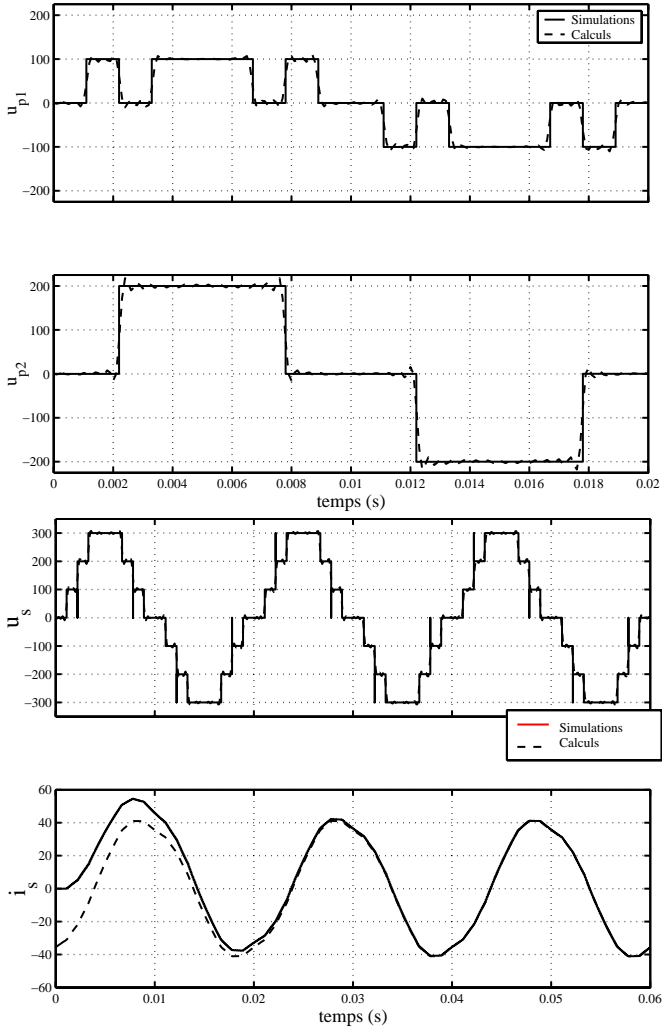


FIG. 6.2 – Tensions à la sortie des cellules partielles, courant dans la charge et tension à la sortie du convertisseur



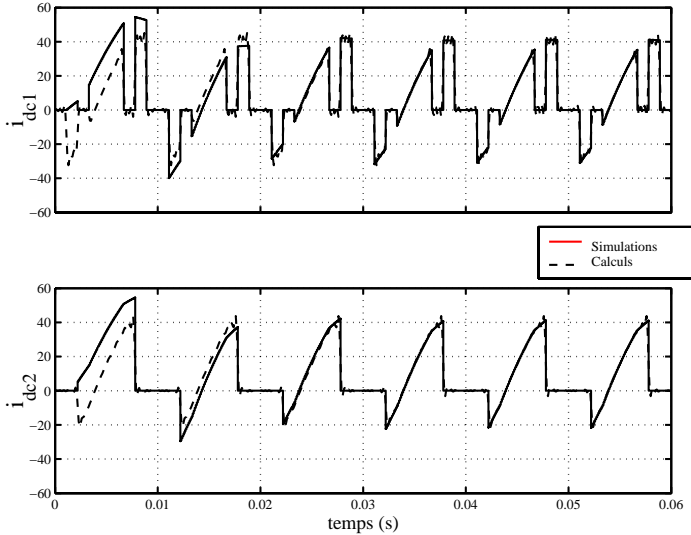


FIG. 6.3 – Courants appelés par les cellules partielles

Pour une tension totale  $U_e = 1200v$ , nous avons ainsi les couples de tensions efficaces suivants aux bornes des secondaires du transformateur : Pour le convertisseur symétrique ( $600 v, 600 v$ ), pour le convertisseur asymétrique sept niveaux ( $400 v, 800 v$ ) et pour le convertisseur asymétrique neuf niveaux ( $300 v, 900 v$ ).

Les courants qui en résultent sont présentés à la fig.6.4, pour les trois possibilités d'alimentation du transformateur. Par soucis de simplicité, nous désignons chaque possibilité d'alimentation du transformateur par le nombre de niveaux de tension qu'il permettrait d'obtenir à la sortie du convertisseur multiniveau à deux cellules par phase qu'il est susceptible d'alimenter.

Comme prévu, dans le cas d'une alimentation symétrique, seules les harmoniques de rang  $n = 12l \pm 1$  sont non nulles, alors que dans le cas des alimentations asymétriques toutes les harmoniques de la forme  $n = 6l \pm 1$ , ( $l = 0, 1, 2, 3, \dots, n > 0$ ) restent présentes.

L'alimentation asymétrique génère au réseau, un courant dont les harmo-

niques sont semblables à celles d'un convertisseur de type P6. L'alimentation dont les tensions entre phases aux secondaires du transformateur sont dans un rapport de trois, produit les harmoniques les plus significatives. Néanmoins, elles restent compatibles aux recommandations de l'IEEE-519 [9].

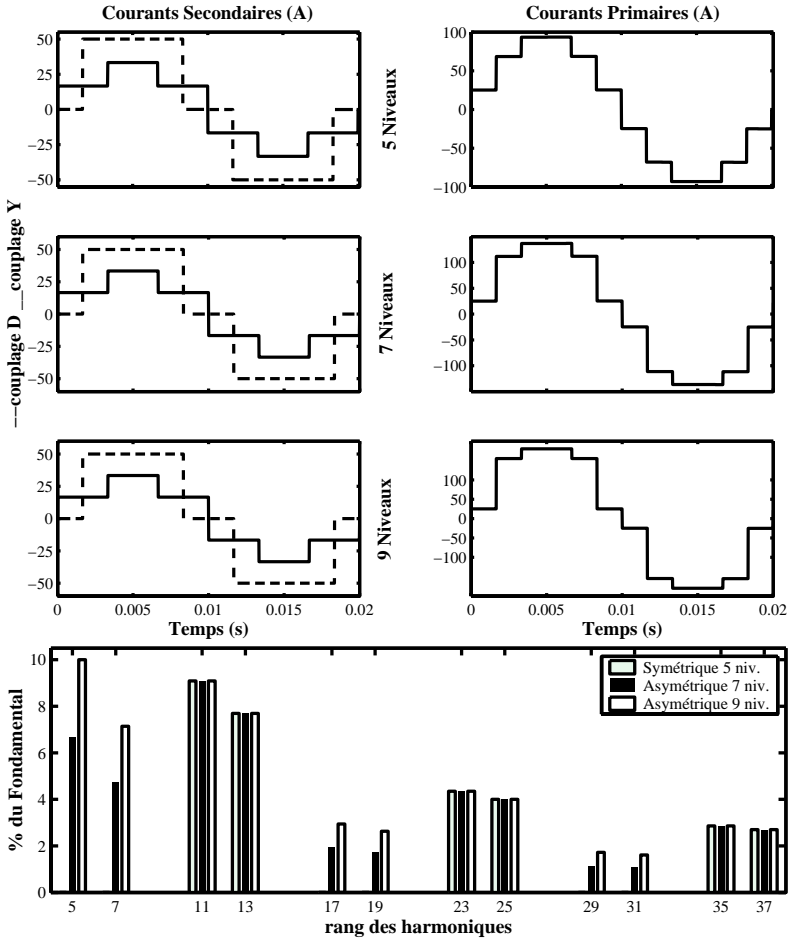


FIG. 6.4 – Courants pour un convertisseur à deux cellules par phase (cas idéal)

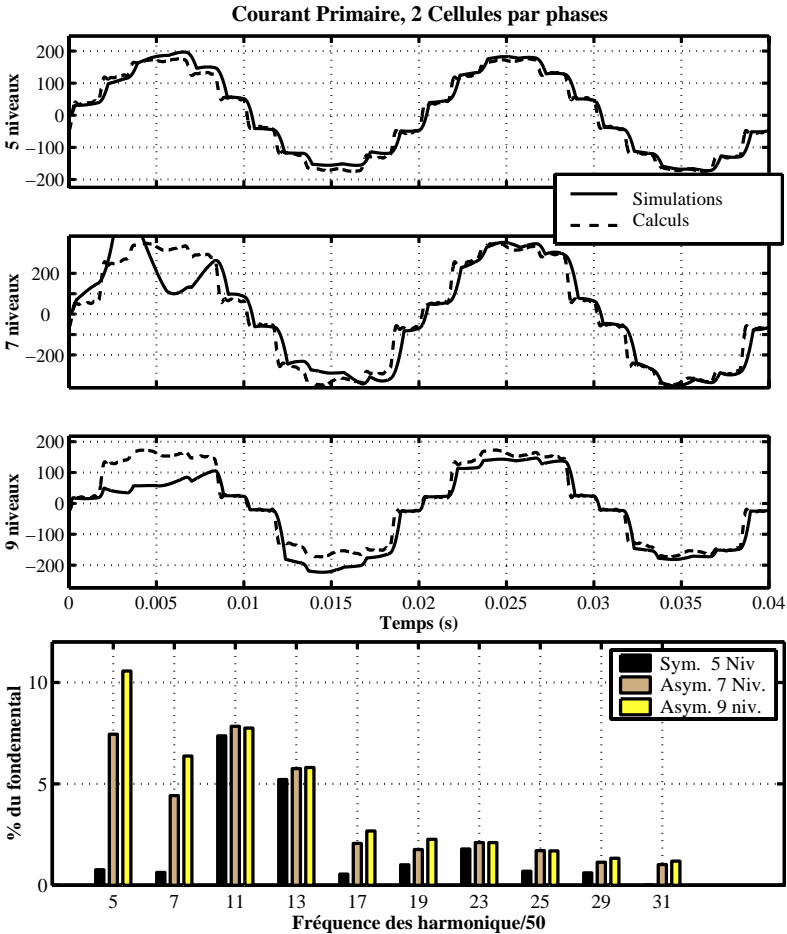


FIG. 6.5 – Courants pour un convertisseur à deux cellules par phase (cas réel)

### Conditions réelles de fonctionnement

Nous avons également effectué des simulations avec des paramètres plus réalistes, notamment en tenant compte de l'impédance des enroulements du

transformateur, ainsi qu'une charge R-L-E. Les paramètres de simulation sont les suivants :

$E_{prim} = 220\sqrt{2}$  V,  $L_s = 178$   $\mu$ H,  $R_s = 0$   $\Omega$ ,  $L_L = 5$  mH,  $C = 220$   $\mu$ F,  $L_d = 3.4$  mH,  $R_d = 12$   $\Omega$ , et  $V_d = 200$  V .

$L_s$  et  $R_s$  représentent l'ensemble des caractéristiques du transformateur ramené au secondaire. Les rapports de transformation ont également été fixés tels que les tensions aux bornes des secondaires couplés en triangle et en étoile aient la même valeur,  $E_{max} = 600\sqrt{2}$  v. L'angle d'empiètement  $\mu$  vaut environ  $\mu = 5^\circ$ , et les charges absorbent quasiment les mêmes courants (alimentations symétrique et asymétriques).

La fig.6.5 montre les courants primaires pour les trois possibilités d'alimentation. Les formes d'onde issues des simulations sont superposées à celles calculées, elles montrent la convergence des expressions analytiques établies. L'amplitude des différentes harmoniques y est également représentée.

## 6.2.2 Convertisseur à trois cellules par phase

### Optimisation des commutations sur les cellules partielles

La différence entre le nombre de commutation des interrupteurs des cellules partielles s'observe mieux lorsque le nombre de cellules est supérieur à deux.

Lorsque les coefficients de dissymétrie partielle ne sont pas choisis dans un rapport de trois, il existe des états redondants d'enclenchement. Dans ce cas, il existe plus d'une séquence de commutation pouvant générer le même niveau de tension. Entre deux niveaux  $L_1$  et  $L_2$ , les pertes de commutation de la cellule partielle  $j$  peuvent s'écrire :

$$P_{s_{ij}} = k_j * u_{dj} * N_{cj}(L_1, L_2) * I_i \quad (6.5)$$

$k_j$  représente le facteur de pertes par commutation qui dépend des caractéristiques de commutation des interrupteurs de puissance de la cellule partielle de rang  $j$ .  $N_{cj}(L_1, L_2)$  représente le nombre de commutations nécessaire sur la cellule  $j$  pour la génération du niveau de tension  $L_2$  à partir du niveau  $L_1$ , et  $I_i$  correspond au courant qui circule sur la phase  $i$ ,  $i = 1..3$ .

S'il existe  $r_L$ , ( $r_L > 1$ ) séquences de commutation susceptibles de générer le niveau  $L_2$  à partir du niveau  $L_1$ , la stratégie optimum de modulation doit choisir la séquence de commutation pouvant produire le minimum de pertes de commutation par période sur chaque phase. Ce choix est difficile en temps réel, puisque les contraintes de fonctionnement du système ne peuvent être déterminées à l'avance. Une approximation raisonnable serait de choisir une séquence de commutation permettant de minimiser les pertes entre deux niveaux consécutifs :

$$r_{L_{opt}} \Rightarrow \min [P_{s_{ij}}(L_1, L_{21}), P_{s_{ij}}(L_1, L_{22}), \dots, P_{s_{ij}}(L_1, L_{2r_L})] \quad (6.6)$$

Cette fonction a été associée au modulateur PWM à porteuses verticalement décalées, afin de choisir les états d'enclenchement sur trois cellules par phase. Ainsi, nous avons obtenu les formes d'ondes de la fig.6.6-b. La cellule alimentée par la plus grande tension commute à la fréquence du fondamental de la tension de sortie, et la deuxième cellule commute au double.

La fig.6.6-a correspond à un choix permettant d'obtenir la résolution optimale de la tension à la sortie du convertisseur (27 niveaux contre 7 pour un choix symétrique).

### Expressions analytiques de la modulation hybride

A la fig.6.7, nous avons représenté les tensions à la sortie des cellules partielles de rang trois et deux, alimentées respectivement par les tension  $u_{d3} = 5. p.u.$  et  $u_{d2} = 2. p.u.$  Les angles  $\theta$  sont donnés par :

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \arcsin\left(\frac{1}{8} + \frac{2}{8}\right) = 22.0243^\circ & \theta_2 &= \arcsin\left(\frac{1}{8}\right) = 7.1808^\circ \\ \theta_3 &= \arcsin\left(\frac{5}{8} - \frac{1}{8}\right) = 30^\circ & \theta_4 &= \arcsin\left(\frac{5}{8} + \frac{1}{8}\right) = 48.5904^\circ \end{aligned} \quad (6.7)$$

Nous avons représenté à la fig.6.8, la contribution en tension de ces cellules sur la première. Puisque chaque tension partielle est une somme de termes en sinus, la comparaison de chaque signal harmonique au signal triangulaire

entraîne de forts picks sur les résultats, comme le montrent aussi les courbes de la fig.6.9.

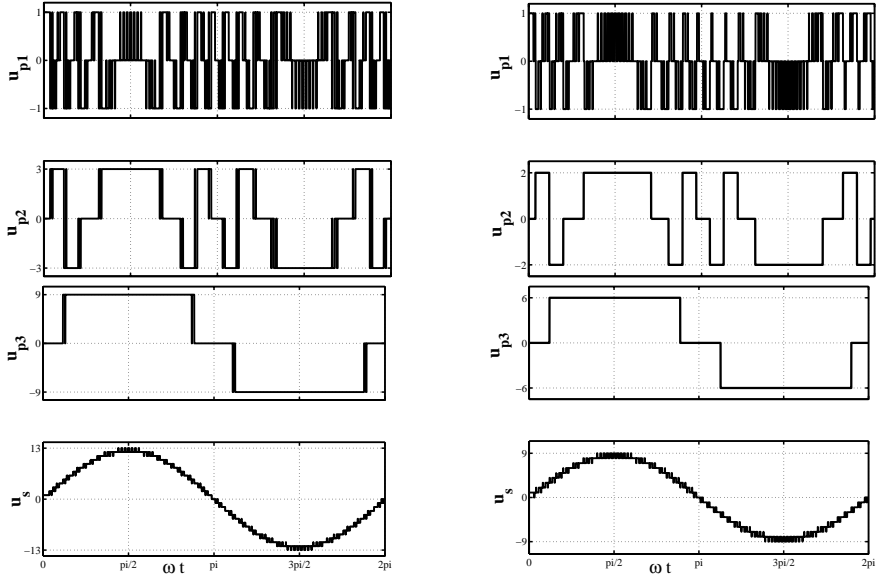


FIG. 6.6 – Tensions partielles et tension à la sortie du convertisseur avec 3 cellules par phase, commande par modulation PWM à porteuse verticalement décalées,  $f_c = 75f_r$  et  $A_r = 0.95$ : **a-**  $u_{d1} = 1$ ,  $u_{d2} = 3$ , et  $u_{d3} = 9$  p.u  $\Rightarrow N = 27$  niveaux,  $A_c = 1/13$ ; **b-**  $u_{d1} = 1$ ,  $u_{d2} = 2$  et  $u_{d3} = 6$  p.u  $\Rightarrow N = 19$  niveaux,  $A_c = 1/9$

### Réaction au réseau

Nous supposons que chaque secondaire fournit à une charge un courant continu parfaitement lisse de 50 A. L'impédance des enroulements du transformateur est également négligée ("**cas idéal**"). Nous avons d'abord défini les coefficients tels que:  $(\delta_A, \delta_B, \delta_C) = (1, 2, 3)$ . Avec  $U_{d1} = 800$  v. La fig.6.10-a montre que nos calculs corroborent avec les résultats des simu-

lations. A la fig.6.10-b, nous avons représenté le spectre du courant primaire pour les deux possibilités qui permettraient l'alimentation de trois cellules partielles sur chaque phase d'un convertisseur asymétrique à  $N = 13$  niveaux de tension sur chaque branche. La possibilité d'alimentation pour l'obtention de  $N = 15$  est représentée à la fig.6.10-c. En analysant également la fig.6.10-b et fig.6.10-c, on peut ressortir les trois remarques suivantes :

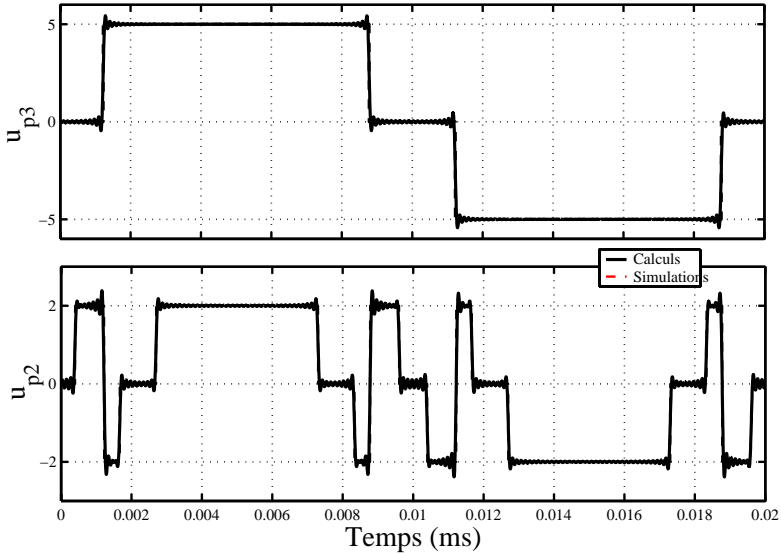


FIG. 6.7 – Tensions à la sortie des cellules partielles de rang 3 et 2

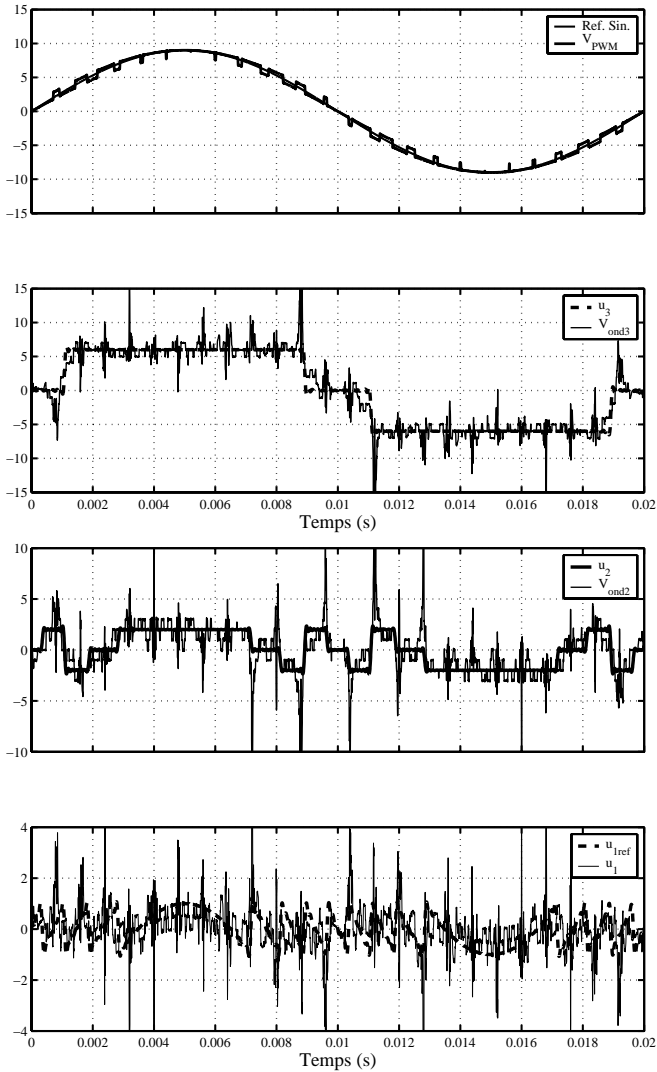


FIG. 6.8 – Expressions analytiques et simulations :1)-3) Contribution en tension de la référence sinusoïdale, et des tensions partielles  $u_2$  et  $u_3$  4-) Référence et tension à la sortie de la cellule de rang 1



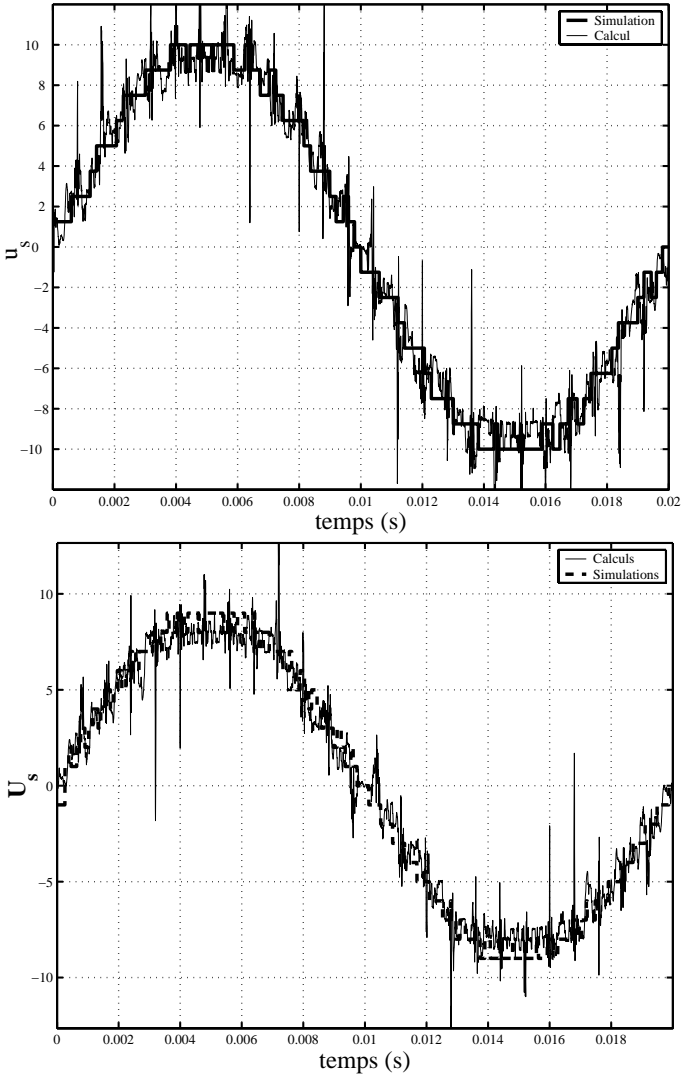


FIG. 6.9 – Tension à la sortie de l'onduleur (Simulation et calculs), a-  $u_{d1} = 1 \text{ p.u.}$ ,  $u_{d2} = 2 \text{ p.u.}$  et  $u_{d3} = 5 \text{ p.u.}$  et  $u_{d1} = 1 \text{ p.u.}$ ,  $u_{d2} = 2 \text{ p.u.}$  et  $u_{d3} = 6 \text{ p.u.}$

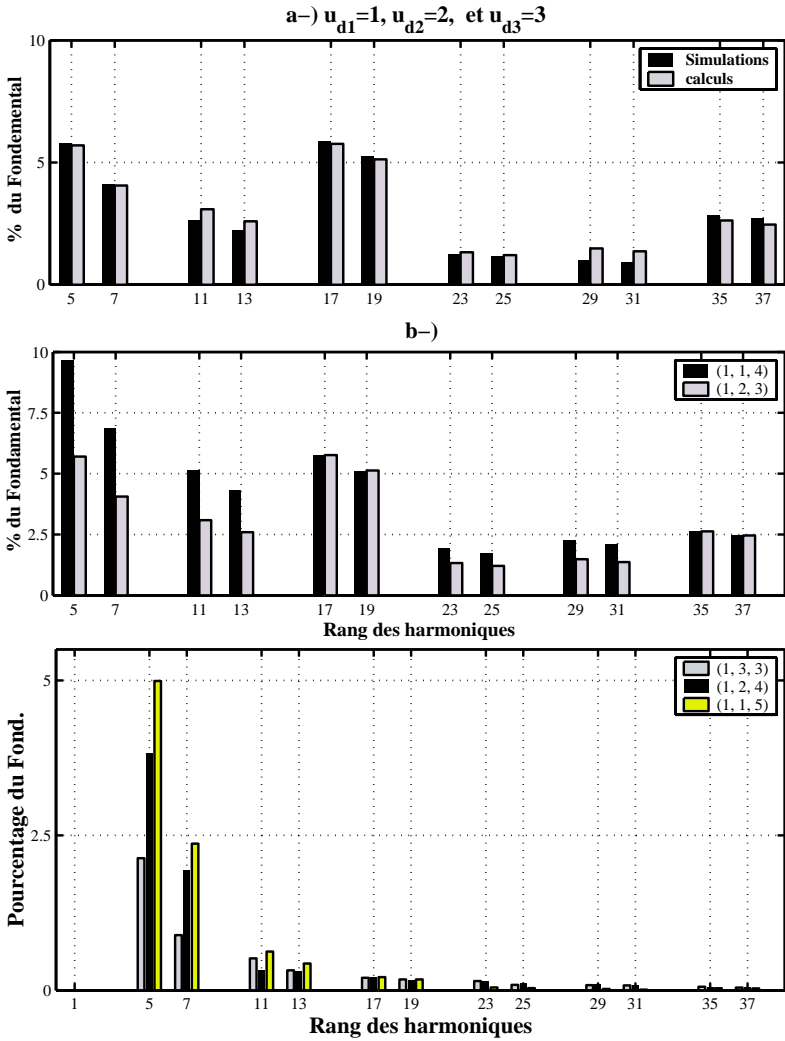


FIG. 6.10 – Spectre du courant d'un transformateur de type P18 a- Convergence des expressions analytiques ; b et c- solutions redondantes d'alimentation

1-) Pour les harmoniques de rang  $n = 18 \pm 1$ , toutes les amplitudes de ces harmoniques pour un même nombre de niveaux à la sortie du convertisseurs sont quasiment égales.

2-) Plus le coefficient  $K_0$  est grand, plus l'amplitude des harmoniques de rang  $n \neq 18l \pm 1$  est grande.

Ces deux résultats corroborent parfaitement avec les prévisions données par les calculs.

3-) La présence des harmoniques de rang  $n = 6l \pm 1$ , dans certains cas, rend incompatibles certaines solutions d'alimentation, puisque la valeur relative de leur amplitude n'est pas compatible avec les recommandations de la norme IEEE [9].

C'est le cas du choix (1,1,4) pour  $N = 13$  niveaux, et (1,1,5) pour  $N = 15$  niveaux. Le choix de ces solutions exige l'insertion d'un filtre supplémentaire. En plus, étant donné l'écart entre les tensions, ces choix pourraient entraîner de grandes pertes de commutations par rapport aux autres solutions redondantes. Elles entraîneraient aussi une interruption du système en cas de dysfonctionnement de la cellule alimentée par la plus grande tension. D'où la nécessité de choisir le facteur  $K_0$  le plus faible possible, en cas de possibilité redondante d'alimentation. Pour les conditions réelles, nous avons fixé les caractéristiques de la charge et du transformateur, telles que:  $E_{prim} = 220\sqrt{2} V$ ,  $L_s = 3 \mu H$ ,  $R_s = 0 \Omega$ ,  $L_L = 5 mH$ ,  $C = 220 \mu F$ ,  $L_d = 3.4 mH$ ,  $R_d = 12 \Omega$ , et  $V_d = 200 V$ ,  $N_0 = 800\sqrt{2}$ ,  $N_{23}/N_p = 1.8182$ ,  $N_{22}/N_p = 1.2629$ , et  $N_{21}/N_p = 1.4360$ .

La fig.6.11 montre le courant qui traverse l'un des enroulements du primaire du transformateur; nous y avons superposé la forme d'onde obtenue par les calculs. Cette figure montre que l'expression analytique du courant calculé est compatible avec les résultats de simulation dans SIMPLORER. Le nombre d'harmoniques a été limité à onze (soit une fréquence de 3.35 KHz) pour le dernier harmonique. Le spectre du courant primaire est également présenté à la fig.6.10-c, pour une possibilité de solution d'alimentation redondante.

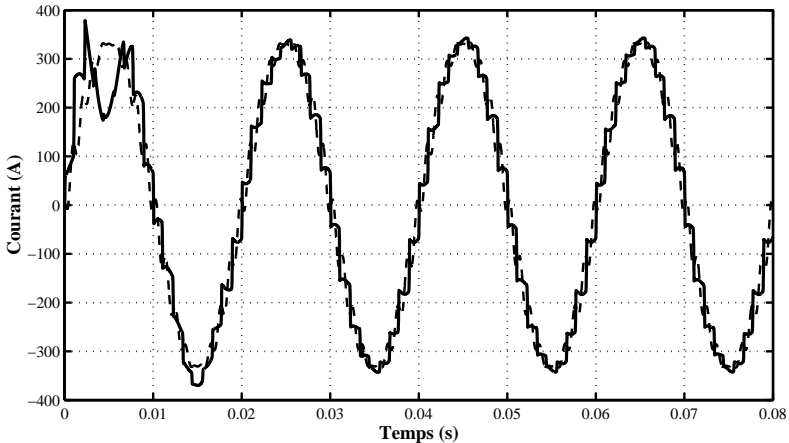


FIG. 6.11 – Courant dans un enroulement primaire du transformateur pour une alimentation P18 symétrique

### 6.2.3 Transformateur P18 symétrique pour convertisseur asymétrique

La fig.6.12 montre une superposition des tensions redressées, pour différentes valeurs des angles de commande et d’empiètement. Ces formes d’onde attestent de la validité des expressions analytiques établies. Il est surtout à noter que la tension  $u_{dc2}$  a une valeur moyenne égale au double de la valeur moyenne de  $u_{dc1}$ .

La fig.6.13 montre une superposition des formes d’onde du courant dans les enroulements du primaire des transformateurs P12 asymétrique et P18 symétrique, permettant d’obtenir sept niveaux de tension à la sortie d’un convertisseur multiniveau. Les courants dans les étages intermédiaires ont été supposés être identiques. On y voit également le spectre correspondant. La nouvelle configuration d’alimentation (transformateur P18 symétrique alimentant un convertisseur asymétrique à deux cellules) a un courant dont le spectre est identique à celui d’une alimentation P18 symétrique munie de trois cellules par phase [80].

## 6.2. CONVERGENCE DES EXPRESSIONS ANALYTIQUES

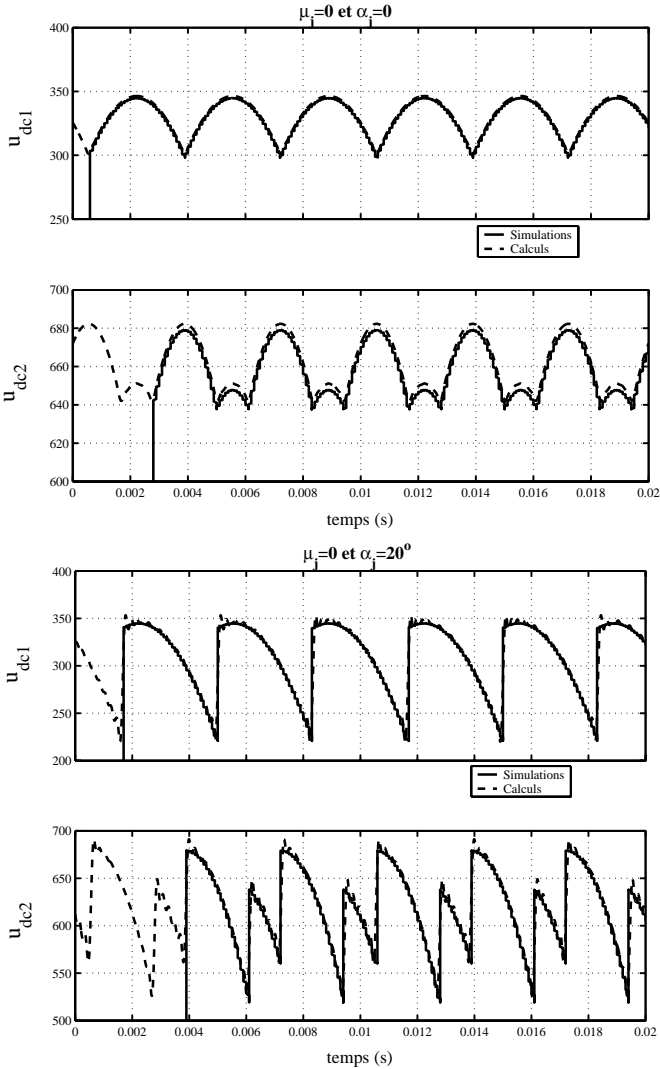


FIG. 6.12 – Tensions aux bornes des redresseurs pour  $(\mu_j = 0, \alpha_j = 0^\circ)$  et  $(\mu_j = 0, \alpha_j = 20^\circ)$

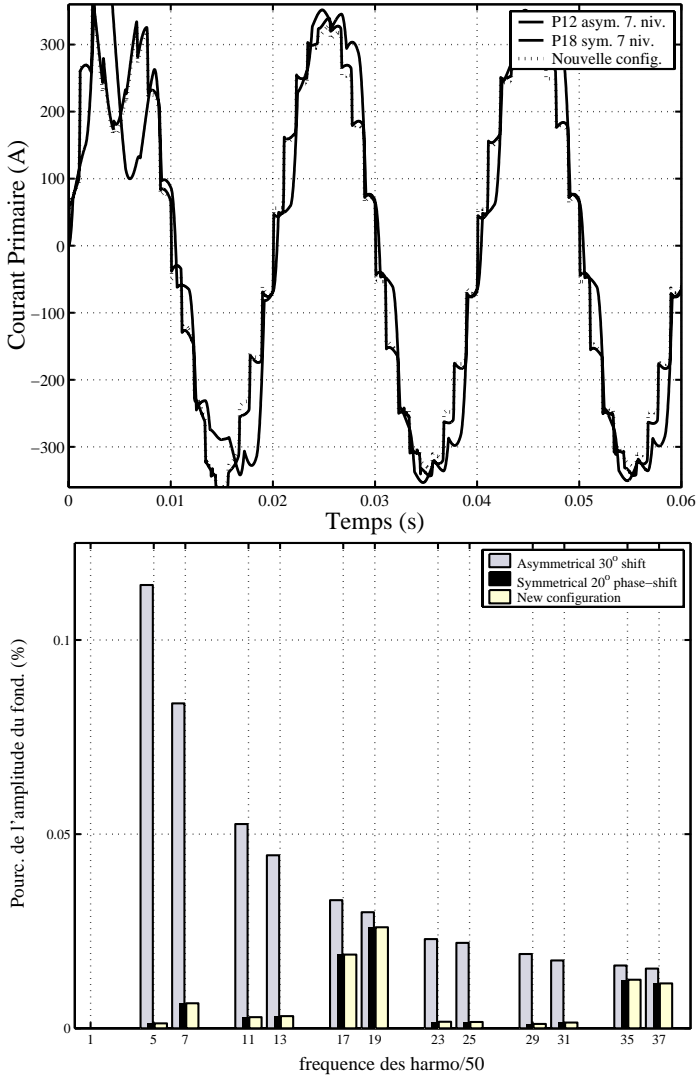


FIG. 6.13 – Courant primaire et spectre correspondant pour les trois possibilités d'obtention de 7 niveaux de tension

## 6.3 Prototype expérimental

### 6.3.1 Description

Le prototype de faible puissance réalisé dans le cadre de cette thèse devait répondre à deux objectifs : Pouvoir être utilisé dans le cadre d'autres projets au Laboratoire d'Electronique Industrielle (LEI) de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, et permettre de vérifier la faisabilité de la conversion multiniveau asymétrique.

#### Partie Puissance

La fig.6.14 représente l'architecture générale du prototype expérimental sur une seule phase du convertisseur.

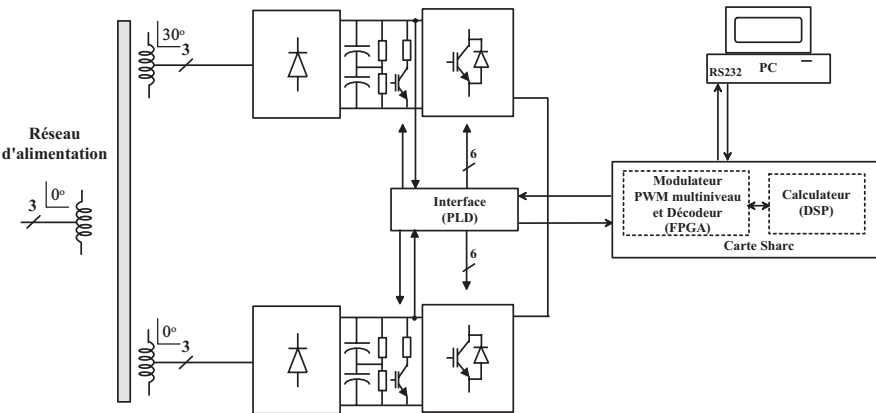


FIG. 6.14 – Représentation simplifiée d'une phase du prototype expérimental

La partie puissance est caractérisée par deux modules intégrés de SEMIKRON (MiniSKiiP 22 NAB 063 T1, [81]). Chaque module intègre un redresseur triphasé à diodes, ainsi qu'un onduleur triphasé constitué de transistors bipolaires à grille isolée, IGBT, ainsi qu'un circuit de freinage (chopper). L'onduleur est triphasé afin de permettre une utilisation future au LEI.

Chaque redresseur est connecté au secondaire d'un transformateur basse fréquence multi-secondaire conçu à cet effet. Trois secondaires sont connectés en étoile, délivrant un système triphasé de tension en phase avec celui du primaire. Et trois autres sont connectés en triangle, délivrant un système triphasé de tension déphasée de  $30^0$  par rapport au primaire.

Plusieurs bornes ont été prévues sur chaque secondaire, afin de pouvoir disposer d'une alimentation symétrique et de deux alimentations asymétriques, dans un rapport de deux ou de trois, selon les besoins. Une vue du transformateur réalisé est montré à la fig.6.15-a. L'ensemble convertisseur multiniveau (six cartes de puissance), la carte de commande et la carte interface commande puissance sont représentés à la fig.6.15-b.

## Partie commande

Les différents calculs nécessaires à la commande ont été programmés en langage C et exécutés par un processeur de type SHARC (DSP) [84], cadencé à 32 MHz. Le modulateur PWM multiniveau a été implémenté dans une FPGA de XILINX. Toute cette commande a été implémentée dans la carte DAVID développée au LEI [82], et permet ainsi de générer des signaux numériques de commande.

La commande rapprochée des onduleurs est assurée par le *driver* SKHI 71 de SEMIKRON [83], qui permet de convertir les signaux numériques de commande en signaux analogiques pour la commande des interrupteurs de puissance. En plus il permet la protection des semi-conducteurs et gère le temps d'antichévauchement entre interrupteurs d'un même bras.

Vue le nombre élevé de signaux de commande, nous avons développé une carte interface basée sur un circuit logique programmable (PLD) [85], permettant de dupliquer et d'inverser les signaux de commande venant de la carte DAVID. Cette carte permet également la gestion des signaux d'erreurs venant des onduleurs ou de leur chopper (court-circuit, température excessive, surtension au niveau des circuits des bus continus).

Le système ainsi constitué alimente une machine asynchrone triphasée dont les caractéristiques nominales sont les suivantes:  $U_N = 400\text{ v}$ ,  $I_N = 5.4\text{ A}$ ,  $n_N = 2850\text{ tr/mn}$ ,  $f_N = 50\text{ hz}$ ,  $\cos(\phi) = 0.84$ . Cette machine qui est



### 6.3. PROTOTYPE EXPÉRIMENTAL

---

considérée comme charge n'est pas représentée sur les photos de la fig.6.15.

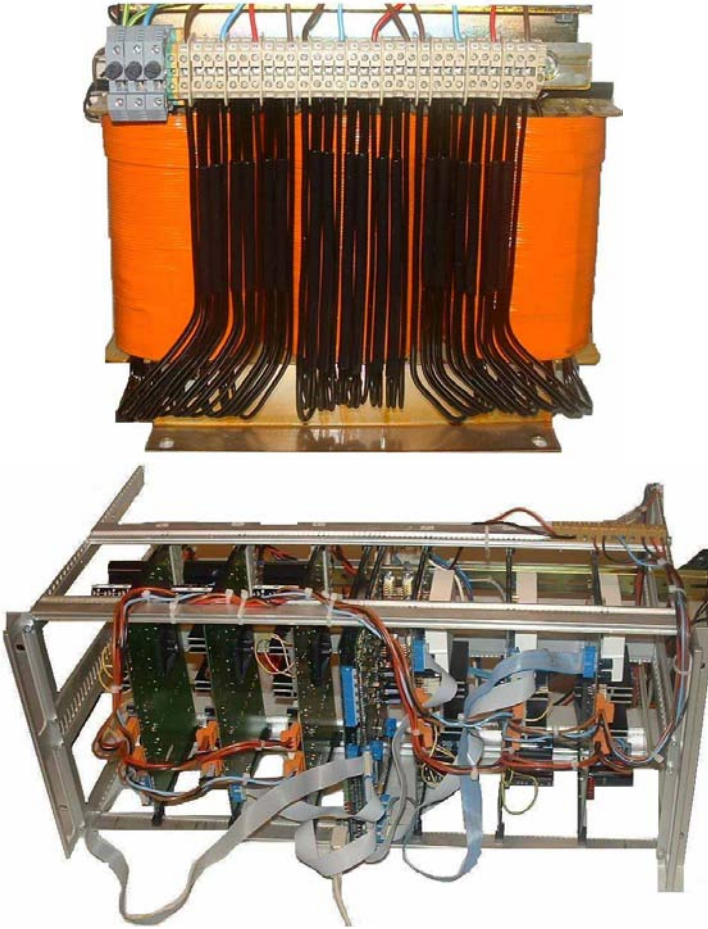


FIG. 6.15 – *Convertisseur multiniveau réalisé au LEI : a-Transformateur triphasé multi-secondaire basse fréquence (au total six enroulements secondaires triphasés dont trois sont couplés triangle et trois en étoile. Le primaire est couplé en étoile. Il est reconfigurable pour les trois possibilités d'alimentation de six onduleurs monophasés) b-Cartes de puissance et de commande*

### **6.3.2 Mesures sur le prototype expérimental**

Nous avons effectué plusieurs tests sur le prototype expérimental réalisé dans le cadre de cette thèse. Les fig.6.16 à fig.6.18 représentent les tensions à vide à sortie des cellules partielles et à la sortie d'une phase du convertisseur, pour différentes valeurs de l'indice de modulation.

Comme obtenu lors des simulations, la cellule ayant la plus petite tension commute à une fréquence élevée par rapport à celle alimentée par la grande tension. La résolution de la tension générée est plus grande que celle qu'on obtiendrait avec un onduleur multiniveau symétrique.

Les fig.6.19 à fig.6.20 montrent quelques résultats obtenus pour différentes valeurs de l'indice de modulation avec comme charge, la machine asynchrone décrite précédemment. Quelques formes d'onde des courants dans la charge et au primaire du transformateur sont montrées à fig.6.21.

Nous n'avons pas insisté particulièrement sur le spectre du courant au réseau, puisque l'alimentation asymétrique produit la même forme spectrale qu'un onduleur triphasé à deux niveaux.

### 6.3. PROTOTYPE EXPÉRIMENTAL

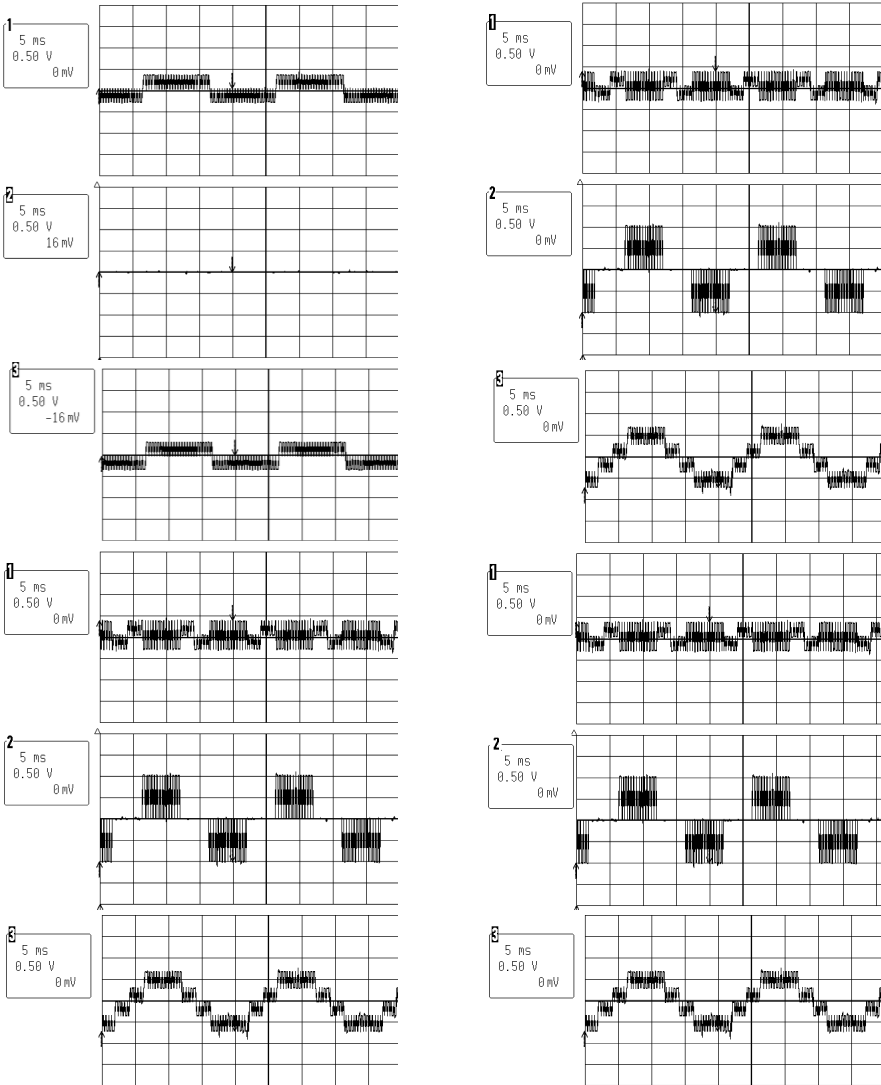


FIG. 6.16 – Mesures à vide des tensions partielles et tension à la sortie du convertisseur pour un indice de modulation  $M = 0.1, 0.3, 0.35$  et  $0.4$

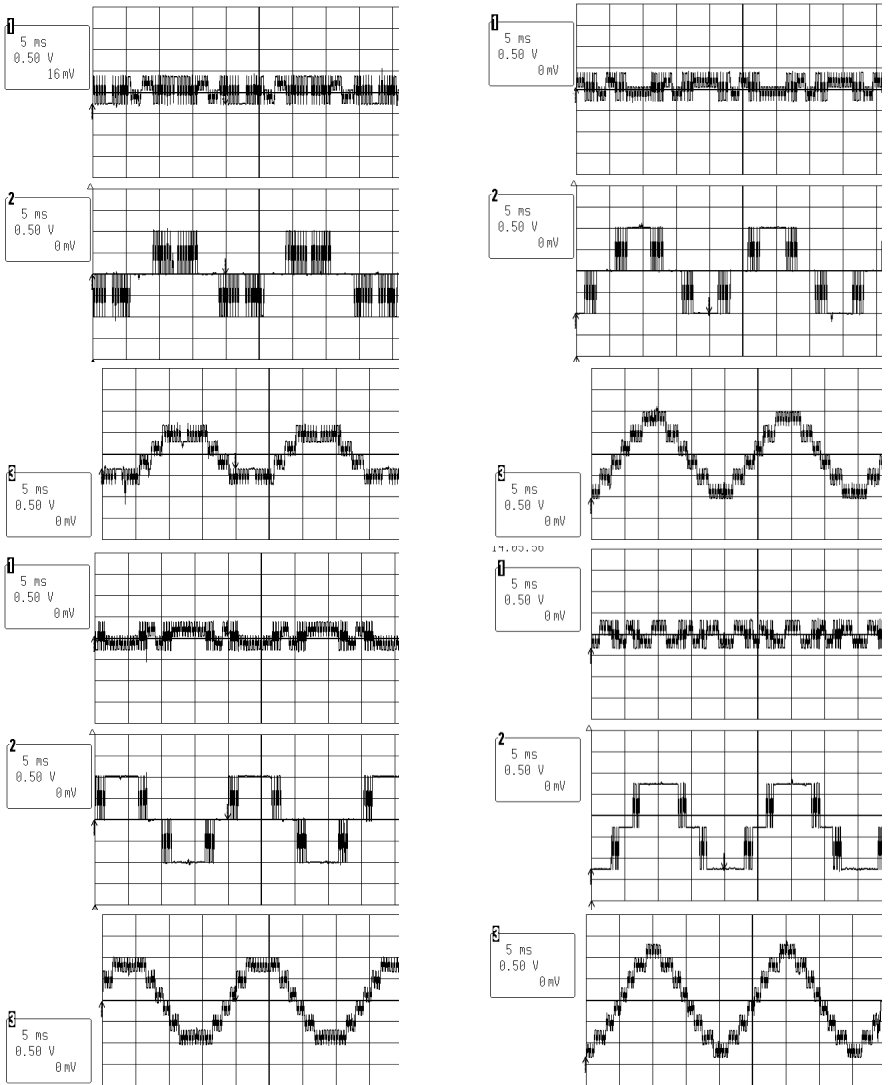


FIG. 6.17 – Mesures à vide des tensions partielles et tension à la sortie du convertisseur pour un indice de modulation  $M = 0.5, 0.6, 0.7$  et  $0.8$

### 6.3. PROTOTYPE EXPÉRIMENTAL

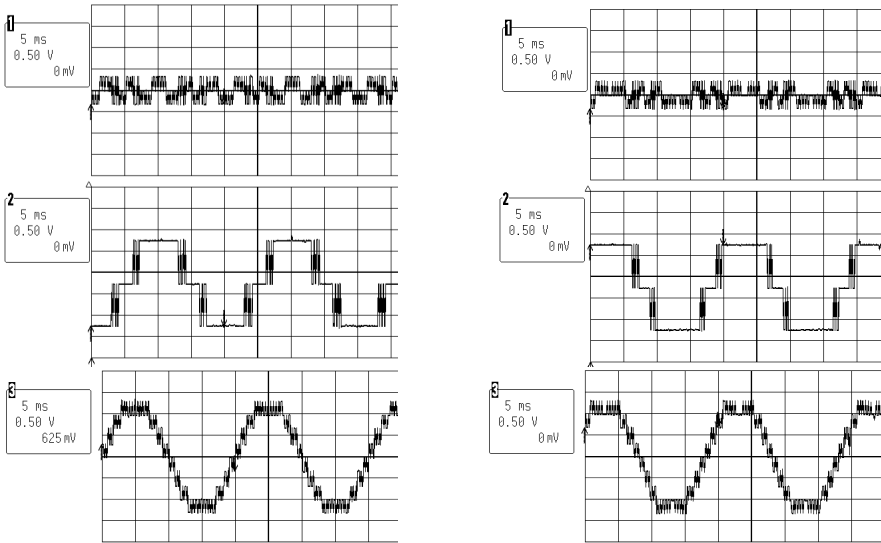


FIG. 6.18 – Mesures à vide des tensions partielles et tension à la sortie du convertisseur pour un indice de modulation  $M = 0.9$  et 1

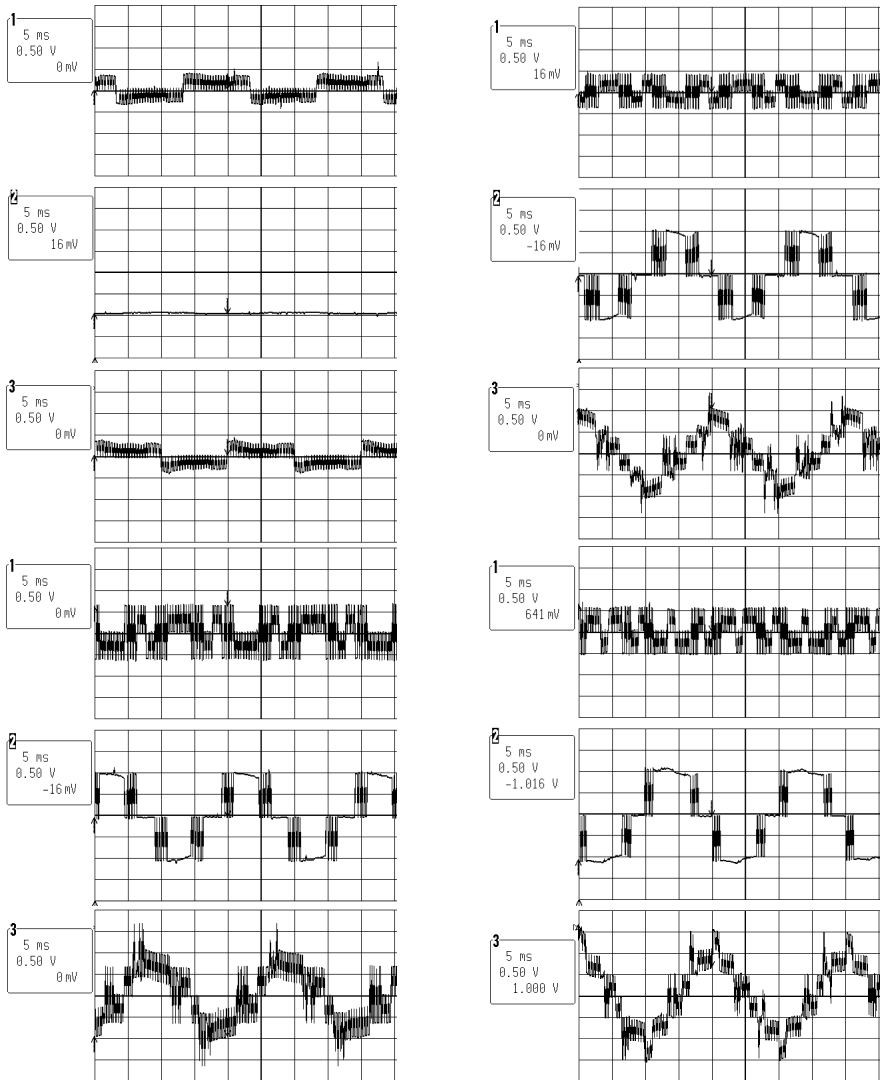


FIG. 6.19 – Mesures en charge alimentant une machine asynchrone : tensions partielles et tension à la sortie du convertisseur pour un indice de modulation  $M = 0,1, 0,55, 0,60$  et  $0,76$

### 6.3. PROTOTYPE EXPÉRIMENTAL

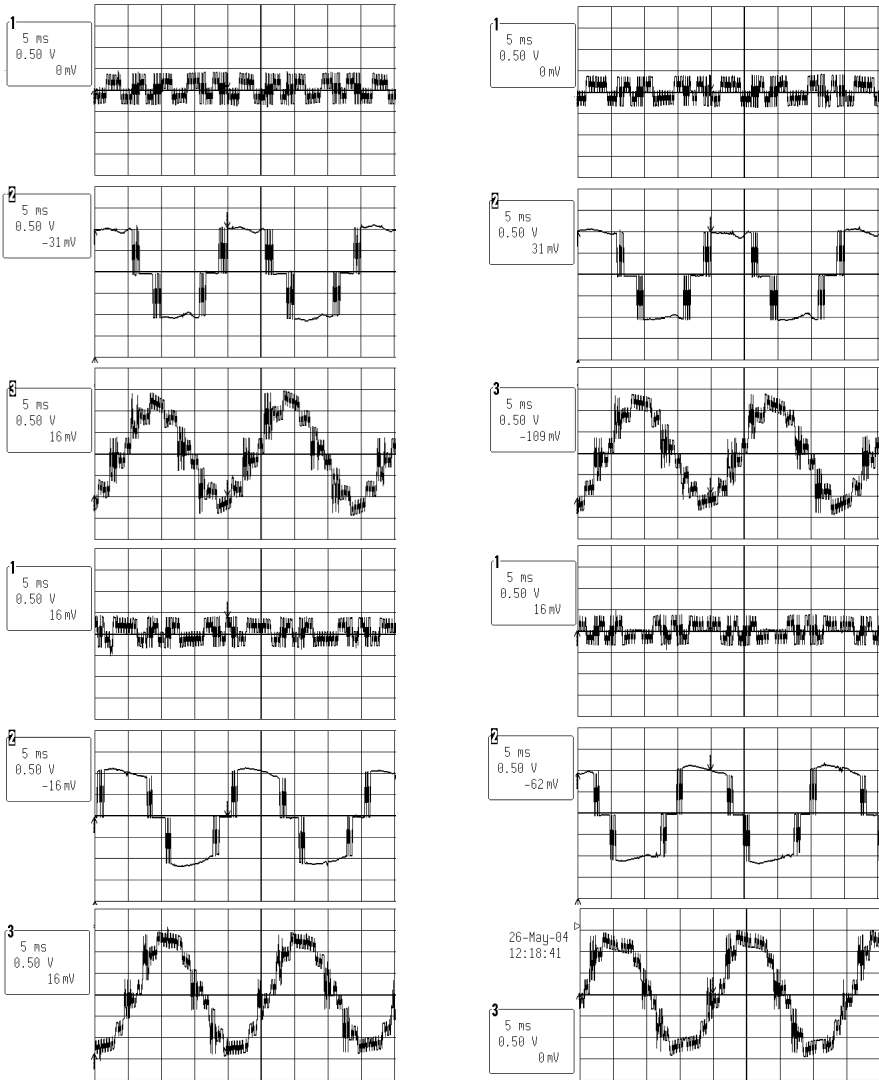


FIG. 6.20 – Mesures en charge alimentant une machine asynchrone : tensions partielles et tension à la sortie du convertisseur pour un indice de modulation  $M = 0.80, 0.85, 0.90$  et  $1$

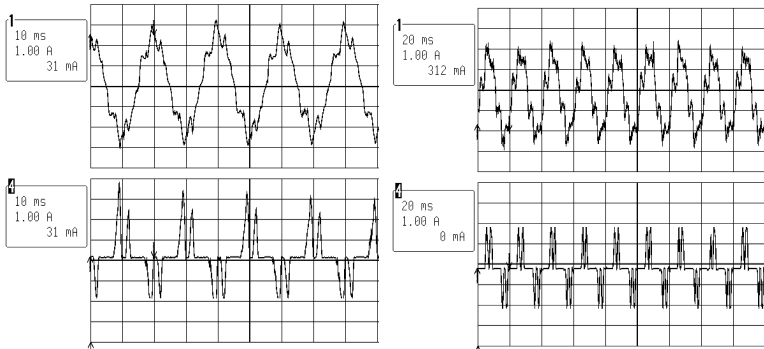


FIG. 6.21 – Quelques mesures de courant dans la charge (canal 1) et au primaire du transformateur (canal 4) : Résultats pour un indice de modulation  $M = 0.52$  et  $M = 0.95$



# Chapitre 7

## Conclusion Générale

Les travaux présentés dans cette thèse constituent une contribution à l'amélioration des performances des convertisseurs multiniveaux, pour des applications de moyenne et/ou forte puissance, alimentées en moyenne et/ou haute tension. Ils permettent également la compréhension du comportement spectral de tels systèmes.

La principale motivation de ce travail était de montrer d'abord qu'il est possible de réduire le nombre de composants d'un convertisseur dont la topologie est basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés, et ceci, pour un nombre quelconque de ces onduleurs. Ensuite pour la solution proposée, d'établir des expressions analytiques du courant permettant de prédire de façon fiable le comportement de tout le système lorsqu'il est connecté au réseau. Et enfin, de vérifier la faisabilité d'une telle approche.

## 7.1 Contributions

### 7.1.1 Généralisation des convertisseurs multiniveaux asymétriques

Nous avons d'abord rappelé les principaux avantages et limitations des différentes topologies de convertisseurs multiniveaux, notamment les topologies à potentiel distribué ou *Neutral Point Clamped*, l'imbrication de cellules et la mise en série d'onduleurs monophasés sur la même phase. Nous avons également présenté les structures dites hybrides, combinant les différentes topologies.

Malgré l'exigence de sources de tensions continues isolées les unes des autres, la topologie basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés nous a semblé la mieux adaptée par rapport aux objectifs à atteindre. La modularité et la simplicité de sa structure permettent une extension aisée à un nombre de niveaux élevé.

La topologie étudiée se caractérise principalement par l'existence de plusieurs états redondants d'enclenchement des interrupteurs de puissance. Ces états ont souvent été exploités afin d'améliorer les stratégies de modulation de ce type de convertisseur, et surtout d'améliorer ses performances (équilibre des commutations par exemple, donc des pertes par commutation et par conduction, minimisation du taux de distorsion harmonique).

Notre démarche par contre, a consisté à rechercher à éliminer ces états redondants. Nous avons ainsi obtenu des positions totalement différentes des vecteurs spatiaux de la tension de sortie (tension triphasée ramenée dans le référentiel  $\alpha - \beta$ ). La forme récurrente des solutions compatibles aboutit à un convertisseur à résolution maximale. Celles-ci exigent que les tensions d'alimentation des cellules partielles soient une suite géométrique de raison trois.

Il est bien connu que, si les  $K$ -cellules partielles d'un tel convertisseur sont alimentées par des tensions égales, il génère une tension à pas uniforme ayant  $2K + 1$  valeurs différentes. Le convertisseur asymétrique dont les  $K$ -cellules partielles sont alimentées par des tensions continues formant une suite géométrique de raison trois, génère une tension de  $3^K$  valeurs différentes.

L'élimination de ces états redondants réduit à ces convertisseurs, un degré de liberté pouvant permettre l'optimisation de leurs performances. Nous avons restitué ce degré de liberté, en établissant des relations algébriques simples, permettant de choisir des tensions continues telles que le convertisseur puisse générer une tension de  $N$  niveaux, compris entre  $2K + 1$  et  $3^K$  ( $N \in \{2K + 1, 2K + 3, \dots, 3^K - 2, 3^K\}$ ).

Le choix asymétrique des tensions, et surtout l'existence de plusieurs possibilités d'alimentation pour le même nombre de niveaux à la sortie du convertisseur est un degré de liberté supplémentaire offert à cette topologie de convertisseur. Il devient ainsi possible d'augmenter le nombre de niveaux de la tension à la sortie du convertisseur, tout en réduisant le nombre de semi-conducteurs, mais aussi en gardant l'existence des états redondants pour l'optimisation des performances du convertisseur.

Plus le nombre de niveaux de la tension à la sortie du convertisseur est grand, plus petit sera son taux de distorsion harmonique.

Nous avons également montré que les différentes stratégies utilisées dans la commande des convertisseurs symétriques peuvent aussi s'étendre à celle des convertisseurs asymétriques.

### 7.1.2 Performances spectrales au réseau d'alimentation

Chaque cellule partielle de la topologie de convertisseur étudiée est supposée être alimentée par un pont triphasé de diodes, lui-même alimenté par les enroulements du secondaire d'un transformateur basse fréquence.

A partir de quelques hypothèses simplificatrices, nous avons établi des relations analytiques du courant au réseau, pour l'ensemble des solutions d'alimentation asymétriques obtenues. Nous nous sommes limités à deux et trois cellules mises en série sur la même phase.

Le convertisseur constitué de deux cellules par phase, lorsqu'il est alimenté de façon symétrique, injecte au réseau, un courant d'indice de pulsation douze (les tensions aux secondaires du transformateur étant déphasées de  $30^\circ$ ).

Une alimentation asymétrique de ces deux cellules (dans un rapport de

deux ou de trois) quant à elle, injecte au réseau, un courant d'indice de pulsation six, c'est à dire un courant dont la forme est identique à celle d'un onduleur triphasé deux niveaux.

En plus si les tensions sont dans un rapport de trois, les harmoniques basse fréquence obtenues ont une amplitude plus grande que celles qu'on obtiendrait si les tensions sont dans un rapport de deux.

Toutefois, les résultats obtenus montrent que ces deux possibilités d'alimentation génèrent un courant acceptable par la norme IEEE-519-1992.

Un transformateur dont les tensions sont décalées de  $20^\circ$  les unes des autres permet l'alimentation de trois cellules par phase. Si ces tensions ont des amplitudes égales, le convertisseur symétrique ainsi alimenté permet l'obtention d'un courant au réseau dont l'indice de pulsation est dix-huit. Dans le cas contraire (alimentations asymétriques), le courant au réseau présente un indice de pulsation six.

Nous avons établi un outil d'aide au choix des solutions en cas de redondance d'alimentation, permettant d'obtenir le moins d'harmoniques au réseau. Plus les coefficients de dissymétrie partielle sont grands, plus l'amplitude des harmoniques basse fréquence produites au réseau sont grandes, si bien que certaines solutions d'alimentation peuvent ne plus être compatibles IEEE. Cette incompatibilité rend ces solutions non utilisables dans des applications nécessitant l'utilisation d'un transformateur basse fréquence. Par contre, elles peuvent être utilisées si l'alimentation des cellules se fait à travers des sources autonomes de tension à isolation naturelle ou non (cellules photovoltaïques ou toute autre sources d'énergie renouvelable, piles à combustible, batteries, convertisseurs DC-DC... ).

Les résultats obtenus couvrent aussi bien la conduction continue que la conduction intermittente du courant dans le bus continu.

### 7.1.3 Combinaison des avantages côté charge et côté réseau

Par rapport aux convertisseurs triphasés à deux niveaux et aux convertisseurs multiniveaux symétriques, les convertisseurs multiniveaux asymétriques présentent l'énorme avantage côté charge de pouvoir générer une

tension à très forte résolution, voire à résolution maximale.

Mais d'un point de vue réseau, les convertisseurs asymétriques sont équivalents aux convertisseurs triphasés à deux niveaux. Ils se caractérisent par l'injection d'un courant d'indice de pulsation six.

Les convertisseurs multiniveaux symétriques par contre, injectent au réseau, un courant de pulsation élevée (au moins douze).

Nous avons montré que les différents avantages des convertisseurs asymétriques côté charge et ceux des convertisseurs symétriques côté réseau peuvent être combinés.

Le montage proposé est constitué d'un transformateur de type P18 symétrique dont les trois secondaires alimentent chacun un pont triphasé à diodes. Deux des tensions redressées sont mises en série pour constituer l'alimentation d'une cellule partielle dont la tension est le double de la première.

Le convertisseur asymétrique ainsi constitué génère une tension à la charge de sept niveaux, et produit un courant au réseau ayant un indice de pulsation dix-huit. Les mêmes performances ne peuvent être obtenus que si ce transformateur alimente séparément trois cellules monophasées.

## 7.2 Perspectives

### 7.2.1 Analyse de la tension de mode commun

Pour des applications telles que l'alimentation en moyenne tension des machines électriques par des convertisseurs statiques, ni le point neutre de la machine, ni celui du convertisseur ne sont connectés. La charge dans ce cas, ne voit donc aucune tension homopolaire.

La tension homopolaire générée par le convertisseur est distribuée entre la capacité de fuite (vers la terre) des enroulements de la machine, et les capacités de fuite des enroulements secondaires du transformateur.

La capacité de fuite de la machine est souvent beaucoup plus grande (environ 150 fois) par rapport à celles des enroulements secondaires du transformateur. Une grande partie de la tension homopolaire, ou tension de mode

commun est supportée par le transformateur.

Il serait intéressant de faire une analyse poussée des effets de la tension de mode commun sur les différents enroulements secondaires du transformateur, surtout lorsque celui-ci alimente un convertisseur asymétrique. Une telle analyse aboutirait certainement à un réajustement de la stratégie de modulation afin de réduire, voire d'annuler les effets de cette tension. En plus, elle permettrait de déterminer la position relative des cellules partielles en fonction de la dissymétrie de leur tension d'alimentation par rapport au moteur.

### 7.2.2 Fiabilité

Quelque soit l'application dans laquelle pourraient être utilisés les convertisseurs multiniveaux asymétriques, leur supériorité spectrale vue de la charge ne peut être garantie que, si les cellules partielles fonctionnent sans défaillance.

En cas de défaillance d'au moins une seule cellule partielle indépendamment de la phase, on aboutirait à une perte de résolution de la tension de sortie, et à une alimentation en tension triphasée déséquilibrée de la charge, voire à un arrêt du système.

Généralement, la défaillance des interrupteurs de puissance se traduit par un court-circuit. Une solution simple consiste à prévoir des cellules redondantes dans tout le système.

D'autres topologies de convertisseurs multiniveaux (notamment les topologies à potentiel distribué ou *NPC-Neutral Point Clamped* et celle à cellules imbriquées) ne peuvent se prêter à un fonctionnement avec interrupteurs redondants. En effet, la défaillance des interrupteurs de puissance se traduit le plus souvent par un court-circuit. Si bien qu'on serait obligé de connecter les interrupteurs redondants en série avec les interrupteurs existants, afin d'assurer éventuellement une continuité de service. Cette mise en série complique de plus en plus la structure du circuit de puissance, et réduit par la même occasion la fiabilité du système. En plus, elle exige un fonctionnement permanent des interrupteurs redondants, donc une augmentation des pertes. Les circuits de commande quant à eux, ne peuvent être redondants.

Même si la structure modulaire de la topologie basée sur la mise en série de cellules monophasées se prête mieux à cette solution, le système obtenu serait ainsi lourd et coûteux, puisqu'il exige quasiment la superposition de deux convertisseurs multiniveaux triphasés.

Une autre approche de solution serait de supprimer sur les autres phases, les cellules non défaillantes de même rang (donc alimentées par les tensions ayant les mêmes valeurs), afin d'obtenir une tension équilibrée. Cette façon de procéder entraînerait alors une perte de résolution.

Une étude de la fiabilité globale des convertisseurs asymétriques peut être faite, permettant ainsi de supprimer uniquement des cellules partielles défaillantes. En déterminant convenablement la tension homopolaire, on réajusterait la commande afin d'obtenir une tension équilibrée malgré l'existence des cellules partielles défaillantes. On aboutirait peut être à une solution hybride, consistant à utiliser des cellules redondantes sur les modules alimentés par la plus grande tension.





# Annexe A

## Relations mathématiques pour un redresseur P6

### A.1 Module de base

La fig.A.1 représente le module de base exploité pour la détermination des caractéristiques d'une alimentation d'un convertisseur multiniveau. Les enroulements du transformateur ont été remplacés par un simple circuit résistance ( $R_s$ ) en série avec une inductance ( $L_s$ ), et les tensions du secondaire par un système triphasé équilibré de tensions parfaitement sinusoïdales ( $e_{abc}$ ). Ainsi vu du secondaire, le transformateur se comporte comme une génératrice fournissant un système triphasé de courants ( $i_{abc}$ ) à la charge qu'il alimente, à travers ses enroulements. L'impédance des enroulements occasionnent une chute de tension et un déphasage du courant par rapport à la tension. La connaissance du courant secondaire permet de déduire celui du primaire et vis-versa.

La valeur instantanée de la tension générée par la phase  $a$  est donnée par la relation  $e_a = E_{max} \sin(\theta)$ , dans la quelle  $\theta = \omega t$  ( $\omega$  correspond à la pulsation de la tension du secondaire). Celles des deux autres phases sont décalées de  $\pm 2\pi/3$  par rapport à  $e_a$ .

Les inductances  $L_s$  et  $L_L$  influencent grandement le comportement du circuit. Si  $L_s$  a une valeur nulle, l'angle d'empiétement que nous noterons  $\mu$  pourra être négligé. Dans le cas contraire nous rappellerons dans la suite son expression. D'autre part tant que  $L_L$  reste finie, le courant  $i_d$  contient une ondulation. En fonction des impédances caractéristiques de la charge, ce courant peut être continu ou alors intermittent. En fonction du régime de conduction, le courant  $i_d$  influence la forme du courant au secondaire du transformateur et par ricochet, celle du courant primaire. Nous analysons d'abord le courant dans la charge, ensuite les composantes harmoniques du courant au secondaire du transformateur. Nous supposons que les diodes constituent des interrupteurs idéaux, c'est à dire qu'à l'état passant, les chutes de tensions à leurs bornes sont nulles, et aucun courant de fuite n'y circule lorsqu'ils sont à l'état bloqué.

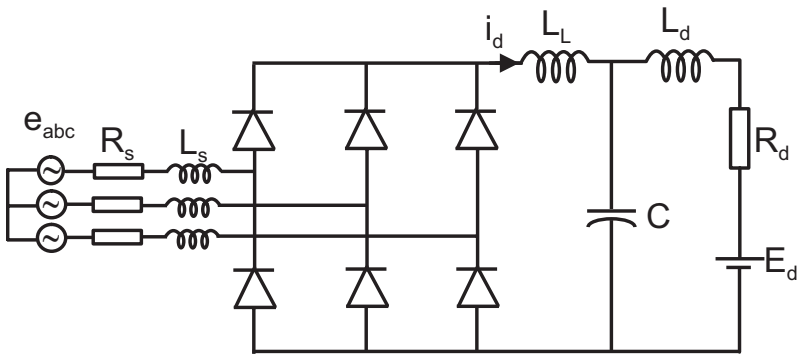


FIG. A.1 – Structure simplifiée du module de base

## A.2 Conduction continue

### A.2.1 Courant redressé

Si  $L_L$  a une valeur infinie, alors ce courant n'a aucune ondulation si bien qu'il ne contient pas d'harmoniques et  $i_d = I_d$ . La fig.A.2 illustre ce

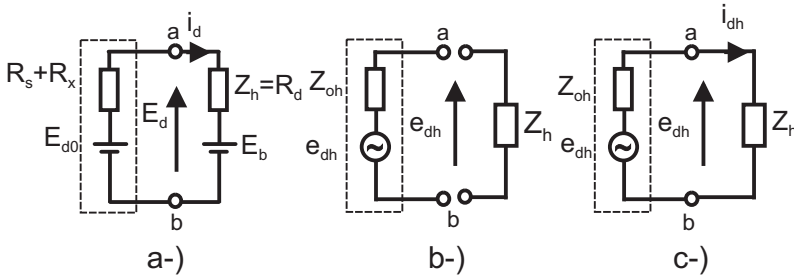


FIG. A.2 – Schéma équivalent de la structure de base dans le cas où  $L_L = \infty$ ; a-) composante continue b-) composante harmonique d'ordre  $h$  c-) Détermination de la composante harmonique d'ordre  $h$  du courant redressé

cas. Sur la fig.A.2-a  $E_{d0}$  est la composante continue de la tension à vide au secondaire du transformateur,  $E_d$  la tension moyenne aux bornes de la charge et  $R_X$  la résistance fictive équivalente correspondant à l'ensemble des chutes de tension dans le circuit. L'impédance équivalente de la charge dans ce cas correspond à la résistance  $R_d$ .

Sur la fig.A.2-b,  $e_{dh}$  correspond à la tension à circuit ouvert de la composante harmonique d'ordre  $h$ . L'impédance harmonique du système vu des points a et b est notée  $Z_{oh}$  et celle de la charge  $Z_h$ .

Si  $L_L$  a une valeur finie, alors le schéma équivalent de la composante continue reste le même que celui de la fig.A.2-a, alors que celui des composantes harmoniques se déduit de la fig.A.2-b comme un circuit fermé, alimentant la charge  $Z_h$  comme l'illustre la fig.A.2-c. Le courant harmonique d'ordre  $h$  se déduit alors par la relation (A.1).

$$i_{dh} = \frac{e_{dh}}{Z_h + Z_{oh}} \quad (\text{A.1})$$

Cette relation montre que la connaissance du courant  $i_{dh}$  nécessite pour une charge donnée, celle de la tension  $e_{dh}$ .

La chute de tension d'alimentation du redresseur dans une phase occasionnée par  $R_s$  vaut  $0.5R_s I_d$  pendant la durée de l'empiètement, et  $R_s I_d$  pendant le reste du fonctionnement. Les chutes de tension sur les trois phases

dues à ces résistances peuvent s'écrire  $\varepsilon_a R_s I_d$ ,  $\varepsilon_b R_s I_d$  et  $\varepsilon_c R_s I_d$ . Les coefficients  $\varepsilon_a$ ,  $\varepsilon_b$  et  $\varepsilon_c$  représentent les fonctions de commutation des diodes sur les trois phases. Chaque fonction de commutation vaut:  $+1$  ou  $-1$  en fonctionnement normal,  $+1/2$  ou  $-1/2$  lorsqu'il y a empiètement des courants et  $0$  lorsqu'aucune diode ne conduit. La valeur instantanée de la tension de sortie du redresseur est donc donnée par l'équation (A.2) :

$$e_d = \varepsilon_a * (e_a - \varepsilon_a R_s I_d) + \varepsilon_b * (e_b - \varepsilon_b R_s I_d) + \varepsilon_c * (e_c - \varepsilon_c R_s I_d)$$

$$e_d = (\varepsilon_a e_a + \varepsilon_b e_b + \varepsilon_c e_c) + (\varepsilon_a^2 + \varepsilon_b^2 + \varepsilon_c^2) R_s I_d \quad (\text{A.2})$$

Si  $R_s$  a une valeur très faible, la tension redressée s'exprime sous forme d'une combinaison linéaire des tensions alternatives du secondaire, et les coefficients de cette combinaison sont les fonctions de commutation des diodes. Le développement en série de Fourier des fonctions de commutation peut être mis sous la forme (A.3) pour la phase  $a$ . Les deux autres sont déphasées de  $\pm 2\pi/3$  :

$$\varepsilon_a = \sum_{n=1}^{+\infty} A_n \cos(n\theta) + B_n \sin(n\theta), \quad n = 6l \pm 1, \quad l \in \mathbb{N} \quad (\text{A.3})$$

$$\text{Avec: } A_n = \frac{2\sqrt{3}(-1)^l}{\pi} \left[ \frac{\sin(n(\mu + \phi)) + \sin(n\phi)}{n} \right], \text{ et}$$

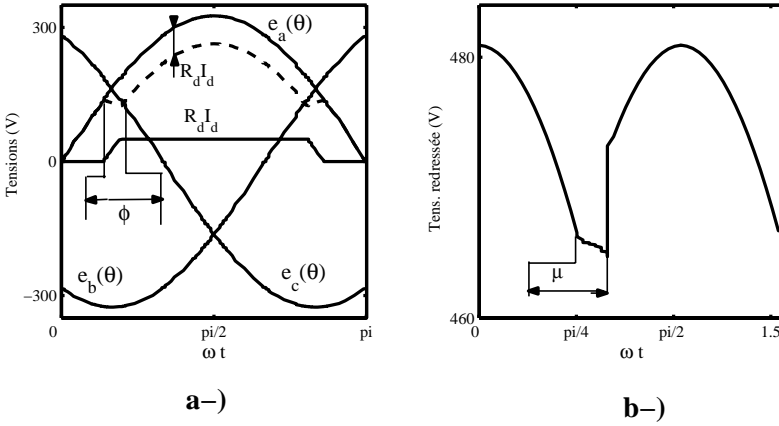


FIG. A.3 – Définition des angles a-) Angle de retard  $\phi$  dû à  $R_s$  b-) Angle d'empiètement  $\mu$  dû à  $L_s$

$$B_n = \frac{2\sqrt{3}(-1)^l}{\pi} \left[ \frac{\cos(n(\mu + \phi)) + \cos(n\phi)}{n} \right]$$

$\mu$  représente l'angle d'empiètement et  $\phi$  l'angle de retard dû à la chute de tension causée par  $R_s$  comme l'illustre la fig.A.3. Leurs expressions sont données par :

$$\begin{cases} \phi = \arcsin\left(\frac{R_s I_d}{\sqrt{3}E_{max}}\right) \\ \mu = \phi + \arccos\left(\frac{2\pi}{3\sqrt{3}E_{max}} \left[ E_d - \frac{3I_d R_s}{\pi} - \cos(\phi) \right]\right) \end{cases} \quad (A.4)$$

L'expression générale de la tension redressée,  $e_d$  est donnée par :

$$e_d = E_d + \sum_h e_{dh} = E_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} (A_{dh} \cos(h\theta) + B_{dh} \sin(h\theta)) \quad (A.5)$$

Le terme  $E_d$  représente la composante continue de la tension redressée :

$$E_d - \frac{3I_d R_s}{\pi} = \frac{3\sqrt{3}E_{max}}{2\pi} [\cos(\mu - \phi) + \cos(\phi)] \quad (\text{A.6})$$

Le deuxième terme du membre de gauche de (A.6) correspond à la chute de tension moyenne dû à  $R_s$ . Lorsque  $R_s$  est négligée cette chute de tension est nulle ainsi que l'angle  $\phi$ . Dans ce cas, l'expression de la tension moyenne devient (A.7) ([74], [75]) :

$$E_d = \frac{3\sqrt{3}E_{max}}{2\pi} (1 + \cos(\mu)) \quad (\text{A.7})$$

La tension continue maximale idéale  $E_{di0}$  s'obtient en posant :  $E_{max} = \sqrt{2}V$ ,  $U = V\sqrt{3}$  et  $\mu = 0$  (où  $V$  représente la tension efficace phase-neutre et  $U$  la tension efficace phase-phase [74], [75]).

$$E_{di0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cong 1.35U \quad (\text{A.8})$$

Le dernier terme de l'équation (A.5) correspond aux composantes harmoniques de  $e_d$ , et les coefficients  $A_{dh}$  et  $B_{dh}$  sont par (A.9) et (A.10) .

$$\begin{aligned} A_{dh} = & \frac{3\sqrt{3}E_{max} (-1)^p}{2\pi} \left[ \frac{\cos [(h+1)(\mu - \phi)] + \cos [(h+1)\phi]}{h+1} \right. \\ & \left. - \frac{\cos [(h-1)(\mu - \phi)] + \cos [(h-1)\phi]}{h-1} \right] \\ & + \frac{3I_d R_s (-1)^p}{\pi} \left[ \frac{\sin [h(\mu - \phi)] + \sin (h\phi)}{h} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{aligned}
B_{dh} = \frac{3\sqrt{3}E_{max}(-1)^p}{2\pi} & \left[ \frac{\sin [(h+1)(\mu-\phi)] - \sin [(h+1)\phi]}{h+1} \right. \\
& \left. - \frac{\sin [(h-1)(\mu-\phi)] - \sin [(h-1)\phi]}{h-1} \right] \\
& - \frac{3I_d R_s (-1)^p}{\pi} \left[ \frac{\cos [h(\mu-\phi)] - \cos (h\phi)}{h} \right]
\end{aligned} \tag{A.10}$$

A partir de (A.5), il est alors possible de déduire l'expression générale des harmoniques du courant  $i_{dh}$ . Dans (A.1), l'impédance de la charge  $Z_h$  se déduit de la fig.A.1. Et l'impédance à vide  $Z_{oh}$  vue des bornes a et b tient compte du fait que pendant la durée de l'empiètement, deux phases sont en court-circuit et en série avec la troisième. Et en fonctionnement normal, deux diodes conduisent et deux phases sont connectées en série. Finalement l'expression de  $Z_{oh}$  tenant compte de l'angle d'empiètement se calcule aisément en posant :

$$\begin{aligned}
Z_{oh} &= \frac{3}{\pi} \left[ \int_{\pi/6}^{\pi/6+\mu} \frac{3Z_{sh}}{2} d(\theta) + \int_{\pi/6+\mu}^{\pi/2} 2Z_{sh} d(\theta) \right] \\
&= \left( 2 - \frac{3\mu}{2\pi} \right) Z_{sh}, \quad \text{avec } Z_{sh} = R_s + jhX_s
\end{aligned} \tag{A.11}$$

La tension harmonique  $e_{dh}$  donnée par (A.5) peut être mise sous la forme :

$$e_{dh} = \left( \sqrt{A_{dh}^2 + B_{dh}^2} \right) \sin (n\theta + \gamma_h)$$

Avec  $\gamma_h = \arctan \left( \frac{B_{dh}}{A_{dh}} \right)$ . La somme  $Z_{oh} + Z_h$  est également mise sous la forme complexe module  $|Z_{oh} + Z_h|$  et argument  $\arctan \left[ \frac{Im(Z_{oh} + Z_h)}{Re(Z_{oh} + Z_h)} \right]$ . Finalement, l'expression du courant continu  $i_d$  est donnée par l'équation (A.12).

$$i_d = I_d + \sum_{h=6,12,18,\dots}^{+\infty} \sqrt{2} I_{dh} \cos(h\theta - \sigma_h) \quad (\text{A.12})$$

$$I_{dh} = \frac{\sqrt{0.5(A_{dh}^2 + B_{dh}^2)}}{|Z_{oh} + Z_h|},$$

$$\sigma_h = \arctan\left(\frac{B_{dh}}{A_{dh}}\right) + \arctan\left(\frac{\text{Im}(Z_{oh} + Z_h)}{\text{Re}(Z_{oh} + Z_h)}\right)$$

Cette expression du courant continu  $i_d$ , n'est valable que hors des intervalles de commutation. Pendant la durée de la commutation, le mode de fonctionnement du redresseur permet d'avoir un courant  $i_d$  noté  $i_{d_c}$  et donné par [76] :

$$I_{d_c} = \frac{\sqrt{3}E_{max}}{X_s} \frac{1}{1 + e^{-r\mu}} [e^{-r\mu} + \sin(\phi + \mu + \xi)] \quad (\text{A.13})$$

La tension moyenne  $E_{d_c}$  pendant la commutation est donnée par (A.14). Le deuxième terme du membre de droite correspond à la chute de tension due à la résistance moyenne équivalente pendant cette commutation (A.11).

$$E_{d_c} = \left[ \frac{3\sqrt{3}E_{max}}{2\pi} (\cos(\mu - \phi) + \cos(\phi)) \right] - \left( 2 - \frac{3\mu}{2\pi} \right) R_s I_{d_c} \quad (\text{A.14})$$

Connaissant les expressions du courant redressé dans les intervalles de commutation et hors commutation, il dévient alors aisé d'étudier les courants alternatifs  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  de la fig.A.1.

## A.2.2 Courant alternatif

Le courant alternatif  $i_a$  de la phase  $a$ , se déduit du courant redressé  $i_d$ . En effet toutes les composantes de  $i_d$  produisent leurs équivalents en alternatif,



dans leur intervalle de validité (pendant la commutation ou hors commutation). Ainsi, la composante continue  $I_d$  produit un courant alternatif noté  $i_{0a}$ , et la somme des composantes harmoniques  $\sum i_{dh}$  produit un équivalent en alternatif notée  $\Delta i_a$ , [77], [78]. L'ensemble de ces composantes permet d'obtenir le courant alternatif sur une phase donnée.

$$i_a = i_{0a} + \Delta i_a \quad (\text{A.15})$$

L'expression trouvée est donc valable de façon générale pour une conduction continue, et elle tient compte des différents intervalles de commutation. Pour déterminer la composante alternative  $i_{0a}$  de  $I_d$ , il suffit de considérer les différentes valeurs de  $I_d$  dans les intervalles ci-dessous [78]:

$$\begin{aligned} & - \mathbf{a-}) \text{ Si } \theta \in [0, \frac{\pi}{6} - \phi[ \quad \text{alors } i_{0a} = 0 \\ & - \mathbf{b-}) \text{ Si } \theta \in [\frac{\pi}{6} - \phi, \frac{\pi}{6} - \phi - \mu[ \quad \text{alors} \\ & \quad \left\{ \begin{array}{l} i_{0a} = \frac{I_d}{2} [1 - e^{-r(\theta + \phi - \pi/6)}] + \\ I_k [\sin(\theta - \pi/6 - \xi) + (e^{-r(\theta + \phi - \pi/6)})] \sin(\xi + \phi) \end{array} \right. \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

A partir de l'expression ci-dessus, on peut déduire celle du courant redressé  $i_{d_c}$  pendant la commutation, puisque si  $\theta = \frac{\pi}{6} - \phi - \mu$ , alors  $i_{0a} = i_{d_c}$  (voir (A.13)). Finalement, le développement en série de Fourier de cette fonction est donnée par l'équation (A.17):

$$i_{0a} = \sum_{n=1}^{+\infty} A_{0n} \cos(n\theta) + B_{0n} \sin n\theta = \sum_{n=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_{0an} \cos(n\theta - \alpha_n) \quad (\text{A.17})$$

$$\text{Avec: } I_{0an} = \sqrt{0.5 * (A_{0n}^2 + B_{0n}^2)}, \quad \alpha_n = \arctan\left(\frac{B_{0n}}{A_{0n}}\right)$$

$$I_k = \frac{\sqrt{3}E_{max}}{2X_s} \cos(\xi), \quad I_g = [2I_k \cos(\phi - \xi) - I_d] \cos(\xi_n), \quad \xi = \arctan(r)$$

$$\xi_n = \arctan(r/n), \quad r = R_s/X_s, \quad n = 6l \pm 1, \quad l = 0, 1, 2, \dots, \quad n > 0,$$

$$\begin{aligned} A_{0n} = & \frac{\sqrt{3}(-1)^{(l+1)}}{\pi} \left[ I_d \frac{\sin(n(\mu - \phi)) - \sin(n\phi)}{n} \right. \\ & - I_g \frac{\sin(n\phi + \xi_n) + e^{-r\mu} \sin[n(\mu - \phi) - \xi_n]}{n} \\ & + I_k \frac{\sin[(n+1)(\mu - \phi) + \xi] + \sin[(n+1)\phi - \xi]}{n+1} \\ & \left. + I_k \frac{\sin[(n-1)(\mu - \phi) - \xi] + \sin[(n-1)\phi + \xi]}{n-1} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{aligned} B_{0n} = & \frac{\sqrt{3}(-1)^{(l+1)}}{\pi} \left[ I_d \frac{\cos(n(\mu - \phi)) + \cos(n\phi)}{n} \right. \\ & + I_g \frac{\cos(n\phi + \xi_n) - e^{-r\mu} \cos(n(\mu - \phi) - \xi_n)}{n} \\ & + I_k \frac{\cos[(n+1)(\mu - \phi) + \xi] - \cos[(n+1)\phi - \xi]}{n+1} \\ & \left. + I_k \frac{\cos[(n-1)(\mu - \phi) - \xi] - \cos[(n-1)\phi + \xi]}{n-1} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Quant à la composante alternative de  $i_d$ , elle s'obtient en posant :

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta i_a = \varepsilon_a \sum_n i_{dn} &= \sum_{n=1}^{+\infty} [\Delta A_{0n} \cos(n\theta) + \Delta B_{0n} \sin(n\theta)] \\ &= \sum_{n=1}^{+\infty} \sqrt{2} \Delta I_{an} \cos(n\theta - \beta_n) \end{aligned} \right. \quad (\text{A.20})$$

$$\text{Avec : } \Delta I_{an} = \sqrt{0.5 * (\Delta A_{0n}^2 + \Delta B_{0n}^2)}, \quad \beta_n = \arctan \left( \frac{\Delta B_{0n}}{\Delta A_{0n}} \right)$$

$$\Phi_{(h+n)} = (h+n)(\mu - \phi) \text{ et } \Phi_{(h-n)} = (h-n)(\mu - \phi),$$

$$T_h = \frac{\sqrt{6} I_{dh} (-1)^{(p+l+1)}}{2\pi}$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta A_{0n} &= T_h \sum_{h=6}^{+\infty} \left[ \frac{\sin(\Phi_{(h+n)} - \sigma_h) - \sin[(h+n)\phi + \sigma_h]}{h+n} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sin(\Phi_{(h-n)} - \sigma_h) - \sin[(h-n)\phi - \sigma_h]}{h-n} \right] \\ \Delta B_{0n} &= \sum_{h=6}^{+\infty} -T_h \left[ \frac{\cos(\Phi_{(h+n)} - \sigma_h) + \cos[(h+n)\phi + \sigma_h]}{h+n} \right] \\ &\quad - \frac{\cos(\Phi_{(h-n)} - \sigma_h) + \cos[(h-n)\phi - \sigma_h]}{h-n} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.21})$$

Avec  $h = 6p$ , ( $p = 1, 2, 3, \dots$ ) et  $n = 6l \pm 1$ , ( $l = 0, 1, 2, 3, \dots$ ),  $n > 0$

A partir des équations ci-dessus, l'amplitude de l'harmonique du courant alternatif de rang  $n$  s'obtient en posant :

$$I_{an} = \sqrt{(A_{0n} + \Delta A_{0n})^2 + (B_{0n} + \Delta B_{0n})^2} \quad (\text{A.22})$$

Pour les deux autres phases, leurs équations s'obtiennent de la même manière, en remplaçant simplement  $\theta$  par  $\theta - 2\pi/3$  et par  $\theta - 4\pi/3$ , mais l'amplitude de leurs harmoniques restent données par l'équation (A.22)

Lorsque le système triphasé au secondaire du transformateur a un déphasage  $\theta_0$ , alors les équations correspondantes en régime de conduction continue s'obtiennent en remplaçant  $\theta$  par  $\theta - \theta_0$ . C'est ce principe qui a été utilisé pour la détermination des courants des transformateurs de type P12 et P18.

## A.3 Conduction discontinue

### A.3.1 Courant redressé

La fig.A.4, représente le schéma équivalent utilisé dans l'étude des courants et tensions dans un régime de conduction intermittent. La fig.A.4-a est l'équivalent de Norton de la fig.A.2-a pour la détermination de la composante harmonique d'ordre  $h$  des courants. On a :

$$i_{dh} = i_{dcch} * \frac{Y_h}{Y_{0h} + Y_h} \quad (\text{A.23})$$

Dans la suite, nous montrons comment déterminer le courant total  $i_{dcch}$ , ainsi que les admittances  $Y_{0h}$  et  $Y_h$ . Dans l'intervalle où le courant est nul, la tension à la sortie du convertisseur est fixée par la tension interne de la charge  $E_d$ . Dans le circuit tout se passe alors comme si deux tensions sont mises en série. D'une part la tension  $v$  et d'autre part la tension  $e$ , comme l'illustre la fig.A.4-b.

La fig.A.5-d montre la forme du courant redressé dans un régime de conduction intermittente ; sur cette figure, l'angle de conduction noté  $\delta$  est compris entre  $\alpha$  et  $\beta$ .  $v$  est nulle dans l'intervalle  $[\alpha, \beta]$  et elle vaut  $E_d$  pendant tout le reste de la période. Son développement en série de Fourier est donnée par l'équation (A.24) :

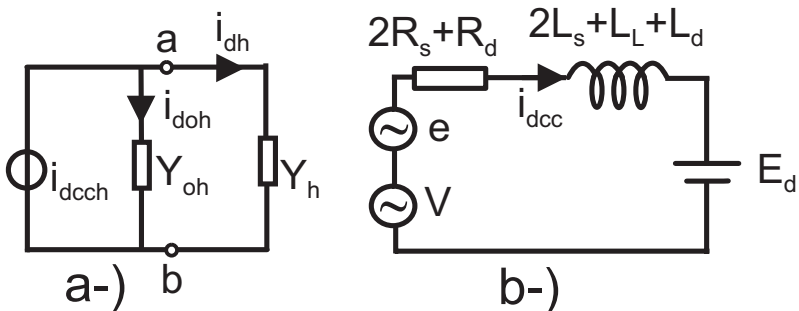


FIG. A.4 – Schémas équivalents pour une conduction intermittente

$$v = V_0 + \sum_{h=6}^{+\infty} (A_{vh} \cos(h\theta) + B_{vh} \sin(h\theta)) \quad (\text{A.24})$$

$$\text{Avec } \left\{ \begin{array}{l} h = 6p, \quad p = 1, 2, 3, \dots; \quad V_0 = \frac{3E_d}{\pi} \left( \frac{\pi}{3} + \alpha - \beta \right) \\ A_{vh} = -\frac{6E_d}{\pi} \left( \frac{\sin(h\alpha) + \sin(h\beta)}{h} \right) \\ B_{vh} = -\frac{6E_d}{\pi} \left( \frac{\cos(h\alpha) + \cos(h\beta)}{h} \right) \end{array} \right. \quad (\text{A.25})$$

A partir de la fig.A.5-b, on peut déduire que sur une p eriod e de  $\pi/3$ , entre  $\alpha$  et  $\beta$ ,  $e$  vaut  $\sqrt{3}E_{max} \cos(\theta)$ , et 0 dans le reste de la p eriod e. L'équation (A.26) donne l'expression du développement en série de Fourier de cette tension :

$$e = E_0 + \sum_{h=6}^{+\infty} (A_{eh} \cos(h\theta) + B_{eh} \sin(h\theta)), \quad (\text{A.26})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} h = 6k, \quad k = 1, 2, 3, \dots; \quad E_0 = \frac{3\sqrt{3}E_d}{\pi} [\sin(\alpha) - \sin(\beta)] \\ A_{eh} = -\frac{3\sqrt{3}E_d}{\pi} \left[ \frac{\sin[(h+1)\alpha] + \sin[(h+1)\beta]}{h+1} \right. \\ \quad \left. + \frac{\sin[(h-1)\alpha] + \sin[(h-1)\beta]}{h-1} \right] \\ B_{eh} = -\frac{3\sqrt{3}E_d}{\pi} \left[ \frac{\cos[(h+1)\alpha] + \cos[(h+1)\beta]}{h+1} \right. \\ \quad \left. + \frac{\cos[(h-1)\alpha] + \cos[(h-1)\beta]}{h-1} \right] \end{array} \right. \quad (\text{A.27})$$

La valeur du courant  $i_{dcch}$  s'obtient directement de la fig.A.4 en posant simplement :

$$i_{dcch} = \frac{e + v - E_d}{(2R_s + R_d) + jh(2X_s + X_L + X_d)} \quad (\text{A.28})$$

En substituant (A.24) et (A.26) dans l'équation précédente, on obtient la valeur du courant moyen  $I_d$ , limité uniquement par la résistance des enroulements secondaires de deux phases du transformateur et celle de la charge :

$$I_d = \frac{V_0 + E_0 - E_d}{2R_s + R_d} \quad (\text{A.29})$$

Le courant moyen dépend donc uniquement de  $R_s$  et  $R_d$ , ainsi que de  $\alpha$  et  $\beta$ . La valeur des harmoniques est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dcch} = \sqrt{2}I_{dcch} \cos(h\theta - \lambda_{cch}) \\ I_{dcch}^2 = 0.5 \frac{(A_{vh} + A_{eh})^2 + (B_{vh} + B_{eh})^2}{(2R_s + R_d)^2 + [h(2X_s + X_L + X_d)]^2} \\ \lambda_{cch} = \arctan\left(\frac{B_{vh} + B_{eh}}{A_{vh} + A_{eh}}\right) + \arctan\left(\frac{h(2X_s + X_L + X_d)}{2R_s + R_d}\right) \end{array} \right. \quad (\text{A.30})$$

La fig.A.5-b permet de déterminer l'angle  $\alpha$ . si  $\theta = \alpha$ , alors  $e = E_d$ . On a donc :

$$\cos(\alpha) = \frac{E_d}{\sqrt{3}E_{max}} \quad (\text{A.31})$$

A partir de la fig.A.5-b, on peut poser l'équation différentielle suivante:  $R_T = 2R_s + R_d$ ,  $X_T = 2X_s + X_L + X_d$ ,

$$R_T i_{dcc} + X_T \frac{di_{dcc}}{d\theta} = \sqrt{3}E_{max} \cos(\theta) - E_d;$$

On obtient la solution en posant que  $i_{dcc} = 0$  si  $\theta = \alpha$ . Et l'expression de  $\beta$  s'en déduit simplement en posant  $i_{dcc} = 0$  si  $\theta = \beta$ . Finalement  $\beta$  satisfait la relation (A.32) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[ \frac{\sqrt{3}E_{max} \cos(\zeta)}{2X_T} \sin(\delta - \alpha) - \frac{E_d}{R_T} \right] e^{-\tau(\alpha+\beta)} \\ = \frac{\sqrt{3}E_{max} \cos(\delta)}{2X_T} \sin(\zeta + \beta) - \frac{E_d}{R_T} \\ \tau = \frac{R_T}{X_T} \quad \text{et} \quad \zeta = \arctan(\tau) \end{array} \right. \quad (\text{A.32})$$

Connaissant  $i_{dcch}$ , il reste à déterminer  $i_{dh}$ . A partir de la fig.A.4-a, la détermination de  $i_{dh}$  exige la connaissance de  $Y_{0h} = 1/Z_{0h}$  et  $Y_h = 1/Z_h$ , qui n'est possible que si  $X_c$  est finie. Pour contourner ce problème, une approximation consiste à négliger l'effet des harmoniques d'ordre supérieur a six, et à poser [76]- [78] :

$$Y_{0h} = \frac{1}{R_e + jhX_e} \quad (\text{A.33})$$

$$R_e + jX_e = \frac{\sqrt{(A_{e6}^2 + B_{e6}^2)}/2 * e^{j\lambda_{e6}}}{I_{dc6} * e^{j\lambda_6}}, \quad \lambda_{e6} = \arctan\left(\frac{B_{e6}}{A_{e6}}\right) \quad (\text{A.34})$$

Dans cette équation,  $\lambda_6$  se calcul à partir de la relation (A.30). Finalement, le  $i_{dh}$  peut donc s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dh} = I_{dh} \cos(h\theta - \lambda_h) \\ I_{dh} = I_{dcch} \left| \frac{Y_h}{Y_h + Y_{0h}} \right| \\ \lambda_h = \lambda_{cch} + \arctan \left[ \frac{Re\left(\frac{Y_h}{Y_{0h} + Y_h}\right)}{Im\left(\frac{Y_h}{Y_{0h} + Y_h}\right)} \right] \end{array} \right. \quad (\text{A.35})$$

Dans le cas de la conduction intermittente, la connaissance du courant redressé dans les intervalles de conduction permet celle du courant alternatif.

### A.3.2 Courant alternatif

En tenant compte des fonctions de commutation (A.3) et des relations (A.35), on peut déterminer la valeur  $i_a$  en posant :

$$i_a = \varepsilon_a i_d = \varepsilon_a I_d + \varepsilon_a * \sum_n i_{dn} \quad (\text{A.36})$$

En tenant compte de l'intervalle de conduction du courant  $i_d$ , on obtient :

$$i_a = \sum_{n=1}^{+\infty} [(A_{in} + \Delta A_{in}) \cos(n\theta) + (B_{in} + \Delta B_{in}) \sin(n\theta)] \quad (\text{A.37})$$

$$A_{in} = \frac{2\sqrt{3}I_d (-1)^p}{\pi} * \frac{\sin(n(\alpha - \pi/6))}{n},$$

$$B_{in} = \frac{2\sqrt{3}I_d (-1)^p}{\pi} * \frac{\cos(n(\alpha - \pi/6))}{n}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta A_{in} = \sum_{h=6}^{+\infty} \Delta A_{inh} \left[ \frac{\sin[(h+n)(\alpha - \pi/6) - \lambda_h]}{h+n} \right. \\ \qquad \qquad \qquad \left. + \frac{\sin[(h-n)(\alpha - \pi/6) - \lambda_h]}{h-n} \right] \\ \Delta B_{in} = \sum_{h=6}^{+\infty} \Delta B_{inh} \left[ \frac{\cos[(h+n)(\alpha - \pi/6) - \lambda_h]}{h+n} \right. \\ \qquad \qquad \qquad \left. + - \frac{\cos[(h-n)(\alpha - \pi/6) - \lambda_h]}{h-n} \right] \\ \Delta A_{inh} = \frac{I_{dh} (-1)^{(p+l+1)}}{\pi}; \quad \Delta B_{inh} = \frac{\sqrt{6}I_{dh} (-1)^{(p+l)}}{\pi} \\ h = 6p, \quad (p = 1,2,3,\dots); \quad n = 6l \pm 1, \quad (l = 0,1,2,\dots) \quad n > 0 \end{array} \right. \quad (\text{A.38})$$



### A.3. CONDUCTION DISCONTINUE

Finalement en régime de conduction intermittente, la valeur efficace du courant alternatif vaut donc :

$$I_{ain} = \sqrt{0.5 [(A_{in} + \Delta A_{in})^2 + (B_{in} + \Delta B_{in})^2]} \quad (\text{A.39})$$

Les relations (A.22) et (A.39) caractérisent la valeur efficace du courant alternatif pour les conductions continue et intermittente. La valeur de ces courants pour les autres phases s'obtient simplement en remplaçant  $\theta$  par  $\theta - 2\pi/3$  pour la deuxième phase, et  $\theta - 4\pi/3$  pour la troisième phase.

Les courants alternatifs donnés tout au long de cette étude correspondent aux courants secondaires d'un enroulement du transformateur couplé en étoile et alimentant un pont triphasé de diodes, donc ayant un indice de pulsation de six. A partir des relations établies, l'étude des transformateurs d'indice de pulsation multiple de six peut donc être déduite de celle-ci, comme il a été montré dans cette thèse.

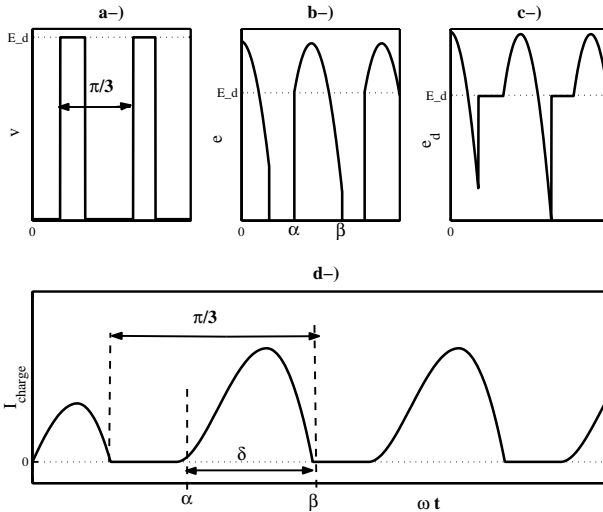


FIG. A.5 – Formes d'onde pour une conduction intermittente a, b et c-) Décomposition de la tension redressée d-) Forme du courant redressé



## Annexe B

# Fonctions de commutation des tensions du convertisseur de courant triphasé en régime déséquilibré

Cet annexe résume les fonctions de commutation des tensions ( $F_{px}$ ,  $x \in a, b, c$ ) d'un redresseur commandé à thyristors. Nous avons négligé la valeur des résistances des enroulements du transformateur. La tension redressée et le courant alternatif au secondaire du transformateur peuvent être mis sous la forme :

$$\begin{cases} e_{dc} = (F_{pa} \ F_{pb} \ F_{pc}) * \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \\ i_x = F_{0x}I_d + F_{px}i_{d0}, \quad x \in \{a, b, c\} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Les tensions  $e_x, x \in \{a, b, c\}$  peuvent être décomposées en une composante directe d'amplitude et d'angle  $\hat{E}_{dir}$  et  $\beta_{dir}$  et en une composante inverse d'amplitude et d'angle  $\hat{E}_{inv}$  et  $\beta_{inv}$  ([73]), soit :

$$\begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} = \hat{E}_{dir} \begin{pmatrix} \sin(\theta + \beta_{dir}) \\ \sin(\theta + \beta_{dir} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \beta_{dir} + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} + \hat{E}_{inv} \begin{pmatrix} \sin(\theta + \beta_{inv}) \\ \sin(\theta + \beta_{inv} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \beta_{inv} + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

Le courant redressé a été mis sous la forme  $i_{dc} = I_d + i_{d0}$ , dans laquelle  $I_d$  correspond à la composante continue, et  $i_{d0}$  à l'ondulation. Le développement en série de Fourier des fonctions de commutations est donné par :

$$F_{px} = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} A_{xn} \cos(n\theta) + B_{xn} \sin(n\theta) \quad (\text{B.2})$$

Les coefficients  $A_{xn}$  et  $B_{xn}$  sont donnés par les relations (B.6)-(B.8) dans lesquelles, les angles  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  et  $\gamma_3$  correspondent à l'intersection des tensions  $e_{ac}$ ,  $e_{ba}$  et  $e_{cb}$  avec l'axe des abscisses  $\theta = \omega t$ . Ils sont donnés par [68], avec  $k \in \{1, 2, 3\}$  :

$$\gamma_k = \tan^{-1} \left[ \frac{-\hat{E}_{dir} \cos(\beta_{dir} - \frac{2k\pi}{3}) + \hat{E}_{inv} \cos(\beta_{inv} + \frac{2k\pi}{3})}{-\hat{E}_{dir} \sin(\beta_{dir} - \frac{2k\pi}{3}) + \hat{E}_{inv} \sin(\beta_{inv} + \frac{2k\pi}{3})} \right] \quad (\text{B.3})$$

Les angles d'empiètement  $\mu_k$ ,  $k \in \{1, 2, 3\}$  sont donnés par :

$$\begin{cases} \mu_1 = \cos^{-1} \left( \cos(\alpha_1) - \frac{I_d(X_a + X_c)}{\hat{E}_{ac}} \right) - \alpha_1 \\ \mu_2 = \cos^{-1} \left( \cos(\alpha_2) - \frac{I_d(X_b + X_a)}{\hat{E}_{ba}} \right) - \alpha_2 \\ \mu_3 = \cos^{-1} \left( \cos(\alpha_3) - \frac{I_d(X_c + X_b)}{\hat{E}_{cb}} \right) - \alpha_3 \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

$$\hat{E}_{xy} = \sqrt{3} \sqrt{\hat{E}_{dir}^2 + \hat{E}_{inv}^2 - 2\hat{E}_{dir}\hat{E}_{inv} \cos(\beta_{dir} - \beta_{inv} + \psi_{xy})} \quad (\text{B.5})$$

L'indice  $xy$  correspond à une permutation circulaire des indices de phase  $(a, b, c)$  et  $\psi_{xy} = [2\pi/3, -2\pi/3, 0]$ .

Les fonctions de commutations  $F_x$  avec  $x \in \{a, b, c\}$  sont données par la

$$\text{relation : } F_{0x} = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{+\infty} A_{0xn} \cos(n\theta) + B_{0xn} \sin(n\theta).$$

$$\zeta_x = \gamma_x + \alpha_x + \mu_x, \text{ et } \nu_x = \gamma_x + \alpha_x + \mu_x/2, \quad x = 1, 2, 3$$

$$\begin{aligned} A_{an} &= -\frac{2}{n\pi(X_a + X_c)} [X_a \sin(n\zeta_1) + X_c \sin(n[\gamma_1 + \alpha_1])] \\ &\quad + \frac{2}{n\pi(X_a + X_b)} [X_b \sin(n\zeta_2) + X_a \sin(n[\gamma_2 + \alpha_2])] \\ B_{an} &= \frac{2}{n\pi(X_a + X_c)} [X_a \cos(n\zeta_1) + X_c \cos(n[\gamma_1 + \alpha_1])] \\ &\quad - \frac{2}{n\pi(X_a + X_b)} [X_b \cos(n\zeta_2) + X_a \cos(n[\gamma_2 + \alpha_2])] \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

$$\begin{aligned} A_{bn} &= -\frac{2}{n\pi(X_b + X_a)} [X_b \sin(n\zeta_2) + X_a \sin(n[\gamma_2 + \alpha_2])] \\ &\quad + \frac{2}{n\pi(X_b + X_c)} [X_c \sin(n\zeta_3) + X_b \sin(n[\gamma_3 + \alpha_3])] \\ B_{bn} &= \frac{2}{n\pi(X_b + X_a)} [X_b \cos(n\zeta_2) + X_a \cos(n[\gamma_2 + \alpha_2])] \\ &\quad - \frac{2}{n\pi(X_b + X_c)} [X_c \cos(n\zeta_3) + X_b \cos(n[\gamma_3 + \alpha_3])] \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

$$\begin{aligned} A_{cn} &= -\frac{2}{n\pi(X_c + X_b)} [X_c \sin(n\zeta_3) + X_b \sin(n[\gamma_3 + \alpha_3])] \\ &\quad + \frac{2}{n\pi(X_c + X_a)} [X_a \sin(n\zeta_1) + X_c \sin(n[\gamma_1 + \alpha_1])] \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

$$\begin{aligned}
 B_{cn} &= \frac{2}{n\pi (X_c + X_b)} [X_c \cos (n\zeta_3) + X_b \cos (n [\gamma_3 + \alpha_3])] \\
 &\quad - \frac{2}{n\pi (X_c + X_a)} [X_a \cos (n\zeta_1) + X_c \cos (n [\gamma_1 + \alpha_1])]
 \end{aligned}
 \tag{B.9}$$

---


$$\left\{ \begin{aligned}
& A_{0an} = -\frac{2}{n\pi} [-\sin(\zeta_1) + \sin(\zeta_1)] \\
& + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\chi_1} \left\{ \frac{2}{n} \cos(\alpha_1) \sin\left(\frac{n\mu_1}{2}\right) \cos(n\nu_1) \right. \\
& - \frac{1}{n+1} \sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_1\right) \cos[(n+1)\nu_1 - \gamma_1] \\
& \left. - \frac{1}{n-1} \sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_1\right) \cos[(n-1)\nu_1 + \gamma_1] \right\} \\
& + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\chi_2} \left\{ \frac{2}{n} \cos(\alpha_2) \sin\left(\frac{n\mu_2}{2}\right) \cos(n\nu_2) \right. \\
& + \frac{1}{n+1} \sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_2\right) \cos[(n+1)\nu_2 - \gamma_2] \\
& \left. + \frac{1}{n-1} \sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_2\right) \cos[(n-1)\nu_2 + \gamma_2] \right\} \\
& B_{0an} = \frac{2}{n\pi} [-\cos(\zeta_1) + \cos(\zeta_2)] \\
& + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\chi_1} \left\{ \frac{2}{n} \cos(\alpha_1) \sin\left(\frac{n\mu_1}{2}\right) \sin(n\nu_1) \right. \\
& - \frac{1}{n+1} \sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_1\right) \sin[(n+1)\nu_1 - \gamma_1] \\
& \left. - \frac{1}{n-1} \sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_1\right) \sin[(n-1)\nu_1 + \gamma_1] \right\} \\
& + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\chi_2} \left\{ \frac{2}{n} \cos(\alpha_2) \sin\left(\frac{n\mu_2}{2}\right) \sin(n\nu_2) \right. \\
& + \frac{1}{n+1} \sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_2\right) \sin[(n+1)\nu_2 - \gamma_2] \\
& \left. + \frac{1}{n-1} \sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_2\right) \sin[(n-1)\nu_2 + \gamma_2] \right\}
\end{aligned} \right. \tag{B.10}$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 B_{0an} = \frac{2}{n\pi} [-\cos(\zeta_1) + \cos(\zeta_2)] \\
 + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\chi_1} \left\{ \frac{2}{n} \cos(\alpha_1) \sin\left(\frac{n\mu_1}{2}\right) \sin(n\nu_1) \right. \\
 - \frac{1}{n+1} \sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_1\right) \sin[(n+1)\nu_1 - \gamma_1] \\
 \left. - \frac{1}{n-1} \sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_1\right) \sin[(n-1)\nu_1 + \gamma_1] \right\} \\
 + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\chi_2} \left\{ \frac{2}{n} \cos(\alpha_2) \sin\left(\frac{n\mu_2}{2}\right) \sin(n\nu_2) \right. \\
 + \frac{1}{n+1} \sin\left(\frac{n+1}{2}\mu_2\right) \sin[(n+1)\nu_2 - \gamma_2] \\
 \left. + \frac{1}{n-1} \sin\left(\frac{n-1}{2}\mu_2\right) \sin[(n-1)\nu_2 + \gamma_2] \right\}
 \end{array} \right. \quad (\text{B.11})$$

Avec  $\chi_1 = \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_1 + \mu_1)$ ,  $\chi_2 = \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_2 + \mu_2)$

L'expression de la tension redressée peut être ramenée à :

$$e_{dc} = E_{xd} + \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{+\infty} A_{xm} \cos(m\theta) + B_{xm} \sin(m\theta) \quad (\text{B.12})$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 E_{xd} = -\frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xdir}}{\pi} \sum_{k=1}^3 \sin\left(nu_{xk} + \beta_{xdir} - \frac{2k\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\mu_{xk}}{2}\right) \\
 + \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xinv}}{\pi} \sum_{k=1}^3 \sin\left(nu_{xk} + \beta_{xinv} - \frac{2k\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\mu_{xk}}{2}\right)
 \end{array} \right. \quad (\text{B.13})$$



---


$$\left\{ \begin{aligned}
A_{xm} &= -\frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xdir}}{\pi(m+1)} \sum_{k=1}^3 \sin\left((m+1)\Upsilon_{xk} + \beta_{xdir} - \frac{2k\pi}{3}\right) * P_{xk} \\
&\quad - \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xdir}}{\pi(m-1)} \sum_{k=1}^3 \sin\left((m-1)\Upsilon_{xk} - \beta_{xdir} + \frac{2k\pi}{3}\right) * Q_{xk} \\
&\quad + \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xinv}}{\pi(m+1)} \sum_{k=1}^3 \sin\left((m+1)\Upsilon_{xk} + \beta_{xinv} + \frac{2k\pi}{3}\right) * P_{xk} \\
&\quad + \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xinv}}{\pi(m-1)} \sum_{k=1}^3 \sin\left((m-1)\Upsilon_{xk} - \beta_{xinv} - \frac{2k\pi}{3}\right) * Q_{xk}
\end{aligned} \right. \tag{B.14}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
B_{xm} &= \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xdir}}{\pi(m+1)} \sum_{k=1}^3 \cos\left((m+1)\Upsilon_{xk} + \beta_{xdir} - \frac{2k\pi}{3}\right) * P_{xk} \\
&\quad + \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xdir}}{\pi(m-1)} \sum_{k=1}^3 \cos\left((m-1)\Upsilon_{xk} - \beta_{xdir} + \frac{2k\pi}{3}\right) * Q_{xk} \\
&\quad - \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xinv}}{\pi(m+1)} \sum_{k=1}^3 \cos\left((m+1)\Upsilon_{xk} + \beta_{xinv} + \frac{2k\pi}{3}\right) * P_{xk} \\
&\quad - \frac{\sqrt{3}\hat{E}_{xinv}}{\pi(m-1)} \sum_{k=1}^3 \cos\left((m-1)\Upsilon_{xk} - \beta_{xinv} - \frac{2k\pi}{3}\right) * Q_{xk}
\end{aligned} \right. \tag{B.15}$$

Avec

$$\Upsilon_{xk} = \gamma_{xk} + \alpha_{xk} + \frac{\mu_{xk}}{2}$$

$$P_{xk} = \cos\left(\frac{(m+1)\mu_{xk}}{2}\right), \quad Q_{xk} = \cos\left(\frac{(m-1)\mu_{xk}}{2}\right)$$



# Annexe C

## Principales notations

$e_{dc}$  : Tension continue quelconque à la sortie d'un redresseur  $u_{dc}$  : Tension continue pour une application spécifique.

$e_a, e_b, e_c$  : Tensions phase-neutre d'un système triphasé

$\hat{E}_{dir}, \hat{E}_{inv}$  : Amplitudes des composantes directe et inverse d'un système triphasé de grandeurs.

$\beta_{dir}, \beta_{inv}$  : Angle de déphasage des grandeurs directe et inverse d'un système triphasé.

$\Delta_j$  : Déphasage entre un système triphasé de tensions aux bornes du secondaire d'un transformateur par rapport à celui du primaire.

$K$  : Nombre d'onduleur monophasé en série sur la même phase

$S'_{ij}, S_{ij}$  : Interrupteurs d'une cellule de commutation

$i$  : nombre de phase, généralement trois

$j$  : rang de l'onduleur monophasé

$N$  : Nombre de niveaux de la tension générée à la sortie d'un coinvertisseur (généralement,  $N \geq 3$ ).

$f_c$  : Fréquence des porteuses dans une modulation à largeur d'impulsions

ou ses variantes.

$f_r$  : Fréquence des signaux de référence dans une modulation à largeur d'impulsions ou ses variantes.

$A_c$  : Amplitude des porteuses dans une modulation à largeur d'impulsions ou ses variantes.

$A_r$  : Amplitude des signaux de référence dans une modulation à largeur d'impulsions ou ses variantes.

$M$  : Indice de modulation dans une modulation à largeur d'impulsions ou ses variantes.

$P$  : Matrice de transformation de Park

$v_{abc}$  : Système triphasé de tensions

$v_{\alpha\beta o}$  : Tension directe, inverse et homopolaire issue de la transformation de Park du système triphasé de tensions  $v_{abc}$ .

$U_e$  : Tension continue équivalente que peut générer un convertisseur multiniveau.

$U_{dj}$  : Tension continue alimentant la cellule partielle de rang  $j$ .

$\lambda_j$  : Facteur de dissymétrie totale de la cellule partielle de rang  $j$ .

$\delta_j$  : Facteur de dissymétrie partielle entre deux cellules partielles consécutives.

$\Delta_l$  Pas de la tension à la sortie du convertisseur multiniveau. Il représente la différence entre deux valeurs consécutives de la tension de sortie.

$U_s$  : Tension à la sortie du convertisseur.

$U_{p_{ij}}$  : Tension à la sortie de la cellule partielle de rang  $j$  sur la phase  $i$ .

$M_{ix}$  : Fonction de connection de l'interrupteur  $S_{ix}$ ,  $M_{ix} \in \{0, 1\}$ .

$F_{ij}$  : Fonction de conversion de la cellule partielle de rang  $j$  sur la phase  $i$ ,  $F_{ij} \in \{-1, 0, 1\}$

$U_{10}, U_{20}, U_{30}$  : Tensions de branche d'un système triphasé, par rapport à un point neutre commun.

---

$i_{d_j}$  : Courant continu appelé par le redresseur alimentant la cellule partielle de rang  $j$ .

$I_d$  : Composante continue du courant redressé de la cellule de base.

$I_{dh}$  : Composante harmonique de rang  $h$  du courant redressé de la cellule de base.

$i_a$  : Courant alternatif dû du courant redressé  $i_d$ .

$i_{0a}$  : Courant alternatif dû à la composante  $I_d$  du courant redressé.

$\Delta i_a$  : Courant alternatif dû à la somme des composantes harmoniques (ondulation) du courant redressé.



# Bibliographie

- [1] **T. A. Lipo, P. C. Krause** *Stability analysis of a rectifier-inverter induction motor drive* IEEE trans. on Power App. and Sys. vol. PAS-87, No.1, pp.227-234, Jan. 1968
- [2] **J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, G. L. Skibinski** *Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages* IEEE trans. Ind. Appl. vol.32, No.2, pp.250-259, Mar./Apr. 1996
- [3] **S. Bell, J. Sung** *Will your motor insulation survive a new adjustable speed drives?* IEEE trans. Ind. Appl. vol.33, No.5, pp.1307-1311, Sept./Oct. 1997
- [4] **A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi** *A new Neutral Clamped PWM Inverter* IEEE-Ind.Appl. Soc. Conf. Proc. pp.761-766, 1980
- [5] **P. Hammond** *A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage drives*, IEEE Petroleum and Chemical Ind conf. Appl. pp.231-235, sept. 1995, USA.
- [6] **M. D. Manjrekar** *Topologies, analysis, controls and generalization in H-bridge multilevel power conversion*, Ph. D. thesis, university of Wisconsin - Madison, USA, 1999.
- [7] **N. Schibli**. *Symmetrical Multilevel converters with Two Quadrant DC-DC feeding*, Thèse EPF-Lausanne, No. 2220, Lausanne, Suisse 2000.
- [8] **M. Veenstra**. *Investigation and control of a hybrid asymmetrical multi-level inverter for medium-voltage applications*, Ph.D. thesis EPF-

- Lausanne, No. 2846 Lausanne, 2003.
- [9] **IEEE Std 519-1992.** *IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems*, IEEE Industry Application Society/ Power Engineering Society, april 1993, New York, USA.
- [10] **X. Yuan, I. Barbi** *Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter*, IEEE trans. on Pow. Electr. vol.15, No 4, july 2000
- [11] **J. S. Lai, F. Zheng Peng** *Multilevel converters - A new bread of power converters*, IEEE trans. on Ind. Appl. vol.32, No 3, pp.509-517, 1996
- [12] **N. Celanovic, D. Boroyevich** *A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverter*, IEEE trans. on Pow. Electr. vol.15, No 2, pp.242-249, 2000
- [13] **F. Zheng Peng, J. S. Lai, J. McKeever, J. VanCoevering** *A Multilevel converters voltage source converetr system with balanced DC voltages*, Pow. Electr. Spec. Conf, PESC'95 record, 26th annual IEEE vol.2, pp.1144-1150, 1995
- [14] **C. Newton, M. Sumner** *Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations*, IEEE-IAS'97, 32th Annual Meeting, vol.2, pp.1336 -1343, 1997
- [15] **M. Marchesoni, M. Mazzuchelli, P. Tenca** *About the DC-link capacitors voltage balance in multi-point clamped converters*, IEEE-IECON'98 24th annual conf. vol.1, pp.548-553, 1998
- [16] **S. Iida, S. Masukawa, Y. Kubota** *Improved voltage source inverter with 18-step output waveforms*, IEEE Ind. Appl. Mag vol.4, pp.58-65, Jan./Feb. 1998
- [17] **P. Bhagwat, V. R. Stefanovic** *Generalized structure of a multilevel PWM inverter*, IEEE-IAS'80, Conf. Proc. pp. 791-803, 1980
- [18] **W. E. Brumsickle, D. M. Divan, T. A. Lipo** *Reduced switching stress in high-voltage IGBT inverters via a three-level structure*, APEC'98, 30th annual meeting, Applied Pow. Elect. Conf. and Exp. vol.2, pp.544-550, 1998



- [19] **T. Meynard, H. Foch.** *Imbricated Cells Multi-Level Voltage-Source Inverter for High Voltage Applications*, EPE-1993, EPE Journal, Vol.3, june 1993.
- [20] **M. Marchesoni, M. Mazzuchelli** *Multilevel Converter for High Power AC Drives : a Review*, IEEE trans. on Ind. Appl. pp.38-43, 1993.
- [21] **L. M. Tolbert, F. Zheng Peng, T. G. Habetler** *Multilevel converter for large electric drives*, IEEE trans. on Ind. Appl. vol.35, No 1, pp.36-44, 1999.
- [22] **M. Calais, L. J. Borle.** *Control Aspects of a Transformless Five Level Cascaded Inverter Based Single Phase Photovoltaic System*, IEE Industry Appl. Society, Vol. 121 no. 4, pp-437-444, April 2001.
- [23] **A. Rufer, N. Schibli, T. Nguyen** *A three-phase multilevel converter for high-power induction motors*, IEEE trans. on Power. Elect. vol.13, No 5, pp.978-986, 1998.
- [24] **W. A. Hill, C. D. Harbourt** *Performance of medium voltage multilevel inverters*, IEEE-IAS'99, Conf. Proc. Vol.2, pp. 1186-1192, 1999
- [25] **J. Rodriguez, J. S. Lai, F. Zheng Peng** *Multilevel inverters : a survey of topologies, control and applications*, IEEE trans. on Ind. Appl. Vol. 49, pp.724-738,2002.
- [26] **A. Rufer** *An aid in the teaching of multilevel inverters for high power applications*, IEEE-PESC'95 Pow. Electr. Spec. Conf.. on Power. Electr., proc. vol.1, pp.347 -352, 1995.
- [27] **G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni** *A new multilevel PWM method : a theoretical analysis*, IEEE trans. on Pow. Electr. vol.7, No 3, pp.497-505 july 1992
- [28] **J. P. Louis, C. Bergmann** *Commande numérique - Régimes intermédiaires et transitoires*, Techniques de l'Ingénieur, fiche D3643, 1997.
- [29] **M. Veenstra, A. Rufer.** *PWM-control of multi-level voltage-source inverters*, IEEE-PESC'00 Power Electr. Spec. Conf.18-23 june, Galway, Ireland, 2000.
- [30] **J. Song-Manguelle** *Synthèse des modélisations des machines tour-*

- nantes à courant alternatif en vue de la commande numérique*, Mémoire, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique, GEL-ENSET, Douala, 1997
- [31] **F. Zheng Peng, J. S. Lai** *Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems*, IEEE trans. on Instr. and Meas. vol.45, No 1, pp.293-297 feb. 1996
- [32] **N. Schibli, A. Schaller, A. Rufer.** *Online vector modulation and control for three-phase multilevel converter*, NORPIE'98, Nordic workshop on Power Electronics, 18 May 1998, Helsinki, Finland.
- [33] **B. P. McGrath, D. G. Holmes** *Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters*, IEEE trans. on Ind. Electr. vol.49, No 4, pp.858-867 aug. 2002
- [34] **J. A. Houndsworth, D. A. Grant** *The use of harmonics distortion to increase voltage of a three phase PWM inverter*, IEEE trans. on Ind. Appl. IA vol.20, pp.1224-1228 sep/oct. 1984
- [35] **R. W. Menzies, P. Steimer, J. K. Steinke** *Five-level GTO inverters for large induction motor drives*, IEEE trans. on Ind. Appl. vol.30, No 4, pp.938-944 jul./aug. 1994
- [36] **S. R. Bowes, Y. S. Lai** *The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM*, IEEE trans. on Ind. Electr. vol.44, No 5, pp.670-679 oct. 1997
- [37] **M. Steiner, R. Deplazes, H. Stemmler** *A new transformless topology for ac-fed traction vehicles using multi-star induction motors*, European Conference on Power Electr. and Applications, EPE'99, Lausanne, Switzerland, 1999
- [38] **A. Rufer, N. Schibli, C. Brigue** *A Direct coupled 4-Quadrant Multilevel Converter for 16 2/3 Hz traction systems*, Power Electr. and Variable Speed Drives Conf., PEVD'96, Nottingham, UK, september 1996
- [39] **N. Schibli, A. Rufer** *Single-and three phased multilevel converters for traction systems 50Hz/16 2/3 Hz*, European Conference on Power Electr. and Applications, EPE'97, Trondheim, Norway, 1997

- [40] **S. Dieckerhoff, U. Schäfer** *Transformless drive system for main line rail vehicle propulsion*, European Conference on Power Electr. and Applications, EPE'01, Graz, Austria, 2001.
- [41] **A. Rufer, N. Schibli, C. Chabert, C. Zimmermann** *Configurable front-end converters for multicurrent locomotives operated on 16 2/3 Hz AC and 3 kV DC systems*, IEEE trans. on Pow. Elect. vol.18, No 5, pp.1186-1193 sept. 2003.
- [42] **C. Chabert, A. Rufer.** *Optimisation des convertisseurs de puissance embarqués : Adaptation des cellules à lien alternatif MF et commutation douce*, Electronique de Puissance du Futur, actes du 8è colloque, Lille, France, nov./déc. 2000
- [43] **C. Chabert.** *Etude et modélisation de convertisseurs multi-niveaux à commutation douce en vue d'applications navales*, Thèse EPF-Lausanne, No. 2771, Lausanne, Suisse, 2003.
- [44] **K. A. Corzine, S. D. Sudhoff, E. A. Lewis, D. H. Schmucker, R. A. Youngs, H. J. Hegner** *Use of Multi-Level Converters in Ship Propulsion Drives*, All Electric Ship Conference (proc. of), pp. 155-163, London, England, sept. 1998
- [45] **B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, E. A. Boon-Teck Ooi, Yiqiang Chen**, *Multilevel converters as series VAR compensators*, IEEE-PESC'97 Power Electr. Spec. Conf., (Record of)vol.1, pp.338-343, june 1997.
- [46] **Y. H. Song, A. L. Johns** *Flexible ac transmission systems (FACTS)*, IEE power and energy series 30, London, UK, 1999.
- [47] **A. Sapin, P. K. Steimer, J. -J. Simond** *Modeling, Simulation and Test of a Three-level Voltage Source Inverter Output LC Filter and Direct Torque Control*, IEEE-IAS annual meeting, Salt Lake city, USA, 2003.
- [48] **C. K. Lee, J. S. Leung, S. Y. Ron KHui, H. S. H. Chung** *Circuit-level comparison of STATCOM technologies*, IEEE trans. on Pow. Elect. vol.18,No 4, pp. 1084-1092,july 2003.
- [49] **M. D. Manjrekar, T. A. Lipo**, *A hybrid multilevel inverter topology*

- for drive applications*, APEC'98 Applied Power Electr. Conf. and Expo., (proc. of ) vol.2, pp.523-529, Feb. 1998.
- [50] **M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, T. A. Lipo** *Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications*, IEEE trans. on Ind. Appl. vol.36, No 3, pp.834-841, May-June, 2000.
- [51] **J. Song-Manguelle, S. Mariethoz, M. Veenstra, A. Rufer** *Convertisseurs multiniveaux asymétriques pour des applications de moyenne et forte puissance*, EPF'00: actes du 8ème Col. Electr. de Puissance du Futur, pp-295-300, Lille, France, 2000.
- [52] **J. Song-Manguelle, S. Mariethoz, M. Veenstra, A. Rufer** *A Generalized design principle of a uniform step asymmetrical multilevel converter for high power conversion*, European Conference on Power Electr. and Applications, EPE'01, Graz, Austria, 2001.
- [53] **D. G. Holmes, T. A. Lipo** *Pulse width modulation for power converter, principles and practice*, IEEE press series on power engineering, wiley interscience, USA, 2003.
- [54] **A. Rufer, M. Veenstra, K. Gopakumar**. *Asymmetric Multilevel Converter for High Resolution Voltage Phasor Generation*, European Conf. on Power Electr. and Application, EPE'99, 27-29 sept. 1999, Lausanne, Switzerland.
- [55] **P. Hammond** *Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives*, IEEE trans. on Indust. Electr., vol.49 no.5, pp.948-954, oct. 2002
- [56] **Ansoft. Corp.** *Simplorer simulation system, ver.5.0*, Ansoft, Pittsburg, USA, 2001.
- [57] **M. Grötzbach, M. Bauta** *Significance of working point determining line current harmonics in controlled ac/dc converter*, IEEE Ind. and Com. power Syst. Tech. conf. proc. pp. 131-140, may 1996
- [58] **J. Song-Manguelle, A. Rufer** *Multilevel inverter for power system applications: Highlighting asymmetric design effects from a supply network point of view*, IEEE Canadian Conf. on Elect. and Computer Eng.,

4-7 May 2003, (proc. pp. 435-440) Montreal, Canada, 2003.

- [59] **A. Sapin, Ph. Allenbach, J.-J. Simond** *Modeling of Multi-Windings Phase Shifting Transformers for DC Supplies*, Inter. conf. on Electrical Machines, ICEM 2000, 28-30 Aug. 2000, Espoo, Finland
- [60] **J. Song-Manguelle, A. Rufer.** *Asymmetrical multilevel inverter for large induction machines drives*, EDPE-2001, international conf. on electrical drives and power electronics, 3-5 oct. 2001, The high Tatras, Slovakia.
- [61] **P. D. Evans, R. J. Hill-Cottingham** *DC Link Current in PWM Inverters*, IEE proc. Electr. Power Appl. vol.133, No 4, pp.217-224, 1986
- [62] **P. Bartholoméüs, P. Le Moigne, C. Rombault** *Méthode de synthèse de la structure des convertisseurs multi-niveaux*, Journal de Physiques III, Vol. 7, pp.1829-1850, 1997.
- [63] **J. W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach** *Approximate Determination of the Current Rms Value of the DC Link Capacitor of Single-Phase and Three-Phase PWM Converter Systems*, Proc. of the 23rd Intern. Intelligent Motion Conf., Nürenberg, Germany, pp.532-551, 1993
- [64] **H. Zhang, N. Wheeler, G. Grant** *Switching Harmonics in the DC Link Current in a PWM AC-DC-AC Converter*, Conf. record of 1995 IEEE Ind. Appl Conf, vol. 3, pp.2649-2655, 1995
- [65] **J. W. Kolar, T. M. Wolbank, M. Schrödl** *Analytical Calculation of the Rms Current Stress on the DC Link Capacitor of Voltage DC Link PWM Converter Systems*, Proc. of the 9th Intern. Conf. on Electrical Machines and Drives, IEE Conf. Publication No 468, pp.81-89,1999
- [66] **R. Neumann** *Symmetrical Components Analysis of Unsymmetrical Polyphase Systems*, Pitman press, Ltd, 1939, London, Great Britain.
- [67] **E. Clarke** *Circuit Analysis of A-C Power Systems : Symmetrical and Related Components*, John Wiley & Sons, Inc, 1943, New York, USA.
- [68] **E. Ngandui** *Contribution à la Réduction des Harmoniques non Caractéristiques produits par les Convertisseurs CA/CC*, Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Montréal, Montréal, Canada 1996.

- 
- [69] **E. Ngandui, G. Olivier, G. E. April, A. O. Ba**, *Comprehensive Switching Functions Approach to Calculate Harmonics Produced by Multipulse Thyristor Converters Operating Under Unbalanced Supply*, Proc. 8th Intern. IEEE Conf. on Harmonics and Quality of Power ICHQP 98, pp.837-843,1998
- [70] **H. Bühler** *Electronique de Puissance*, Traité d'électricité, vol. XV, 4ème éd. Presses Polytechniques Universitaires romandes, Lausanne, 1987.
- [71] **H. Bühler** *Réglage de système d'électronique de puissance, Vol.1: Théorie*, PPUR 1997, Lausanne, Switzerland.
- [72] **M. Grötzbach, T. Strasser, L. Lorenz** *Line side harmonics of three-phase current controlled rectifiers in continuous and discontinuous operation mode*, EPE-87, European Conf. on Power Electronics and Applications (proc. of), vol.2, pp. 707-712, 1987.
- [73] **E. Acha, M. Madrigal** *Power Systems Harmonics : Computer Modeling and Analysis*, John Wiley & Sons, Ltd, 2001, West Sussex, England
- [74] **H. Bühler**. *Convertisseurs statiques*, PPUR 1991, Lausanne, Switzerland.
- [75] **G. Séguier**. *Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Tome 1 : La conversion alternatif-continu 2<sup>e</sup> Ed.*, Lavoisier, 1992, Paris, France.
- [76] **V. H. Jones, W. J. Bonwick** *Three-phase bridge rectifiers with complex source impedance*, IEE Proc. Vol. 122,no. 6, pp.630-636, june 1975.
- [77] **M. Sakui, H. Fujita, M. Shioya** *A method for calculating harmonic currents of a three-phase bridge uncontrolled rectifier with DC filter*, IEEE trans. on Indus. Electr. vol.36, No 3, august 1989.
- [78] **D. J. Tylavsky, F. C. Trutt** *Terminal behaviour of the uncontrolled R-L fed 3-phase bridge rectifier*, IEE Proc. Vol. 129, part B. no. 6, pp.337-343, nov. 1982.
- [79] **F. Hembert, P. Le moigne, J.P. Cambronne, R. Bausière** *Control of the DC source balance in a series association of single phase voltage source inverters*, The European Physical Journal of Applied Sciences, EDP Sciences, pp.227-234, 1998.

- [80] **J. Song-Manguelle, A. Rufer** *Low frequency multi-winding transformer fed asymmetric multilevel converter: Primary line current analysis and some design considerations*, to be published, European Trans. on Electrical Power.
- [81] **SEMIKRON**, *Data sheet SEMIKRON integrated intelligent Power SKiiP 22 NAB 063 T1*, SEMIKRON International, [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [82] **M. Montemari, M. Nicollerat** *Présentation de la carte SHARC*, Site internet du Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998. <http://leiwwww.epfl.ch/sharc>
- [83] **SEMIKRON**, *Preliminary data, SEMIDRIVER 7-pack IGBT and MOSFET Driver, SKHI 71*, SEMIKRON International, [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [84] **ANALOG DEVICES**, *ADSP-2106x SHARC User's Manual, 2nd ed.*, Analog Devices, Inc., Norwood, USA, 1997
- [85] **XILINX**, *XC95144 In-System Programmable CPLD, Product Specification*, XILINX,1998, [www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)





# Curriculum Vitae

JOSEPH SONG MANGUELLE, né le 08 juillet 1971 à Makak, Cameroun

Epoux de SARA CHRISTIANE,

Parents de YVES-VIANEY et MARLÈNE CIDRIS

## Expérience

2001-2004 Assistant-doctorant à l'*Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne*, Suisse

- Travaux de recherche pour l'obtention d'un Doctorat sur les convertisseurs multiniveaux (domaines possibles d'application : Alimentation moyenne tension des machines électriques de forte et très forte puissance, Systèmes de transmission flexibles FACTS, Compensation de l'énergie réactive, alimentation des systèmes de traction ferroviaire et maritime...).
- Encadrement des étudiants et de jeunes ingénieurs.

1999-2001 Stage de perfectionnement au *Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne*

- Simulation et analyse des systèmes d'électronique de puissance (Puissance et commande) à l'aide des logiciels matlab/simulink et Simplorer.
- Conception et réalisation de transformateurs multi-enroulements triphasés pour l'alimentation des convertisseurs multiniveaux.

- Programmation des DSP, FPGA et PLD
- 1997-1999 Chargé de cours à temps partiel à *l'Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique-ENSET, Université de Douala, Cameroun*
- Machines électriques
  - Commande des machines électriques
  - Informatique pour le Génie électrique
  - Co-encadrement de projets et mémoires de fin d'études
- 1998-1999 Chargé de cours à temps partiel à *l'Institut Universitaire de Technologie-IUT, Université de Douala, Cameroun.*
- Commande et Protection des Machines électriques
- 1995-1998 Chargé de cours à temps partiel à *l'Institut des Technologies de l'Information, Douala, Cameroun.*
- Automatismes Industriels
  - Machines électriques
  - Avant-projets d'ingénierie

## Education

- 1995-1997 *Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique-ENSET, Université de Douala, Cameroun.*
- Diplôme de Professeur d'Enseignement Technique de Second Grade en Génie Electrique, option Electrotechnique.
- 1992-1995 *Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique-ENSET, Université de Douala, Cameroun.*
- Diplôme de Professeur d'Enseignement Technique de Premier Grade, Génie Electrique.
- 1989-1992 *Lycée Technique de Douala-Koumassi, Cameroun*
- Baccalauréat de technicien, série F3, Electrotechnique

## Publications

1. J. Song-Manguelle, A. Rufer, *Multilevel Inverter for Power System Applications : Highlighting Asymmetric Design Effects from a Supply Network Point of View*, in proceedings of the IEEE-Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 435-440, 2003, Montreal, Canada.
2. J. Song-Manguelle, A. Rufer, *Asymmetrical Multilevel Converter for large induction machine drives*, in proceedings of the International conference on Electrical Drives and Power Electronics, pp.101-107, The High Tatras, Slovakia, 2001.
3. J. Song-Manguelle, M. Veenstra, S. Mariethoz, A. Rufer, *A Generalized design principle of a uniform step asymmetrical multilevel converter for high power conversion*, in proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, 2001, Graz, Austria.
4. J. Song-Manguelle, M. Veenstra, S. Mariethoz, A. Rufer, *Convertisseurs multiniveaux asymétriques pour des applications de Forte et moyenne puissance*, Actes du Colloque d'Electronique de Puissance du Futur, EPF-2000, pp. 295-300, Lille, France
5. J. Song-Manguelle, A. Rufer, *Low Frequency Multi-Winding Transformer fed Asymmetric Multilevel Converter : Primary Line Current Harmonic Analysis and Some Design Considerations*, European Transactions on Electrical Power (To be published)
6. J. Song-Manguelle, H. Krokoszinski, *High-Power Medium-Voltage variable speed drives : Topologies benchmark*, (To be published)
7. J. Song-Manguelle, *Synthèse des modélisations des machines tournantes à courant alternatif en vue de la commande numérique*, Mémoire, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique, Université de Douala, août 1997, Douala, Cameroun,