

# THÈSE

présentée pour obtenir le grade de

DOCTEUR de l'université de Lille 1

Spécialité : « Génie Electrique »

Préparée au Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique de puissance de Lille

Dans le cadre de l'Ecole Doctorale SPI 072

« PRES Université Lille Nord de France »

présentée et soutenue publiquement

par

Sophie FERNANDEZ

le 11 Octobre 2013

Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau

Jury composé de :

M. LORON Luc	Professeur des universités - IREENA	Rapporteur
M. GAUBERT Jean-Paul	Professeur des universités - ENSIP	Rapporteur
M. LEMBEYE Yves	Professeur des universités - G2Elab	Examinateur
M. LE MOIGNE Philippe	Professeur des universités - L2EP	Directeur de thèse
M. DELARUE Philippe	Maitre de conférences - L2EP	Co-Directeur de thèse
M. LACARNOY Alain	Schneider-Electric-APC	Invité







# Introduction

Le raccordement, de plus en plus répandu pour des raisons écologiques, économiques, sociologiques, des sources de production d'énergie décentralisées renouvelables au réseau électrique Basse Tension implique l'utilisation de convertisseurs de puissance. Selon la source, diverses chaînes de conversion sont utilisées. Dans tous les cas, l'étage de sortie est similaire et est constitué d'un onduleur de tension entièrement commandé, fonctionnant en mode onduleur avec injection de courant sinusoïdal sur le réseau dans ce cadre d'application (Figure 1). Il est alimenté par un bus de tension continu ( $U$ ), avec en entrée une source de puissance dont la nature dépend du système considéré.

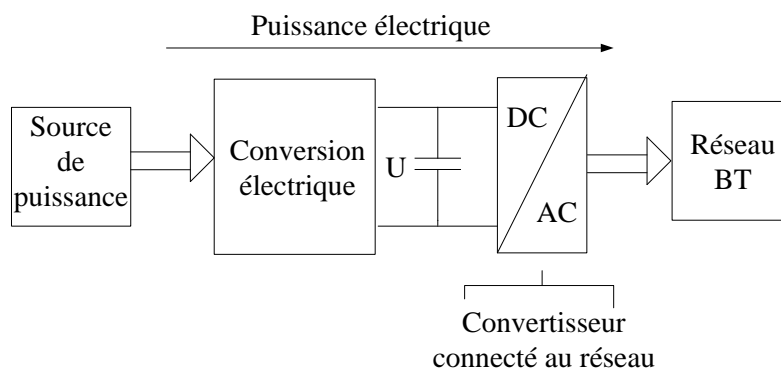


Figure 1: Raccordement d'une source de puissance au réseau

Le niveau de puissance électrique que produisent ces centres de production tend à augmenter. Pour tenter de concurrencer les sources de production centralisées (autrement dit principalement issues d'énergie fossile ou nucléaire), les sources décentralisées (type éolien ou photovoltaïque...) sont souvent regroupées sous forme de ferme atteignant des niveaux de puissance élevée (la plus grande centrale photovoltaïque au sol en exploitation est celle de 100 MW de Perovo en Ukraine). La qualité des grandeurs électriques en sortie des convertisseurs représente le critère principal de choix de ces dispositifs. Etant donné les fortes puissances mises en jeu, le nombre de sources raccordées et le coût de l'énergie, le rendement devient également un facteur de tout premier plan.

Les distributeurs d'énergie imposent des conditions particulières pour le raccordement des centres de production d'énergie décentralisés à leur réseau de distribution d'énergie afin de garantir la stabilité et la qualité du réseau. Ces normes électriques se traduisent par des conditions de fonctionnement particulières de ces convertisseurs et notamment la qualité des courants injectés sur le réseau.

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif d'agir sur le rendement de cet onduleur, donc d'agir sur les pertes de ce dernier, tout en gardant une qualité des grandeurs électriques en sortie satisfaisant aux conditions de raccordement au réseau.

Pour agir sur le rendement d'un convertisseur on peut influencer principalement sur :

- la structure de ces convertisseurs ( *type n-niveau [1], type résonant[2]*). Dans un contexte de connexion au réseau d'un convertisseur, des structures d'onduleurs particuliers ont été développés [3].
- la technologie et le choix de ses composants (semi-conducteurs, filtres)
- la modulation appliquée au convertisseur (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Cette thèse se focalise sur la dernière action, à savoir la Modulation de Largeur d'Impulsion. Dans ce mémoire, on a imposé la structure de convertisseur la plus simple afin d'établir et de comparer des principes de fonctionnement pouvant être plus tard étendus à des structures multiniveaux, plus complexes, mais reposant sur les mêmes principes. Le but est ici de proposer des modes de création de la fonction de conversion de ces convertisseurs, c'est-à-dire la MLI, permettant d'agir sur le rendement des convertisseurs, sans dégrader la qualité des grandeurs électriques. On s'est fixé un cahier des charges particulier imposant la structure, à savoir un onduleur triphasé trois fils deux niveaux débitant sur le réseau triphasé équilibré 400V/50Hz. La charge, constituée du réseau associé à l'inductance de filtrage, est modélisée pour chaque phase par trois éléments série comprenant une inductance notée  $L$  (0.2mH), de résistance interne  $r$  (20m $\Omega$ ) et une force électromotrice  $e_k$  (pour chaque phase  $k$  avec  $k = 1, 2$  ou  $3$ ) de valeur efficace 230V et de fréquence de fonctionnement  $f$  fixe, égale à 50Hz, Figure 2.

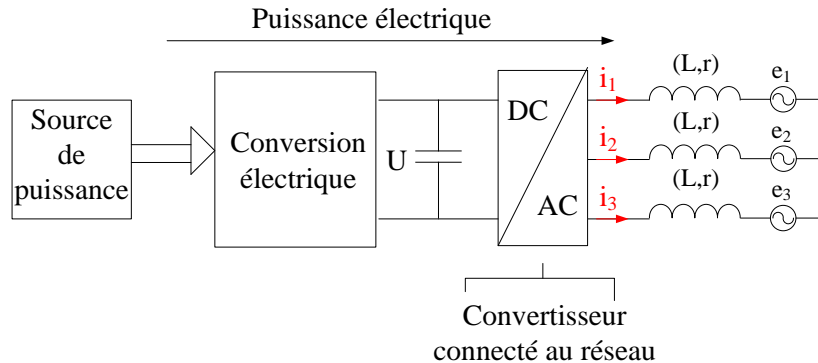


Figure 2: Système étudié

L'onduleur est commandé de telle sorte qu'il fournisse au réseau des courants de ligne en phase avec les trois forces électromotrices (pour chaque phase  $k$ , le courant  $i_k$  et la f.e.m  $e_k$  sont en phase ( $\cos(\widehat{i_k, e_k})=1$ )). L'étude se focalise sur une structure dimensionnée pour une puissance apparente nominale  $S_n$  de 250kVA, alimentée par un bus continu de valeur  $U=800V$  et dont le détail est donné en annexe 1.

Les principales réalisations de la fonction de conversion de l'onduleur triphasé alimentant une charge triphasée équilibrée, de structure simple et implantable en temps réel, sont répertoriées dans le chapitre 1, qui synthétise l'état de l'art dans ce domaine. Leurs principaux avantages et inconvénients sont identifiés et justifiés. Deux principales familles de modulation connues se dégagent, l'une basée

sur le contrôle direct (contrôle en courant) des courants, l'autre sur leur contrôle indirect par le biais du contrôle d'une tension moyenne de référence. Pour différentes raisons exposées dans ce chapitre, nos travaux se sont orientés vers l'étude de nouvelles stratégies directes de contrôle des courants. La principale contrainte que l'on s'est imposé est de conserver des processus de commande simples à implanter sur les calculateurs standards actuels pour des fonctionnements en temps réel, de façon à pouvoir « concurrencer » les modulations naturelles classiques.

Cette orientation nous a conduits à explorer deux principes de contrôle direct des courants. Le chapitre 2 expose celui basé sur le contrôle des courants de ligne. Le principe de cette application ainsi que ses contraintes sont explicités. Cette application conduit à l'élaboration de trois stratégies ayant pour objectif la limitation des pertes. Les performances de qualité de conversion de chacune de ces trois stratégies sont évaluées selon certains critères. Le chapitre 3 décrit celui basé sur le contrôle des trois courants polygonaux fictifs. Son principe et ses contraintes y sont détaillés. Il résulte de cette application cinq stratégies ayant pour objectif l'augmentation du rendement. Les performances de conversion de chacune de ces cinq stratégies sont évaluées de la même manière que le contrôle basé sur les courants de ligne.

Les performances de qualité de conversion des commandes ayant été évaluées, leurs performances énergétiques sont abordées dans le chapitre 4. L'objectif de ce chapitre est de classer les différentes réalisations de la fonction de conversion selon différents critères énergétiques et électriques pour les départager et identifier celles ayant les meilleures performances globales. Ce chapitre permet donc de synthétiser les apports du point de vue électrique et énergétique des commandes abordées dans ce manuscrit. En conclusion, des perspectives d'amélioration des solutions proposées sont également avancées.





# Sommaire

## **CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE RAPPROCHÉE DES ONDULEURS TRIPHASÉS DEUX NIVEAUX..... 9**

<b>I. Bras monophasé deux niveaux .....</b>	<b>11</b>
I.1 Présentation de la structure .....	11
I.2 Contraintes électriques imposées à la commande.....	12
I.3 Contrôle indirect par MLI et contrôle direct par hystérésis .....	14
I.3.1 Contrôle indirect par MLI.....	15
a. MLI calculée.....	15
b. MLI intersective .....	16
I.3.2 Contrôle direct par hystérésis.....	18
I.3.3 Conclusion sur le contrôle d'un bras monophasé.....	21
<b>II. Onduleur triphasé deux niveaux.....</b>	<b>22</b>
II.1 Présentation de la structure.....	22
II.1.1 Contrôle indirect par MLI d'un onduleur triphasé .....	24
a. Présentation du contrôle indirect par MLI .....	24
b. MLI sinusoïdale.....	26
c. MLI Flat top .....	28
II.1.2 Contrôle direct par hystérésis d'un onduleur triphasé.....	31
a. Hystérésis bang-bang .....	32
b. Contrôle de deux grandeurs diphasées indépendantes.....	36
c. Direct Power Control .....	38
d. Model Prédictive Control .....	41
e. Contrôles particuliers .....	41
<b>III. Conclusion.....</b>	<b>42</b>

## **CHAPITRE 2 : CONTRÔLE DIRECT PAR HYSTÉRÉSIS DES COURANTS DE LIGNE (HL) À COMMUTATION UNIQUE ..... 45**

<b>I. Principes généraux de l'HL.....</b>	<b>47</b>
I.1 Définition de l'HL.....	47
I.2 Convergence de l'HL.....	49
I.3 Principe de base de la modulation : approche par niveau de tension .....	51

I.4	Stratégie à commutation unique.....	54
I.5	Synthèse .....	56
<b>II.</b>	<b>Stratégies à limitation de pertes HL.....</b>	<b>57</b>
II.1	Stratégie à courant commuté minimum-HL $I_{min}$ .....	58
II.1.1	Principe .....	58
II.1.2	Fonctionnement de la stratégie HL $I_{min}$ .....	60
a.	Analyse sur une période réseau .....	60
b.	Analyse sur un secteur d'étude .....	63
II.1.3	Conclusion.....	66
II.2	Stratégie HL FT .....	67
II.2.1	Principe .....	67
II.2.2	Fonctionnement de la stratégie HL FT .....	70
a.	Analyse sur une période complète.....	70
b.	Analyse sur un secteur d'étude .....	72
II.2.3	Conclusion.....	75
II.3	Stratégie de réduction du nombre de commutation -HL $N_{com}$ .....	75
II.3.1	Principe .....	75
II.3.2	Fonctionnement de la stratégie HL $N_{com}$ .....	78
a.	Analyse sur une période réseau .....	78
b.	Analyse sur un secteur d'étude .....	80
II.3.3	Conclusion.....	82
II.4	Conclusion sur l'HL .....	82

## **CHAPITRE 3 : CONTRÔLE DIRECT PAR HYSTÉRÉSIS DES COURANTS POLYGONAUX FICTIFS (HP) ..... 85**

<b>I.</b>	<b>Introduction à l'HP.....</b>	<b>87</b>
I.1	Principe de l'HP.....	88
I.1.1	Passage de l'HL à l'HP .....	88
a.	Relations de base du contrôle polygonal .....	89
b.	Objectif du contrôle.....	91
I.1.2	Construction des règles de modulation.....	92
a.	Origine des règles de modulation .....	92
b.	Règles de modulation.....	94
c.	Comparaison entre HL et HP .....	94
I.1.3	Détermination de la configuration solution parmi celles possibles.....	95

a.	Commutation unique .....	95
b.	Critères départageant les configurations possibles .....	96
<b>II.</b>	<b>Stratégies HP .....</b>	<b>97</b>
II.1	Stratégie d'HP à courant commuté minimum-HP $I_{min}$ .....	97
II.1.1	Comparaison entre HL $I_{min}$ et d'HP $I_{min}$ .....	97
a.	Analyse sur une période complète .....	97
b.	Différences de comportement entre HL $I_{min}$ et HP $I_{min}$ .....	101
II.1.2	Conclusion sur HL $I_{min}$ et HP $I_{min}$ .....	104
II.2	Stratégie HP FT inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top .....	105
II.2.1	Comparaison entre HL FT et d'HP FT .....	105
a.	Analyse sur une période complète .....	105
b.	Différences de comportement entre HL FT et HP FT .....	107
II.2.2	Limitation des sorties de bande de l'HP FT .....	109
a.	Origine des sorties de bande .....	110
b.	Stratégie HP FT à double commutation : HP FT 2C .....	113
II.2.3	Conclusion sur l'HP FT et l'HP FT 2C 3 erreurs .....	117
II.3	Stratégie de convergence des 3 erreurs-HP $N_{com}$ .....	117
II.3.1	Comparaison d'HL $N_{com}$ et d'HP $N_{com}$ .....	117
a.	Analyse sur une période complète .....	118
b.	Différences de comportement entre HL $N_{com}$ et HP $N_{com}$ .....	120
II.3.2	Conclusion sur l'HL $N_{com}$ et l'HP $N_{com}$ .....	121
<b>III.</b>	<b>Synthèse de l'HP et comparaison avec HL .....</b>	<b>122</b>
 <b>CHAPITRE 4 : COMPARAISON DES PERFORMANCES ENERGÉTIQUES .....</b>		<b>125</b>
<b>I.</b>	<b>Méthode de calcul des pertes .....</b>	<b>127</b>
I.1	Les contrôles à comparer et les critères comparatifs .....	127
I.2	Pertes Silicium – principe de calcul .....	129
I.2.1	Données constructeur .....	129
I.2.2	Calcul des pertes .....	131
<b>II.</b>	<b>Résultats comparatifs pour une fréquence de commutation « élevée » .....</b>	<b>132</b>
II.1	Comparaison des performances à THDi fixe .....	132
II.1.1	Comparaison de toutes les stratégies .....	132
II.1.2	Performances des stratégies HL .....	134
II.1.3	Performances des stratégies HP .....	135

II.1.4	Comparaison entre stratégies bibliographiques et HL FT, HP 2C .....	136
II.2	Comparaison des performances à paramètres de modulation fixes .....	138
II.2.1	Performances des stratégies HL.....	138
II.2.1	Performances des stratégies HP .....	139
II.2.2	Comparaison entre stratégies bibliographiques et HL FT, HP 2C .....	140
<b>III.</b>	<b>Résultats comparatifs pour une fréquence de commutation « faible » .....</b>	<b>141</b>
III.1	Comparaison des performances à THDi fixe .....	142
III.1.1	Performances des stratégies HL .....	142
III.1.2	Performances des stratégies HP.....	143
III.1.3	Comparaison entre stratégies bibliographiques et HL FT, HP $N_{com}$ .....	144
III.2	Comparaison des performances à paramètres de commande fixés.....	145
III.2.1	Performances des stratégies HL .....	146
III.2.2	Performances des stratégies HP.....	147
III.2.3	Comparaison entre stratégies bibliographiques et meilleures HL, HP .....	148
<b>IV.</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>150</b>
	<b>CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>151</b>
	<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>155</b>
	<b>ANNEXE 1.....</b>	<b>165</b>

**CHAPITRE 1 : Etat de l'art sur la commande rapprochée des  
onduleurs triphasés deux niveaux**



L'objectif de cette partie est d'identifier les avantages et inconvénients de commandes existantes utilisées sur l'onduleur triphasé de tension deux niveaux pour rechercher des commandes rapprochées originales et simples à mettre en œuvre. Dans cette optique, ce premier chapitre aborde les commandes rapprochées connues et classiquement utilisées afin de dresser un bilan sur ces dernières en identifiant leurs avantages et inconvénients, pour dégager des voies de travail sur des solutions intéressantes, mais peu explorées aujourd'hui.

*Comme précisé, dans l'introduction générale, on se limite dans ce mémoire, et donc dans ce premier chapitre, à l'étude des commandes des onduleurs débitant sur le réseau avec un facteur de puissance unitaire et aux stratégies adaptées à ces dispositifs.*

## I. Bras monophasé deux niveaux

L'étude du cas simple d'un onduleur monophasé à un seul bras permet d'introduire le principe et le vocabulaire des commandes rapprochées dans la perspective du contrôle rapproché d'un onduleur triphasé deux niveaux.

### I.1 Présentation de la structure

La topologie d'un onduleur de tension monophasé à un seul bras est rappelée Figure 3. Cette structure comprend un bras à deux interrupteurs et fait intervenir le point milieu (0) au niveau du bus continu pour réaliser l'alternance positive et négative d'un signal alternatif  $v$ , appelée tension phase-source. Les deux interrupteurs du bras sont ici supposés parfaits et ont une commande complémentaire.

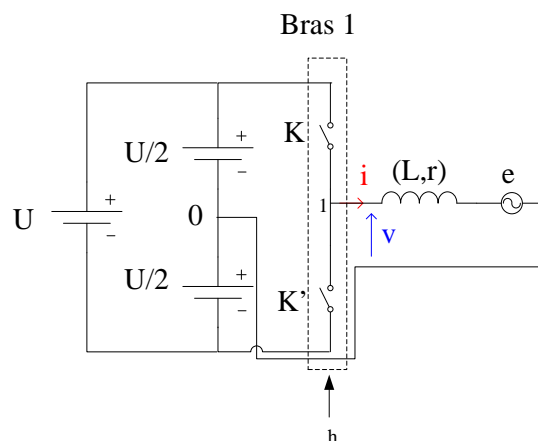


Figure 3: Onduleur de tension monophasé un bras

Le fonctionnement de l'interrupteur K est synthétisé par la grandeur  $f$  qualifiée de fonction de connexion ou d'état de l'interrupteur K. Le fonctionnement d'un bras est lui représenté par la grandeur

h appelée fonction de commande du bras de l'onduleur. Ces deux grandeurs sont dépendantes et liées par la relation (1) :

$$h = (2f-1) = (f - \bar{f}) \quad (1)$$

Du fait de la complémentarité des interrupteurs K et K', les deux valeurs possibles de f (1 ou 0) indiquent quel est l'interrupteur (supérieur ou inférieur) du bras qui conduit. Pour la grandeur h, il s'agit des valeurs 1 et -1. Le Tableau 1 indique pour chaque état des interrupteurs, les valeurs de f et h et la Figure 4 fournit les états associés de l'onduleur.

K	K'	f	h
ouvert	fermé	0	-1
fermé	ouvert	1	1

Tableau 1: Etat des interrupteurs en fonction de f et h

Désormais, on utilise la variable f pour désigner à la fois la commande de l'interrupteur proprement dit et son état, puisqu'il est considéré comme idéal. D'après la Figure 4, la tension v ne peut prendre que deux valeurs d'où la dénomination d'onduleur deux niveaux de tension.

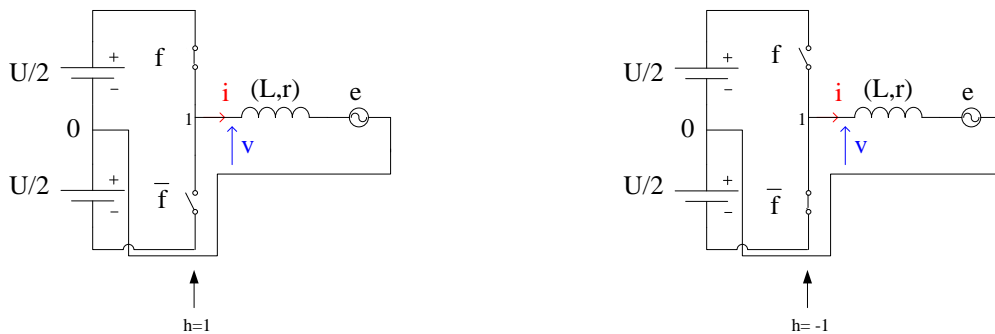


Figure 4: Les 2 états de l'onduleur de tension monophasé un bras

La fonction h lie l'état des interrupteurs d'un bras à sa tension associée U/2 entre phase et point milieu du bus selon l'équation (2) :

$$v = (f - \bar{f}) \times \frac{U}{2} = h \times \frac{U}{2} \quad (2)$$

La contrainte principale de cette commande fait l'objet du prochain paragraphe.

## I.2 Contraintes électriques imposées à la commande

Pour évaluer les performances d'un convertisseur dans notre cas d'étude, deux principaux critères sont pris en compte :

Le premier est bien évidemment la qualité du courant en sortie du convertisseur car les filtres doivent, malgré les fortes puissances auxquels ils sont soumis, conserver une taille raisonnable. La qualité du courant peut être évaluée par le Taux de Distorsion Harmonique (THD<sub>i</sub>). Son expression est



donnée par l'équation (3) et sa valeur est généralement fixée par le cahier des charges. La charge de l'onduleur étant le réseau, les normes de raccordement NF C 15-100 et IEEE 519 standard imposent un  $THDi < 5\%$ . Pour passer ces normes, un THDi égal à 3% est choisi et fixé pour la suite. La tolérance sur cette valeur est définie à  $\pm 0.01\%$  près.

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^{m=50} (I_{m_{eff}})^2}}{I_{1_{eff}}} \quad (3)$$

Le deuxième critère à prendre en compte, dans un contexte d'efficacité et de restriction énergétique, étant donné les fortes puissances mises en jeu (raccordement de ferme éolienne ou de ferme photovoltaïque), est le rendement  $\eta$  de la structure de puissance. Ce rendement ne comprend ici que les pertes des interrupteurs de l'onduleur (il existe aussi des pertes dans les inductances, dans l'alimentation de la commande....).  $\eta$  est défini par l'équation (4). A structure et semi-conducteurs identiques, le seul paramètre vraiment influant sur ce rendement reste la stratégie de modulation.

$$\eta = \frac{\text{Puissance de sortie}}{\text{Puissance de sortie} + \text{Pertes par commutations} + \text{Pertes par conduction}} \quad (4)$$

Le calcul des pertes par commutation et conduction est développé dans le dernier chapitre consacré aux performances énergétiques des solutions proposées dans le mémoire. Améliorer les performances énergétiques d'un convertisseur doit se traduire par une réduction des pertes au niveau de ses interrupteurs, tout en conservant la même qualité des courants à filtre identique.

Le comportement de l'onduleur deux niveaux de tension a été simulé sous Matlab-Simulink® Figure 5 pour deux cas afin d'illustrer le lien entre nombre de commutations et qualité du courant de sortie de l'onduleur dans le cas d'une commande par Modulation à Largeur d'Impulsion à fréquence fixe  $f_{com}$ , à inductance de filtrage donnée.

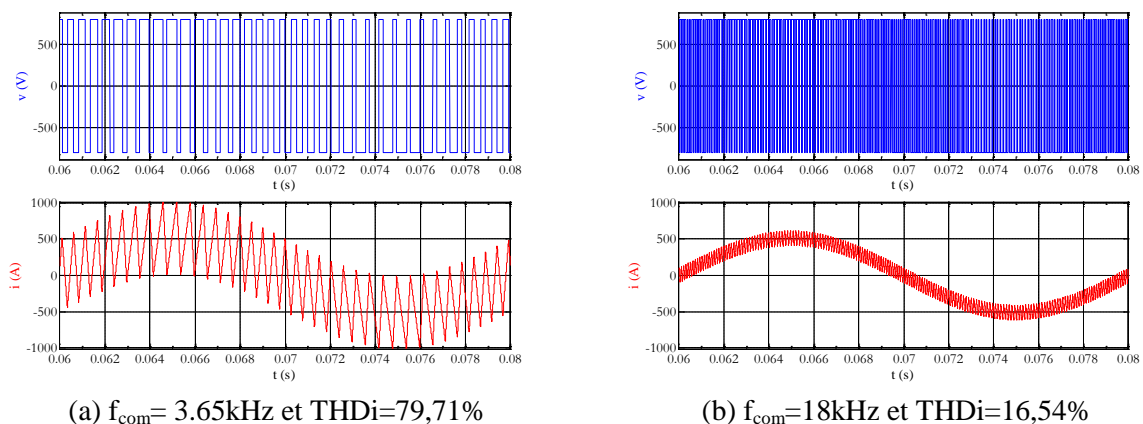


Figure 5: Influence du nombre de commutations sur la qualité du courant

Un compromis doit être trouvé car les deux exigences de ces dispositifs de l'électronique de puissance ne peuvent pas être satisfaites de façon simultanée. En effet il n'est pas possible, à stratégie

donnée, de réduire les pertes par commutation, c'est-à-dire augmenter le rendement, tout en réduisant le filtrage pour une topologie donnée.

On s'attache maintenant à présenter, au travers de méthodes connues, les façons d'obtenir les modulations de tension d'un onduleur pour produire un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

### I.3 Contrôle indirect par MLI et contrôle direct par hystérésis

Un onduleur de tension débitant sur une source de courant monophasée est en général commandé en boucle fermée afin de contrôler son courant de sortie. La comparaison de la valeur instantanée du courant de charge avec sa référence introduit une nouvelle grandeur, appelée erreur, et définie par la relation (5) :

$$\varepsilon_i = i_{réf} - i \quad (5)$$

Pour réaliser ce contrôle du courant de sortie, l'onduleur impose soit ses tensions moyennes de phase (contrôle indirect par MLI), soit sa fonction de commande  $h$  (contrôle direct par hystérésis). Cette distinction conduit à deux familles de modulation différentes présentées sur la Figure 6

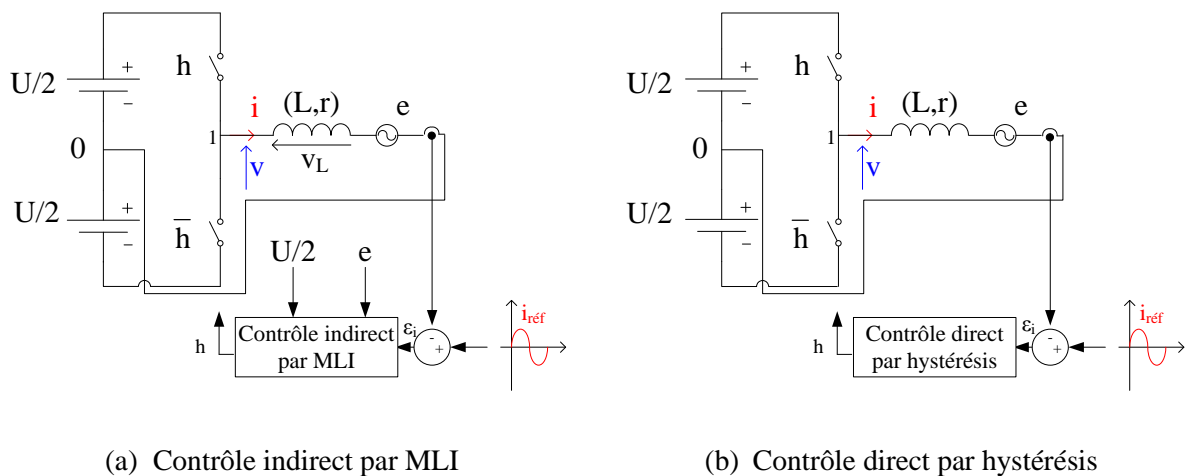


Figure 6: Contrôle du courant d'un bras monophasé deux niveaux

Avec la première famille, Figure 6 (a), le principe consiste à définir une tension de référence par le biais d'une régulation de courant, puis, dans le cas d'une modulation naturelle, à comparer cette tension de référence à un signal triangulaire pour obtenir la fonction de commande  $h$  du bras. Cette technique présente l'avantage d'une réalisation simple mais requiert un contrôle composé de correcteurs pour créer cette tension de référence à partir du courant de référence. Le calcul de ce correcteur exige de connaître les paramètres de charge et leur présence peut impliquer des problèmes de stabilité et de temps de réponse.

La deuxième famille, Figure 6 (b) basée sur le contrôle direct du courant de phase consiste à agir directement sur l'état de l'onduleur en imposant  $h$ , mais suppose prédéfinie une stratégie de commande adaptée au contrôle du courant de sortie ajusté à la charge connectée.

### I.3.1 Contrôle indirect par MLI

L'objectif de ce type de contrôle est d'obtenir une tension  $v$  en sortie de l'onduleur dont le fondamental est le plus proche possible de sa référence  $v_{réf}$ . Cette tension de référence est la somme de la tension de référence aux bornes de l'inductance ( $v_{L\ réf}$ ) et de la f.e.m (compensation). L'identification de  $v_{L\ réf}$  nécessite la présence d'un correcteur. Une linéarisation peut être appliquée. Elle consiste à linéariser la tension de référence en la divisant par la tension d'entrée ( $U/2$ ). La structure de ce contrôle est fournie Figure 7 pour le cas simple de l'onduleur monophasé deux niveaux. La nature des correcteurs de cette figure peut être de type linéaire : PI, IP, PID ou résonante [4].

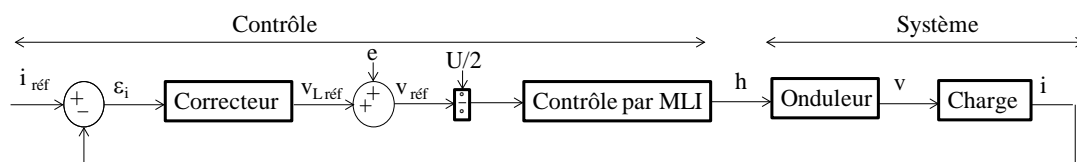


Figure 7: Contrôle indirect par MLI d'un bras d'onduleur

Deux méthodes connues pour construire la tension  $v$  et déterminer les instants de commutation du bras sont présentées ici.

- La première consiste à pré-calculer le découpage d'une période électrique, d'où le nom de MLI calculée
- La seconde, à les fixer en temps réel et est qualifiée de MLI intersective ou vectorielle.

#### a. MLI calculée

Pour calculer les angles de commutation d'un interrupteur, la décomposition du signal de sortie en série de Fourier est utilisée comme outil analytique pour trouver les instants de commutation. En effet les perturbations d'un signal sont caractérisées par la fréquence des harmoniques et leur amplitude. Or ces harmoniques sont calculés par cette décomposition. Un choix bien connu tend à annuler les harmoniques souhaités (en général ceux de basse fréquence) pour faciliter le filtrage. Les instants de commutations sont définis sur la Figure 8 au travers des angles de commutation  $\alpha_k$ . Les angles suivants  $\alpha_1$ , soit  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ , et  $\alpha_4$  de cette figure, se déduisent par symétrie par rapport à  $\pi/2$  compte tenu de la symétrie de fonctionnement d'un onduleur en régime établi.

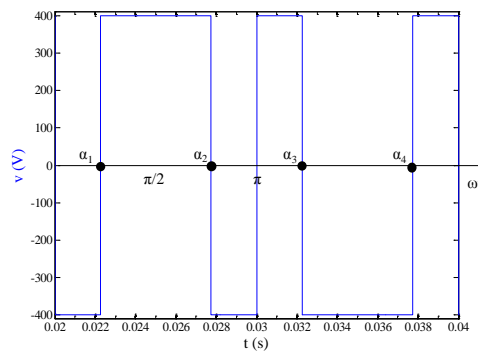


Figure 8: angles de commutation ( $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ )

### b. MLI intersective

L'objectif d'avoir le fondamental de la tension  $v$  de sortie le plus proche possible de la référence  $v_{\text{réf}}$  est réalisable en appliquant sur la charge une tension découpée. Ce découpage est effectué souvent par comparaison d'une référence de tension et d'un signal triangulaire ou en dent de scie. Le signal triangulaire (qualifiée également de porteuse) est périodique d'amplitude unitaire (utilisation de grandeurs linéarisées) et sa fréquence est appelée fréquence de découpage ou fréquence de commutation ( $f_{\text{découpage}}=f_{\text{commutation}}=f_{\text{porteuse}}$ ). La fréquence du signal triangulaire est fixée par la commande d'où le nom de MLI à fréquence fixe couramment employé dans la littérature. Il constitue donc le premier degré de liberté du contrôle indirect par MLI intersective classique.

Le contrôle indirect par MLI intersective classique consiste à obtenir après modulation une tension en sortie égale en valeur moyenne sur une période de découpage ( $T_d$ ) à sa référence, équation (6). Ce contrôle est qualifié d'indirect par MLI car c'est la tension moyenne de phase sur une période de découpage qui est imposée et non pas la fonction  $h$  (qui correspond à une tension instantanée) directement.

$$\langle v \rangle_{T_d} = V_{\text{référence}} \quad (6)$$

Cette équation est illustrée sur une période de découpage Figure 9 avec la fonction de commande  $h$  égale à 1 si la tension de référence est supérieure à la porteuse ou sinon -1.

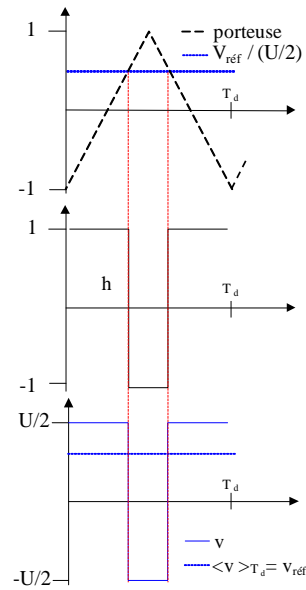


Figure 9: Contrôle indirect par MLI intersective classique sur une période  $T_d$

Pour avoir une qualité du courant de sortie correcte et conserver une taille du filtre en sortie du convertisseur raisonnable, il faut un certain nombre de commutations par période du signal de référence, c'est à dire un nombre suffisant d'intersections entre la porteuse et la tension de référence. Autrement dit, la fréquence de découpage doit donc être bien supérieure à celle de la référence. Par conséquent, dans ces conditions, la tension de référence peut être considérée quasi-constante sur une période de découpage. Sur une période d'un signal de référence sinusoïdal,  $v$  apparaît donc comme une succession de paliers de tension assimilables au niveau de son fondamental à une tension sinusoïdale, Figure 10. Ce principe s'étend à toute forme de référence alternative, tant que les conditions fréquentielles sont respectées.

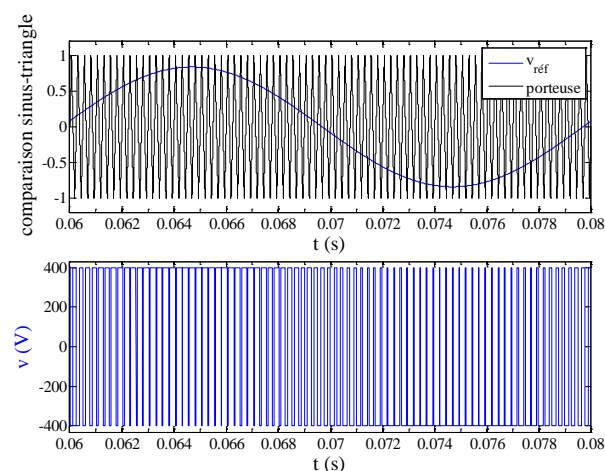


Figure 10: Contrôle indirect par MLI intersective classique

Le moyennage de la tension  $v$  correspond à la tension de référence  $v_{ref}$ . Le principe de cette modulation est schématisé Figure 11 :

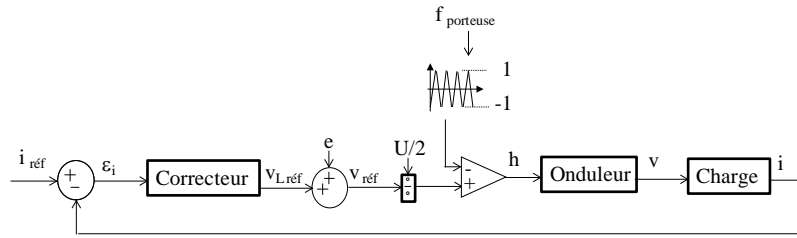


Figure 11: Contrôle indirect par MLI d'un onduleur monophasé deux niveaux

### I.3.2 Contrôle direct par hystérésis

La structure de ce contrôle est fournie Figure 12 pour le cas d'un bras monophasé deux niveaux.

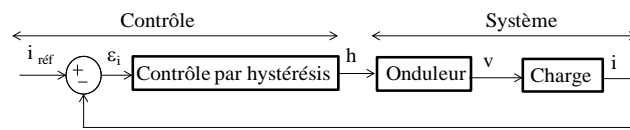


Figure 12: Contrôle direct par hystérésis d'un bras d'onduleur

L'objectif de cette commande est d'être capable, dès que  $i$  s'éloigne trop de  $i_{ref}$ , de le faire converger vers sa référence, autrement dit de faire converger l'erreur  $\epsilon_i$  vers zéro. Pour préciser jusqu'à quelle valeur peut s'éloigner le courant de sa référence, une valeur est introduite ( $\delta$ ). Si  $\epsilon_i$  augmente et atteint  $\delta$ ,  $i$  doit diminuer, et si  $\epsilon_i$  atteint  $(-\delta)$ ,  $i$  doit augmenter. Une commutation doit avoir lieu à l'instant où  $i$  franchit l'une de ces bandes pour changer son sens de variation. On parle alors de contrôle par hystérésis. Une bande centrée autour du courant de référence est donc créée. Cette largeur de bande ( $2\delta$ ) fixe implicitement l'ondulation maximale tolérée du courant à  $2\delta$  et aussi la qualité du courant de sortie (Figure 13). Cette valeur  $\delta$  va influencer directement sur le  $THDi$ .

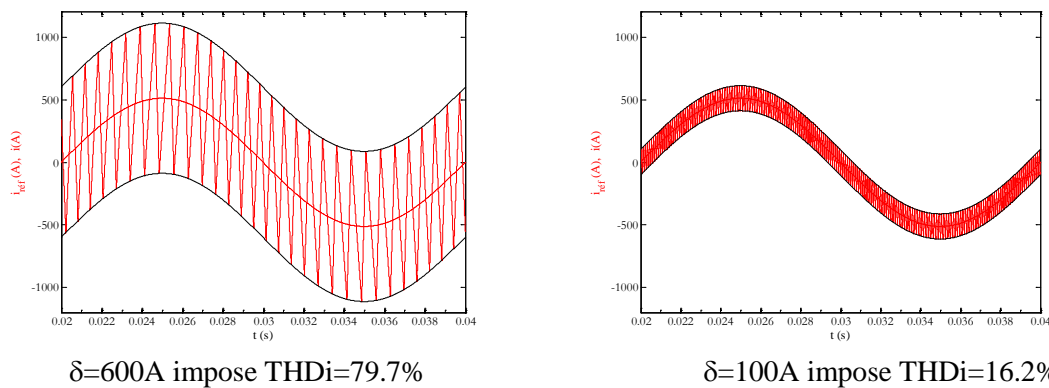


Figure 13: Influence de la valeur de la largeur de la bande de tolérance sur la qualité du courant de charge

Le réglage de la bande de tolérance constitue le premier degré de liberté de cette stratégie MLI sur les courants [5] [6]. La valeur de cette bande est ici considérée constante en première approche, mais peut être paramétrable [7] [8],[9] [10].

La période entre deux commutations étant bien inférieure à la période de  $i_{ref}$ , le courant de référence peut être supposé quasi-constant entre deux commutations. Par conséquent, entre deux commutations, l'erreur en courant est liée à l'évolution de  $i$ . Le courant  $i$  d'un onduleur monophasé deux niveaux est régi par l'équation différentielle du premier ordre suivante aux conditions initiales près :

$$v=ri+L \frac{di}{dt} +e \Rightarrow i=\frac{v-e}{r} (1-e^{-\frac{r}{L} t}) \text{ avec } \tau=\frac{L}{r} \quad (7)$$

Cette équation permet de déduire l'évolution du courant et par conséquent l'évolution de l'erreur entre deux commutations et de comprendre les règles à l'origine de cette stratégie de commande.

L'analyse des termes de l'équation (7) apporte deux indications essentielles concernant le comportement du courant :

- Le développement limité de l'exponentielle implique une évolution quasi-linéaire du courant (à fréquence moyenne de découpage élevée). La condition de ce développement est vérifiée car le rapport entre l'intervalle de temps entre deux commutations :  $t$  et la constante de temps de la charge:  $\tau$ ,  $(t/\tau)$  avoisine zéro. Ce développement conduit à une expression affine du courant. Sachant que l'erreur en courant évolue de la même manière que le courant de charge, si le courant de charge est régi par une droite affine, il en est de même pour l'évolution de l'erreur en courant
- l'équation du courant (7) montre que le seul paramètre réglable par le système influant sur l'évolution du courant  $i$  est la tension  $v$  appliquée par l'onduleur.

L'objectif d'un contrôle direct par hystérésis est de maîtriser l'évolution du courant  $i$ . Ce contrôle doit être capable d'assurer le suivi de la référence du courant  $i_{ref}$ . Compte tenu de l'équation du courant (7), pour contrôler ce courant en garantissant sa convergence vers sa référence, il faut impérativement savoir maîtriser la pente du courant selon les conditions de référence imposées. Ceci revient à savoir contrôler la dérivée de l'erreur du courant de phase  $\varepsilon_i$ . Ainsi la pente du courant réel doit toujours pouvoir être supérieure ou inférieure à la pente de la référence de courant selon la configuration de l'onduleur. Pour cela, il suffit d'être capable d'imposer une dérivée de l'erreur  $\varepsilon_i$  positive (ou négative) dès que cette erreur franchit sa bande supérieure (ou inférieure) équation (8).

$$\frac{d\varepsilon_i}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} - \frac{di}{dt} \quad (8)$$

Or, savoir contrôler la pente du courant revient à savoir produire avec le convertisseur **une tension suffisamment grande aux bornes de l'inductance** (équation (7)) pour provoquer la croissance ou la décroissance nécessaire du courant et donc de l'erreur de courant à tout instant.

Dans nos conditions de fonctionnement et en régime sinusoïdal :

$$i_{ref}=I_{max} \sin(\omega t) \Rightarrow L \cdot \frac{di_{ref}}{dt} = \omega I_{max} \cos(\omega t) = v - e \quad (9)$$

Dans le dimensionnement en tension de  $U$  effectué initialement, on s'est assuré de pouvoir produire un fondamental de  $v$  permettant de valider la relation (I 9) en produisant le fondamental adéquat avec l'onduleur pour le courant nominal, condition pour laquelle le système est le plus contraignant. Ainsi, à tout instant, la dérivée de courant de charge peut toujours être supérieure ou inférieure à celle de la dérivée du courant de référence pour  $v=\pm U/2$  garantissant ainsi la convergence de l'erreur en courant (Figure 14).

La tension  $v$  (et donc la fonction  $h$ ), permet de pouvoir changer l'évolution de l'erreur en courant  $\varepsilon_i$  dans tous les cas de figure prévus par le cahier des charges. On qualifie cette modulation de contrôle direct car l'onduleur impose son état ( $h$ ) par opposition au contrôle indirect où c'est la tension moyenne de phase qui est imposée.

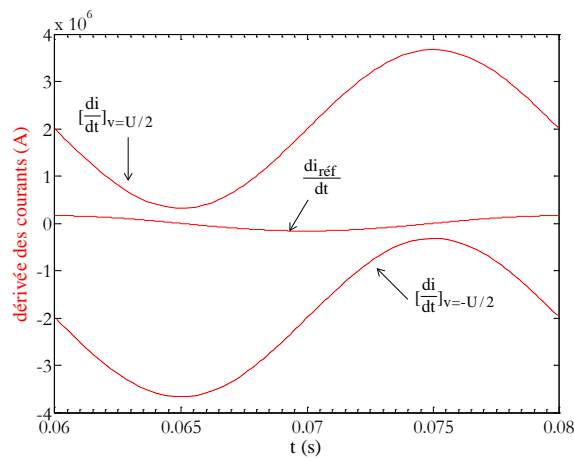


Figure 14: Dérivée du courant de référence et du courant de ligne pour les deux états de l'onduleur

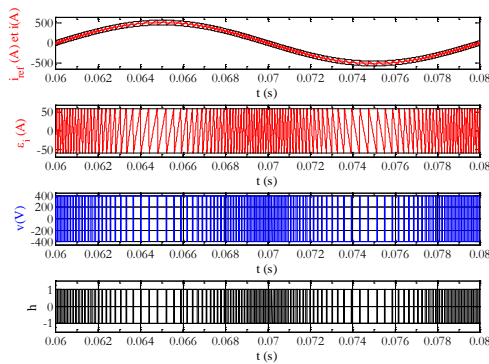


Figure 15: Evolution des grandeurs  $h$ ,  $v$ ,  $\varepsilon_i$  et  $i$

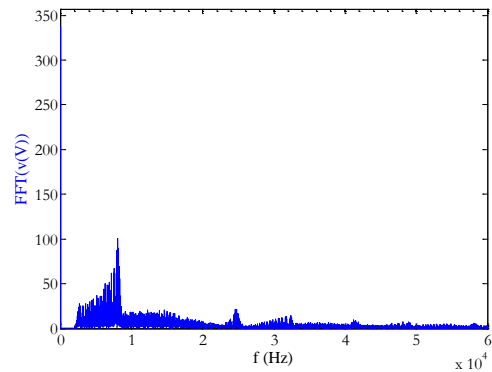


Figure 16: FFT de  $v$

La Figure 15 montre que l'état du bras étant connu, sa commutation permet de changer l'évolution du courant et garantit de le conserver à l'intérieur de la bande d'hystérésis, sans dépassement de bande. L'observation de la Figure 15 montre que la fréquence de commutation varie au cours de la période électrique, argument confirmé par la Figure 16 sur laquelle des harmoniques basse fréquence apparaissent.



En résumé, quand une des deux bandes d'hystérésis  $+\delta$  ou  $-\delta$  est atteinte, la convergence de  $\varepsilon_i$  vers zéro est assurée en faisant évoluer  $h$  dans le même sens que l'erreur (Tableau 2).

$\varepsilon_i$ atteint sa bande inférieure $-\delta$ $\Rightarrow \varepsilon_i$ doit augmenter $\Rightarrow v$ doit augmenter $\Rightarrow h$ doit augmenter	$\varepsilon_i$ atteint sa bande supérieure $\delta$ $\Rightarrow \varepsilon_i$ doit diminuer $\Rightarrow v$ doit diminuer $\Rightarrow h$ doit diminuer

Tableau 2: Principe du contrôle direct par hystérésis d'un bras monophasé deux niveaux

La Figure 17 résume le principe du contrôle direct par hystérésis d'un bras d'onduleur monophasé deux niveaux :

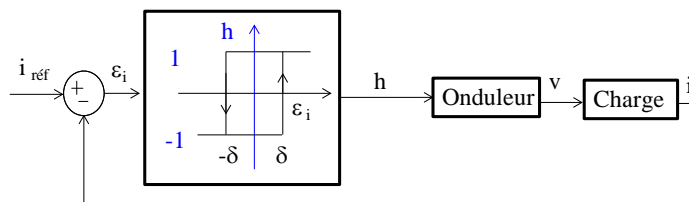


Figure 17: Principe du contrôle direct par hystérésis d'un onduleur monophasé deux niveaux

Ce contrôle monophasé simple à implanter peut être modifié pour contrôler la fréquence de commutation :

- en la diminuant par prise en compte de la dérivée du courant [11], [12].
- en la rendant constante par intervention sur la forme des bandes à partir de la connaissance des paramètres de charge [13], en utilisant le passage par zéro de l'erreur en courant plutôt que son franchissement de bande [13], en ayant recours à une horloge [14].

Mais ces améliorations, valables en monophasé, sont difficiles à transposer au cas triphasé [13].

### I.3.3 Conclusion sur le contrôle d'un bras monophasé

Le contrôle d'un onduleur deux niveaux monophasé constitué d'un bras a été rappelé que ce soit en contrôle indirect ou direct. Le contrôle indirect par MLI impose la tension moyenne de phase  $v$  avec une fréquence de commutation constante [15] mais une réponse dynamique pouvant être limitée par la présence d'un correcteur. Le contrôle direct par hystérésis impose l'état du bras avec une fréquence de commutation non constante, mais l'absence de correcteur entraîne une réponse transitoire plus rapide que celle du contrôle indirect.

Cette partie constituait l'introduction au contrôle des onduleurs et aux principaux concepts utilisés au travers du bras monophasé. Dans la suite du manuscrit est consacrée à l'étude des commandes de l'onduleur triphasé deux niveaux.

## II. Onduleur triphasé deux niveaux

La transposition de la commande du bras monophasé à l'onduleur triphasé ne peut se faire directement. En effet, un onduleur triphasé 3 fils ne peut pas être traité comme trois onduleurs monophasés indépendants et par conséquent des mesures particulières devront être ajoutées pour assurer le fonctionnement de l'onduleur. Les relations, plus complexes dans le cas triphasé que dans le cas monophasé, conduisent à l'identification de degrés de liberté sur la commande. L'exploitation de ces degrés de liberté est à l'origine d'une diversité de stratégies de modulation.

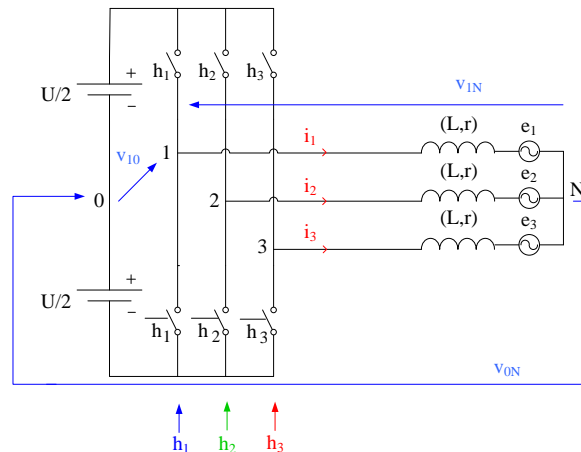


Figure 18: Onduleur de tension triphasé deux niveaux connecté au réseau

Dans cette partie, on rappelle les propriétés de la structure et les principaux types de commande reconnus pour la contrôler.

### II.1 Présentation de la structure

La structure triphasée de la Figure 18 fait apparaître :

- trois fonctions de connexion  $h_1$ ,  $h_2$  et  $h_3$
- trois tensions phase-source :  $v_{10}$ ,  $v_{20}$ ,  $v_{30}$
- trois tensions de phase (tension de sortie du convertisseur) :  $v_{1N}$ ,  $v_{2N}$ ,  $v_{3N}$
- une tension  $v_{0N}$  qualifiée de tension homopolaire.

La charge étant équilibrée, la tension de phase  $v_{kN}$  ( $k = 1, 2$  ou  $3$ ) est exprimée par l'équation (11) en fonction de la tension du bus  $U$  et de la fonction de commande  $h_k$  à partir de l'équation (10) liant la fonction de commande  $h_k$  et la tension phase-source  $v_{k0}$  de l'onduleur,

$$v_{k0} = h_k \times \frac{U}{2} \quad (10)$$

$$v_{kN} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} \times \frac{U}{2} \quad (11)$$

Huit configurations d'interrupteurs ( $[h_1 h_2 h_3]$ ) existent pour ce convertisseur. Ces huit configurations (états) sont utilisées pour assurer le fonctionnement de l'onduleur (Figure 19).

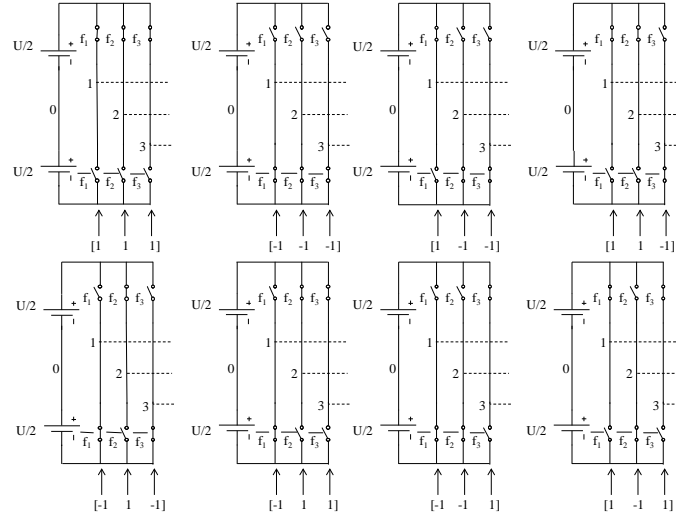


Figure 19: Les huit configurations d'interrupteur d'un onduleur deux niveaux de tension

Une représentation plus synthétique de ces huit configurations dans le repère de Concordia transforme ces huit configurations en huit vecteurs et sont présentés Tableau 3.

$h_1 h_2 h_3$	$v_{1N}$	$v_{2N}$	$v_{3N}$	$v_\alpha$	$v_\beta$	$\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$	Phase(°)	$\bar{V}_s$	$U_{12}$
[1-1-1]	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	0	$\bar{V}_1$	U
[11-1]	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	60	$\bar{V}_2$	0
[-11-1]	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	120	$\bar{V}_3$	-U
[-111]	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	180	$\bar{V}_4$	-U
[-1-11]	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	240	$\bar{V}_5$	0
[1-11]	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	300	$\bar{V}_6$	U
[-1-1-1]	0	0	0	0	0	0	0	$\bar{V}_7$	0
[111]	0	0	0	0	0	0	0	$\bar{V}_8$	0

Tableau 3: Coordonnées de chaque configuration dans le repère  $(\alpha, \beta)$

Le Tableau 3 montre que la tension de phase  $v_{kN}$  peut être égale à cinq valeurs (ou niveaux de tension par phase):  $[-2U/3 ; -U/3 ; 0 ; U/3 ; 2U/3]$ . Ces huit configurations peuvent être représentées dans le repère vectoriel  $(\alpha, \beta)$  par des vecteurs associés  $\bar{V}_s$  ( $s=1, \dots, 8$ ) et conduisent à un hexagone (Figure 20).

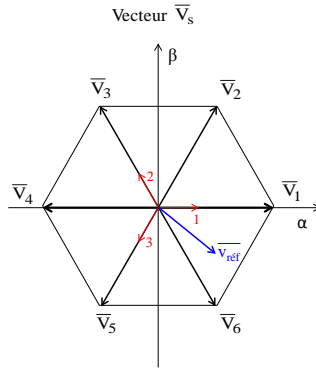


Figure 20: Les huit états dans le repère vectoriel  $(\alpha, \beta)$

Avec cette représentation dans le repère de Concordia, les trois références sinusoïdales ne font plus qu'un vecteur unique  $\bar{v}_{ref}$  décrit par ses composantes selon  $\alpha$  et  $\beta$  et évoluant au cours du temps de façon circulaire dans le repère vectoriel. Ce vecteur évoluant de façon continue, il n'est quasiment jamais colinéaire à l'un des huit vecteurs correspondant à des états d'interrupteur existants, et a une amplitude en général différente de ces vecteurs. La commande de l'onduleur doit déterminer quelles configurations utiliser pour réaliser la conversion. Comme pour le cas monophasé, deux familles de contrôle d'un onduleur deux niveaux triphasé se distinguent [16]: le contrôle indirect par MLI à fréquence fixe [17] et le contrôle direct par hystérésis. Le fait que l'on utilise un onduleur 3 fils pour alimenter une charge équilibrée oblige à prendre en considération l'interaction des trois bras pour son contrôle, du fait de la somme nulle des trois courants de phase (pas de neutre relié).

### II.1.1 Contrôle indirect par MLI d'un onduleur triphasé

Dans ce cas, le contrôle doit prendre la précaution de n'utiliser que deux asservissements de courants pour créer deux tensions de référence. La troisième se déduit de l'équation (12), la charge triphasée étant supposée équilibrée :

$$v_{1N} + v_{2N} + v_{3N} = 0 \quad (12)$$

#### a. Présentation du contrôle indirect par MLI

L'objectif du contrôle indirect par MLI intersectorielle classique d'un onduleur triphasé est d'obtenir l'égalité entre les tensions phases-source de référence  $v_{k0 \text{ référence}}$  et les valeurs moyennes de ces grandeurs en sortie du convertisseur, équation (13):

$$\langle v_{k0} \rangle_{T_d} = v_{k0 \text{ référence}} \quad (13)$$

Pour obtenir la tension phase-source de référence, il faut avoir recours à la tension homopolaire  $v_{N0 \text{ ref}}$  d'après l'équation (14). Cette tension peut prendre n'importe quelle valeur tant que  $v_{10 \text{ ref}}$ ,  $v_{20 \text{ ref}}$  et  $v_{30 \text{ ref}}$  restent compris entre  $-U/2$  et  $U/2$ :

$$v_{k0 \text{ référence}} = v_{kN \text{ référence}} + v_{N0 \text{ référence}} \quad (14)$$

Le principe de création de ces tensions de phase de référence  $v_{kN \text{ réf}}$  est présenté Figure 21.

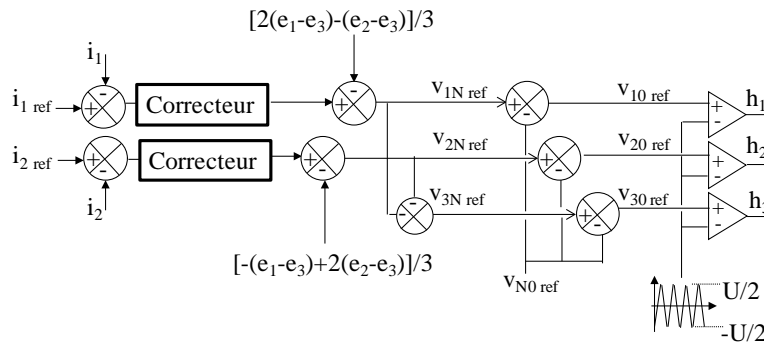


Figure 21: Contrôle indirect par MLI d'un onduleur triphasé équilibré deux niveaux dans le repère d'origine des courants

Il est aussi possible de travailler dans d'autres repères que le système triphasé d'origine. En effet, il est possible d'utiliser une transformation de Park pour obtenir deux grandeurs continues [18] à partir d'un système de grandeurs triphasées sinusoïdales équilibrées car des grandeurs continues sont plus faciles à réguler que des grandeurs sinusoïdales.

L'exploitation de la tension  $v_{N0 \text{ ref}}$  conduit à plusieurs variantes de MLI intersective [19]. Dès lors  $v_{N0 \text{ ref}}$  est considéré comme un degré de liberté du contrôle indirect par MLI. Selon la valeur affectée à  $v_{N0 \text{ ref}}$ , quatre principaux (car couramment utilisés) contrôles indirects par MLI sont rappelés ici :

- La MLI sinusoïdale qui impose  $v_{N0 \text{ ref}} = 0$ .
- La MLI Flat Top qui cherche à augmenter le rendement du convertisseur en empêchant le bras traversé par le courant maximal de commuter.
- La MLI subharmonique pour laquelle  $v_{N0 \text{ ref}}$  est un harmonique trois qui sera de toute manière absent des tensions simple de sortie car le point neutre N de la charge n'est pas relié au point milieu 0 de la source de tension continue.
- La MLI centrée dont le principe est de répartir équitablement la durée des 2 états nuls en centrant les deux plus grandes tensions de référence en valeur absolue.

L'addition d'une composante homopolaire non nulle permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental des références de tension et par conséquent, celui aussi des tensions de sortie. Pour un contrôle avec une composante homopolaire nulle, l'amplitude maximale théorique du fondamental des

tensions simples de sortie de l'onduleur est égale à  $U/2$  alors que pour les contrôles où la composante homopolaire n'est pas nulle, ce rapport peut atteindre  $(2/\sqrt{3}) * U/2$ . Le Tableau 4 résume le paramétrage du degré de liberté  $v_{NO\ ref}$  et donne les expressions de ce terme homopolaire pour chaque cas.

Nom du contrôle	Valeur du degré de liberté $V_{NO}$
MLI sinusoïdale II.1.1 a	$v_{NO\ ref} = 0$
MLI Flat top II.1.1 C	$v_{NO\ ref} = \text{signe }  v_{kNref} _{\max} * \frac{U}{2} [\text{signe }  v_{kNref} _{\max} *  v_{kNref} _{\max}]$
MLI subharmonique	$v_{NO\ ref} = \frac{U}{2} * k * \sin(3 * w * t)$ avec $k = \frac{1}{6\sqrt{3}}$ [2]
MLI centrée	$v_{NO\ ref} = -(v_{kNref})_{\max} + (v_{kNref})_{\min} / 2$

Tableau 4: choix de  $v_{NO\ ref}$  pour les principales MLI indirectes

Parmi ces stratégies, deux serviront de référence dans la suite du manuscrit. La MLI sinusoïdale est retenue pour sa simplicité et la MLI Flat top comme stratégie de référence dans le cadre d'une étude énergétique sur les pertes de l'onduleur, car c'est la stratégie reconnue qui conduit au meilleur rendement.

#### b. MLI sinusoïdale

Ce contrôle est présenté sur une période de découpage Figure 22 (a) représentant les trois tensions de référence  $v_{k0\ ref}$  et la porteuse, leur positionnement fournit la configuration  $[h_1 h_2 h_3]$  appliquée à l'onduleur. La représentation de ces trois références sinusoïdales sur cette période équivaut vectoriellement à un vecteur unique  $\overline{v_{ref}}$  localisé dans le secteur 6, Figure 22 (b) [20].

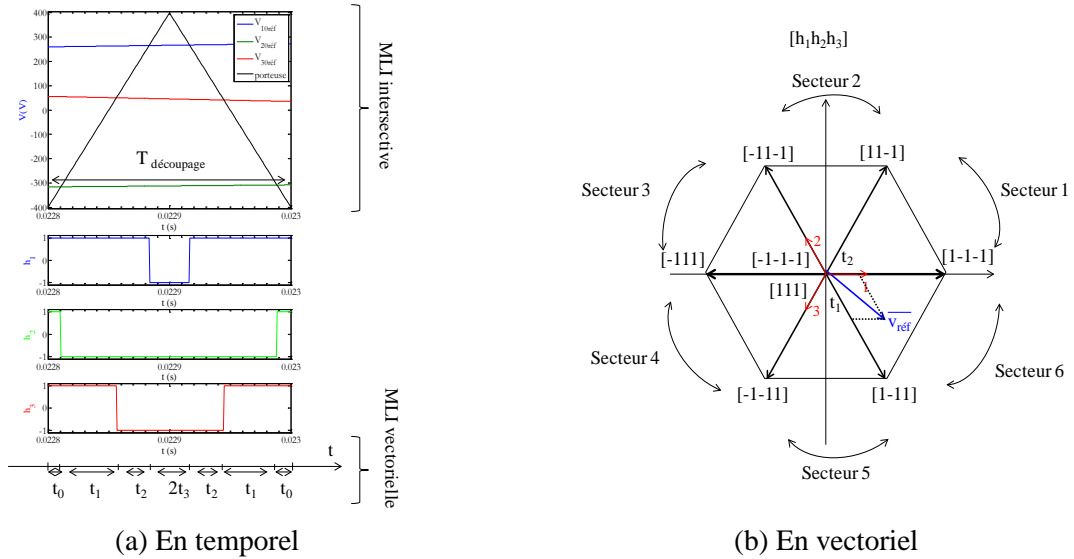


Figure 22: Détermination et représentation vectorielle de  $[h_1h_2h_3]$

La Figure 22 montre que les fonctions de commande  $[h_1h_2h_3]$  s'obtiennent de manière équivalente de deux façons différentes : la MLI intersective (présentée jusqu'à présent) et la MLI vectorielle. La justification de l'enchaînement des états successifs des interrupteurs est faite dans le repère vectoriel pour une question de clarté car elle permet une meilleure visualisation, mais également pour permettre d'expliquer cette méthode qui fournit des résultats équivalents à ceux de la MLI intersective déjà présentée.

Sur la Figure 22 (b), le vecteur  $\overline{v_{ref}}$  n'est associé à aucune configuration directe d'interrupteur. Il faut donc choisir à cet instant quels vecteurs (correspondant à une configuration d'interrupteur existante) utiliser pour reconstituer  $\overline{v_{ref}}$  en valeur moyenne sur une période de modulation.

La méthode consiste à décomposer le vecteur  $\overline{v_{ref}}$  à partir des deux vecteurs les plus proches et des vecteurs nuls  $[-1-1-1]$  et  $[111]$ . Ce choix permet de limiter le contenu harmonique du signal de tension de sortie. De plus, ce choix élimine les commutations multiples en évitant des sauts de « vecteur tension ». Cette stratégie consistant à ne retenir que les deux vecteurs adjacents à  $\overline{v_{ref}}$  induit un partage de l'hexagone en 6 secteurs. Une fois les vecteurs identifiés, ils sont appliqués successivement pendant une fraction adéquate de la période du système de façon à obtenir en valeur moyenne sur une période le vecteur de tension de référence  $\overline{v_{ref}}$  souhaité.

Avec l'exemple de Figure 22 (b), la position de  $\overline{v_{ref}}$  impose d'avoir recours aux vecteurs  $\overline{V_6}$  et  $\overline{V_1}$  complétés des deux vecteurs nuls. Les durées d'application de ces vecteurs se définissent comme  $t_0$  celui de  $\overline{V_8}$ ,  $t_1$  celui de  $\overline{V_6}$ ,  $t_2$  celui de  $\overline{V_1}$  et  $t_3$  celui de  $\overline{V_7}$ . Ces durées évoluent au cours du temps selon la position du vecteur  $\overline{v_{ref}}$ . Cette évolution est illustrée pour deux cas représentants l'évolution du temps Figure 23.

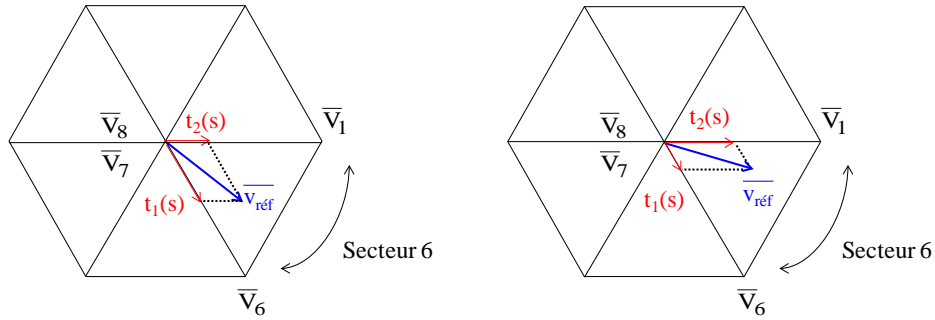


Figure 23: Evolution de la décomposition de  $\overline{v_{ref}}$  dans le secteur 6

Le fonctionnement du contrôle indirect par MLI naturelle utilisant les deux états nuls est synthétisé Figure 24 par l'enchaînement de quatre configurations d'onduleur à un instant situé dans le secteur 6. La généralisation de cet enchaînement à chaque secteur avec les quatre vecteurs correspondants permet d'assurer la fonction de conversion de l'onduleur.

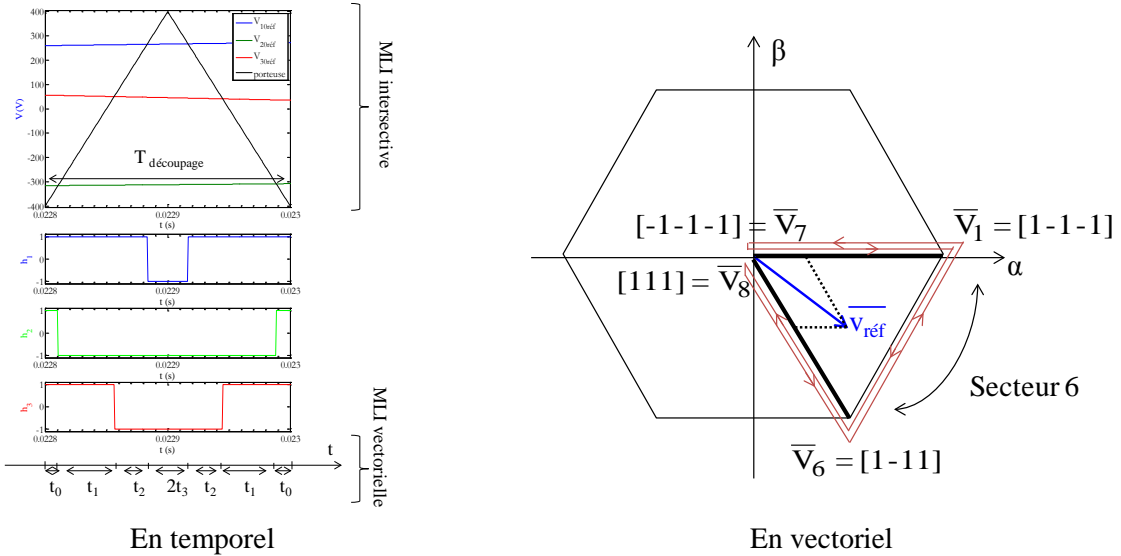


Figure 24: Contrôle indirect par MLI sinusoïdale

### c. MLI Flat top

Une valeur particulière de  $v_{NO}$  non nulle conduit à la MLI flat top. Cette MLI Flat top est une variante de la MLI naturelle influant sur le rendement du convertisseur. Elle limite les pertes par commutation d'un onduleur en bloquant dans un état donné un des trois bras pendant une fraction de la période du signal. Le temps pendant lequel le bras est bloqué, ses interrupteurs sont figés et la MLI est assurée par la commutation des deux autres bras. Cela permet donc de diminuer les pertes par commutation par rapport à la MLI naturelle.

Dans le cas où les courants sont en phase avec les tensions, le bras bloqué est celui ayant la référence de tension d'onduleur la plus grande en valeur absolue car les courants commutés par les



deux autres bras sont les deux plus faibles et il s'agit donc du cas engendrant le moins de pertes possible. Ce blocage fixe  $h_k$  à 1 pour le bras  $k$  dont la tension d'onduleur  $v_{kN}$  est maximale en valeur absolue et positive ou -1 si elle est négative. Ce blocage conduit à un nouveau découpage du plan complexe faisant apparaître douze zones distinctes présentées Figure 25. Ce nouveau découpage a un impact sur le nombre de vecteur s'enchaînant sur chaque secteur. Le contrôle par MLI précédent utilise quatre vecteurs par secteur alors qu'avec la MLI Flat Top, ce nombre est restreint à trois. Dans le cas de la position du vecteur  $\overline{v}_{réf}$  de la Figure 25, la tension  $v_{2N\text{ réf}}$  est maximale en valeur absolue et négative, ce qui impose au bras 2 de ne pas commuter et donc à  $h_2$  d'être maintenu à -1.

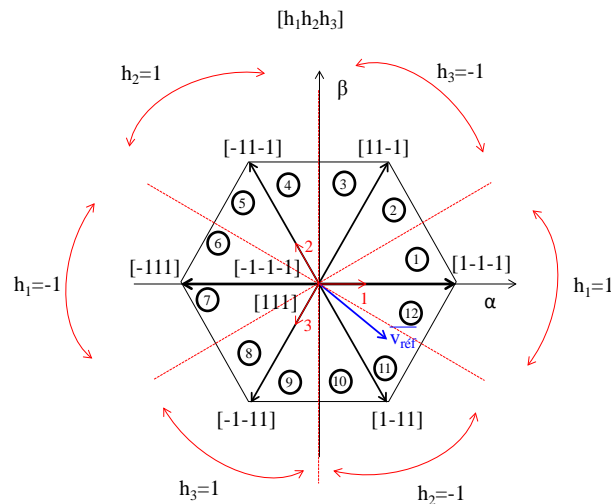


Figure 25: Découpage du plan complexe pour la MLI en tension Flat Top

Ce blocage de  $h_2$  à -1 fait que le vecteur  $\overline{V}_8=[111]$  présent sur ce secteur avec la MLI naturelle n'est plus retenu par la MLI Flat Top. La suppression d'un vecteur sur chaque secteur conduit à une nouvelle représentation de l'enchaînement des configurations d'interrupteurs (Figure 26).

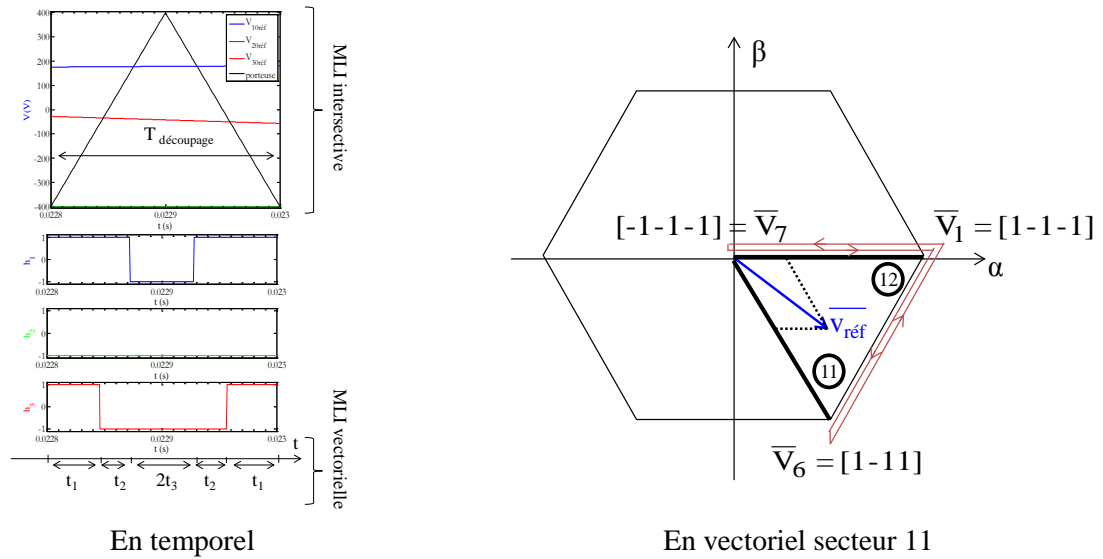


Figure 26: Contrôle indirect par MLI Flat Top

Ceci est illustré par les résultats de simulation sur un intervalle de temps du secteur 11 défini Figure 27. En ordonnée du graphe de cette figure (à gauche) apparaissent des numéros correspondants à l'indice  $s$  du vecteur  $\bar{V}_s$  ( $s$  entier compris entre 1 et 8). Une période complète du système se décompose en secteur. Puisque la seule différence entre ces différents secteurs est la nature des vecteurs, l'observation d'un secteur suffit. Sur un même secteur, l'enchaînement des vecteurs est inchangé, seul le temps d'application de ces vecteurs évolue. Avec ces considérations, il est possible de restreindre l'étude du fonctionnement d'un contrôle à un intervalle de temps d'une période où apparait deux enchaînements consécutifs de vecteurs, Figure 27.

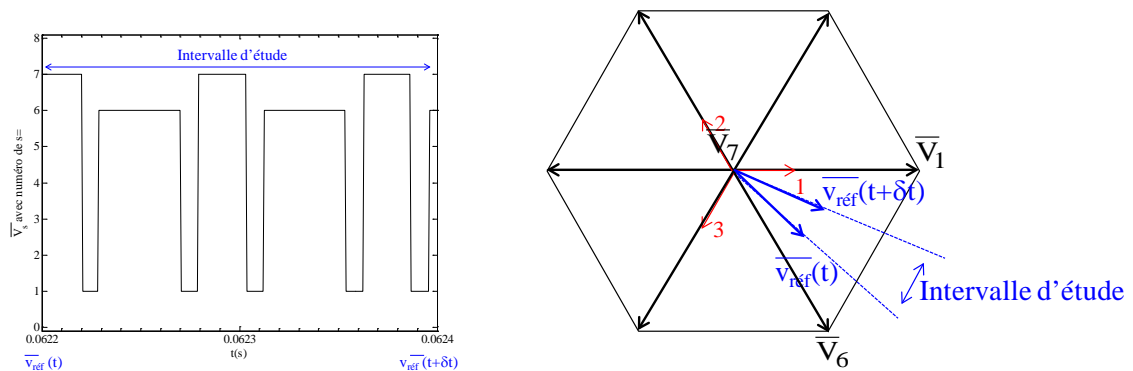


Figure 27: Enchaînement des vecteurs ( $V_1, V_6, V_7$ ) par MLI Flat Top sur l'intervalle d'étude

Par la suite, et à titre comparatif, les différentes stratégies seront détaillées dans ce même secteur de façon à faire ressortir les analogies et différences par rapport à cette modulation qui constitue une référence en terme de modulation triphasée.

### II.1.2 Contrôle direct par hystérésis d'un onduleur triphasé

Le fait que la charge soit « équilibrée 3 fils » oblige ce contrôle à prendre en considération l'interaction des trois bras du fait de la dépendance des trois courants entre eux, puisqu'ils sont de somme nulle, donc liés entre eux.

L'expression de l'évolution des trois courants de ligne est fournie équation (15), ainsi que sa solution sans condition initiale.

$$v_{kN} = r i_k + L \frac{di_k}{dt} + e_k \Rightarrow i_k = \frac{v_{kN} - e_k}{r} (1 - e^{-\frac{r}{L}t}) \quad (15)$$

Cette interaction apparait de plus dans l'équation des tensions de phase  $v_{kN}$  exprimée en (16) en fonction de la tension du bus U et des fonctions de commande  $h_k$  :

$$\begin{aligned} V_{1N} &= \left( \frac{2}{3} h_1 - \frac{1}{3} h_2 - \frac{1}{3} h_3 \right) \times \frac{U}{2} \\ V_{2N} &= \left( -\frac{1}{3} h_1 + \frac{2}{3} h_2 - \frac{1}{3} h_3 \right) \times \frac{U}{2} \\ V_{3N} &= \left( -\frac{1}{3} h_1 - \frac{1}{3} h_2 + \frac{2}{3} h_3 \right) \times \frac{U}{2} \end{aligned} \quad (16)$$

Ces équations montrent que le cas monophasé pour lequel la tension de sortie n'est fonction que du seul bras existant n'est pas transposable au cas triphasé car la tension de phase  $v_{kN}$  influant directement sur le comportement du courant  $i_k$  de la phase k est fonction de l'état des trois bras et non pas de l'état du seul bras k.

Les hypothèses sur l'évolution du courant en monophasé sont également valables en triphasé d'après l'expression des trois courants de phase et sont brièvement rappelées :

- Evolution quasi-linaire du courant entre deux commutations
- Forces électromotrices constantes entre deux commutations
- Tension de phase  $v_{kN}$ , seul paramètre à l'origine d'un changement d'évolution du courant  $i_k$ , mais dont la variation agit aussi ici implicitement sur les deux autres courants.

L'objectif de tout contrôle direct par hystérésis d'un onduleur triphasé deux niveaux est de contrôler ses trois courants de ligne. Pour cela, chacune des trois erreurs de ligne définies équation (17) doit être conservée dans sa bande d'hystérésis.

$$\varepsilon_{i_k} = i_{k\text{réf}} - i_k \quad (17)$$

Le contrôle de trois erreurs dans leur bande d'hystérésis de largeur  $2\delta$  se traduit dans le repère vectoriel par une surface hexagonale représentée Figure 28

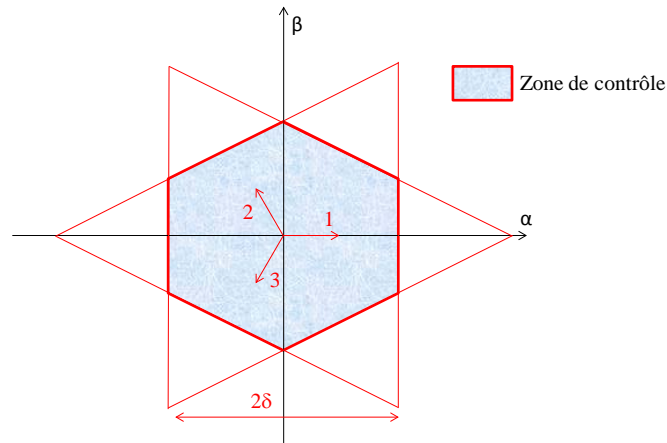


Figure 28: Zone hexagonale de contrôle des trois erreurs dans le repère vectoriel

A partir du contrôle de ces trois erreurs, plusieurs stratégies ont été élaborées. « Historiquement », le premier contrôle par hystérésis triphasé (Hystérésis bang-bang) considère, au niveau de sa commande, le convertisseur triphasé comme trois bras monophasés indépendants. Une solution à la dépendance entre ces trois grandeurs est de les transformer en deux grandeurs indépendantes. Selon la nature de la transformation, différents contrôles ont été proposés.

#### a. Hystérésis bang-bang

Ce contrôle par hystérésis triphasé [21] étend le contrôle d'un onduleur monophasé deux niveaux un bras, aux trois bras de l'onduleur triphasé deux niveaux. Les trois bras sont régis par la même règle : dès qu'une erreur  $\varepsilon_{i_k}$  dépasse sa bande, la fonction de commande du bras  $h_k$  commute d'où l'origine du nom de ce contrôle dit hystérésis bang-bang. La Figure 29 présente le schéma de principe du contrôle direct par hystérésis bang-bang.

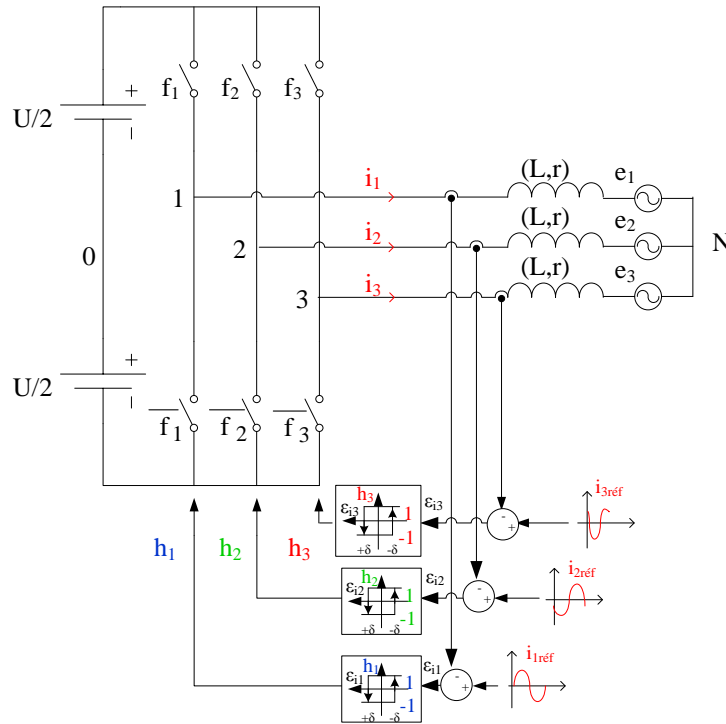
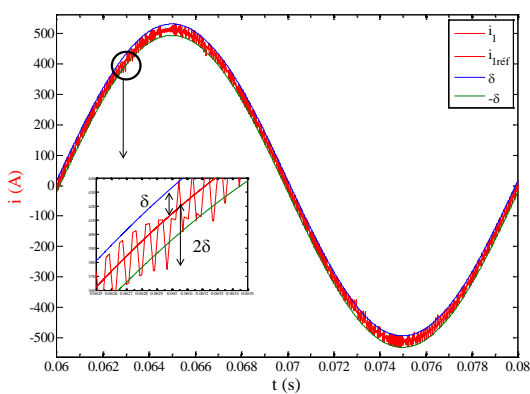


Figure 29: Schéma de principe du contrôle direct par hystérésis bang-bang

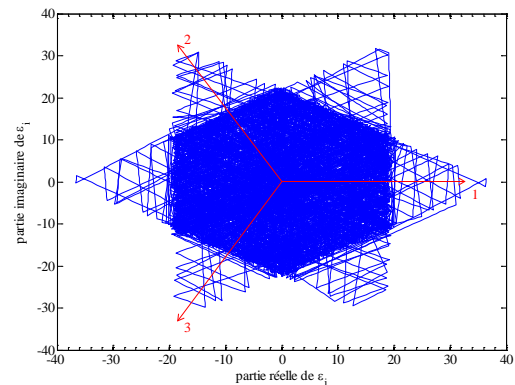
**Trois principaux inconvénients** de ce contrôle [22] sont mis en évidence dans les simulations qui suivent, effectuées dans le cadre de notre cahier des charges:

- **Présence de sorties de bande d'une erreur de deux fois la largeur de la bande d'hystérésis**

Les sorties de bande sont observables sur deux figures : la Figure 30 (a) représentant l'évolution temporelle du courant de la phase  $i_1$  (avec un THDi=3%) contenu dans sa bande d'hystérésis (de largeur  $\delta=18,6A$ ) et la Figure 30 (b) représentant l'évolution vectorielle des trois erreurs de phase  $\epsilon_i$ .



(a) En temporel pour le courant  $i_1$



(b) En vectoriel pour les trois erreurs  $\epsilon_i$

Figure 30: Contrôle direct par hystérésis bang-bang- Sorties de bande

La raison de ce dépassement a pour origine la relation de dépendance entre les trois courants de phases, comme le montre l'équation des erreurs (18)

$$\dot{i}_{1\text{réf}} + \dot{i}_{2\text{réf}} + \dot{i}_{3\text{réf}} = 0 \Rightarrow \varepsilon_{i_1} + \varepsilon_{i_2} + \varepsilon_{i_3} = 0 \quad (18)$$

Or les comparateurs à hystérésis imposent la relation suivante

$$-\delta < \varepsilon_{i_1} < \delta, \quad -\delta < \varepsilon_{i_2} < \delta, \quad -\delta < \varepsilon_{i_3} < \delta \quad (19)$$

La commutation d'un bras est réalisée à la base, sans considérer le comportement des deux autres phases. A cause de l'interaction entre phases, une commutation impacte naturellement sur l'évolution des trois erreurs simultanément. Il peut arriver qu'une erreur franchisse une bande et fasse commuter son bras. A la commutation suivante, liée à une autre phase, cette même erreur peut changer de pente et franchir de nouveau la même bande mais ne peut désormais plus commuter. Ceci est confirmé par la simulation présentée sur la Figure 31.

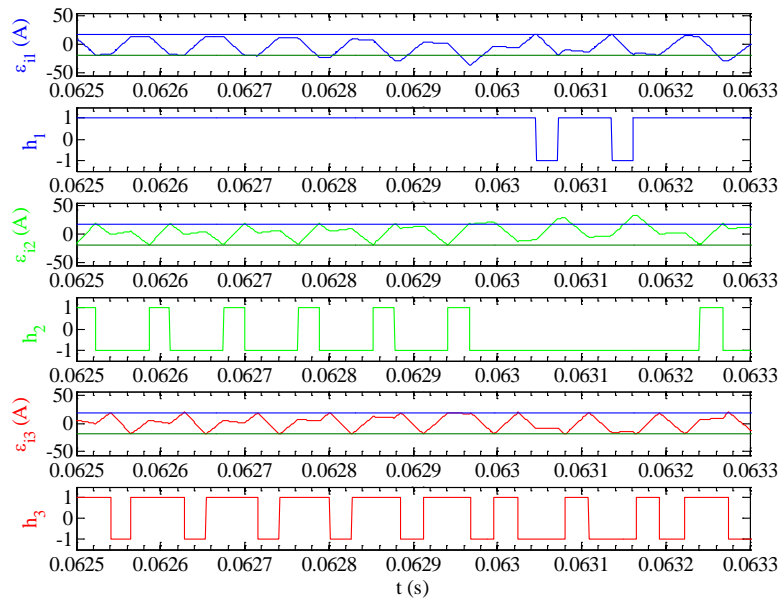


Figure 31: Sorties de bande de deux fois la largeur d'hystérésis

A partir de la relation (20) liant les erreurs entre elles:

$$\varepsilon_{i_1} = -\varepsilon_{i_2} - \varepsilon_{i_3} \quad (20)$$

Il est possible de se trouver dans les conditions (21), quand on n'a pas su maîtrisé les 3 phases simultanément :

$$-2\delta < \varepsilon_{i_1} < 2\delta, \quad -2\delta < \varepsilon_{i_2} < 2\delta, \quad -2\delta < \varepsilon_{i_3} < 2\delta \quad (21)$$

- **Nombre de commutations différent sur les 3 bras de l'onduleur par période réseau:**

Le deuxième inconvénient de ce contrôle par hystérésis bang-bang est un nombre de commutations entre phases différent comme le montre le Tableau 5 :

Nombre de commutations	
Bras 1	369
Bras 2	342
Bras 3	370

Tableau 5: Nombre de commutations par bras avec un contrôle direct par hystérésis bang-bang pour un THDi = 3%

- **Apparition d'un « cycle limite » (utilisation successive des 6 vecteurs non nuls)** [23] [24]

Lors des sorties de bandes liées au contrôle par hystérésis bang-bang il apparait des « cycles limites » définis comme des intervalles de temps répétés durant lesquels des successions de commutations rapides correspondant à l'enchaînement des six vecteurs de tension non nuls et présentés Figure 32. Sur cette figure, les trois erreurs de ligne et la succession de vecteurs d'état associés sont représentés.

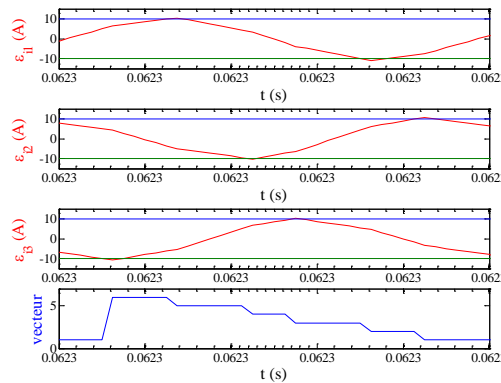


Figure 32: Apparition d'un cycle limite avec le contrôle direct par hystérésis bang-bang

**Synthèse :**

Ce contrôle fait évoluer l'erreur de phase  $\epsilon_{i_k}$  en agissant seulement sur l'état du bras  $h_k$  correspondant. Cela suppose que le seul paramètre agissant sur l'évolution de l'erreur  $\epsilon_{i_k}$  est la tension de phase  $v_{kN}$  associée. Or cette tension  $v_{kN}$  n'est pas fonction seulement de l'état du bras  $h_k$  associé, mais de l'état des trois bras d'après son expression (16). Le contrôle direct par hystérésis bang-bang néglige donc l'interaction des trois bras. Cette commande fonctionne, mais l'analyse de son fonctionnement montre certains points faibles. A chaque commutation, on espère avoir une action sur une seule erreur alors que le système agit simultanément sur les trois. Il apparait donc opportun de prendre en compte la dépendance des trois grandeurs de phase pour espérer mieux contrôler les 3 erreurs simultanément et observer alors les améliorations engendrées.

Quatre principales catégories de solutions bibliographiques basées sur les trois courants triphasés ont déjà été envisagées pour supprimer cette dépendance entre phase :

- La première catégorie sont les hystérésis triphasées avec détection du secteur [25] et [26] mais nécessitent des informations sur la charge.

- La deuxième, Deadbeat control [27], a besoin de connaître la tension du bus, les trois courants de charge et les f.e.m.
- La troisième est intitulée Delta Modulation et son principe est expliqué dans l'article [28] mais est moins bien adaptée que les stratégies par hystérésis dans un contexte de connexion au réseau d'un convertisseur imposant des contraintes particulières [29], [30].

De plus ces contrôles ne sont pas toujours évidents à appliquer aux structures multiniveaux [31]

### b. Contrôle de deux grandeurs diphasées indépendantes

Trois principales transformations mathématiques existent pour réaliser le passage de trois grandeurs  $x_k$  dépendantes à deux grandeurs indépendantes conduisant à trois familles de contrôles direct par hystérésis d'un onduleur triphasé. Ces trois outils sont la transformée de Clarke [32] (passage de  $x_1x_2x_3$  à  $x_\alpha x_\beta$ ), de Concordia [33], [34], [35], [36], [37], [38] (passage de  $x_1x_2x_3$  à  $x_\alpha x_\beta$ ) et de Park [39] [40][41][42][43][44][45][46][47] (passage de  $x_1x_2x_3$  à  $x_d x_q$ ). Les transformées de Clarke et de Concordia travaillent dans des repères diphasés fixes alors que la transformée de Park utilise un repère diphasé tournant. La transformée de Clarke est une transformation conduisant à un repère fixe orthogonal mais non orthonormée ce qui implique la conservation des amplitudes des grandeurs transformées mais pas de la puissance instantanée. Par opposition, la transformée de Concordia étant orthonormée, elle conserve les puissances. Ces trois transformations sont couramment utilisées pour la commande de machine électrique car le découplage des axes résultant de ces transformations permet de commander séparément le flux (grandeur magnétique) et le couple (grandeur mécanique) de la machine. Ces trois transformations conduisent à trois approches de commande selon la transformation appliquée. Leur principe est semblable dans le sens où elles nécessitent une étape de conversion de trois à deux grandeurs et une étape dite de stratégie de commutations déterminant la configuration d'interrupteur à imposer à l'onduleur basée sur des tables prédéfinies. Ces étapes sont communes, Figure 33, mais ne se réalisent pas de la même manière.

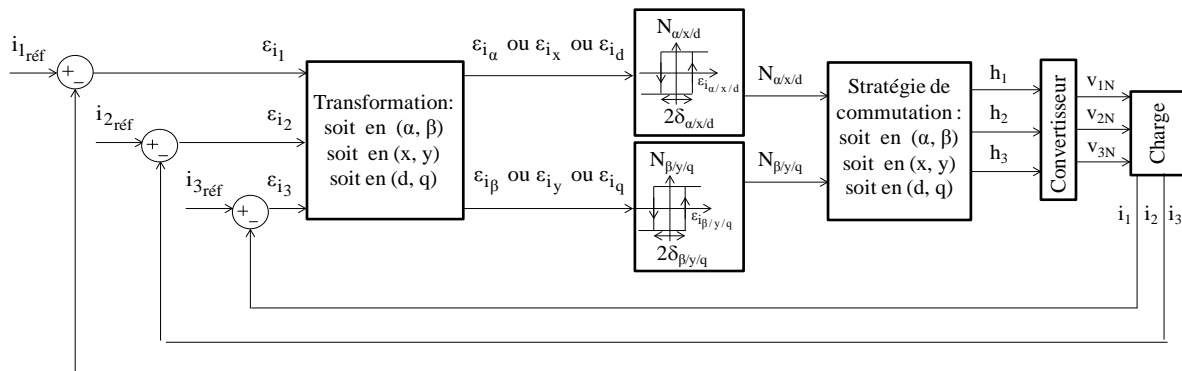


Figure 33: Schéma de principe des contrôles directs par hystérésis basés sur des courants diphasés



Les deux comparateurs à hystérésis apparaissant Figure 33 sont des comparateurs deux niveaux mais ils peuvent être à trois niveaux [25] ou multiniveaux [37]. Le passage de deux à trois niveaux n'entraîne pas d'amélioration des performances conséquentes [48] et ces comparateurs complexifient la structure de commande [37], [48]. La nature même de ces comparateurs peut être modifiée. Certains contrôles utilisent des comparateurs basés sur de la logique floue [49] [50] à la place des comparateurs à hystérésis. Les avantages de cette utilisation sont répertoriés dans la référence [51].

Un inconvénient de tous ces contrôles a été mis en évidence par des simulations effectuées avec ces stratégies appliquées à notre cahier des charges:

- **Déséquilibre entre phase**

Ces commandes engendrent, en raison de l'étape de transformation des courants, un déséquilibre entre les THDi des trois courants de ligne. Ces méthodes sont mal adaptées car elles conduisent à des systèmes non symétriques. Cet inconvénient se justifie à partir des formules de transformations répertoriées Tableau 6. Dans ces formules l'absence de composante homopolaire a pour origine une charge équilibrée c'est-à-dire une somme des trois courants nulle. La transformée de Park prend en compte l'évolution dans le temps en introduisant l'angle  $\theta$  défini comme l'angle entre l'axe (Od) et la phase 1.

$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$
Transformation de Clarke	Transformation de Concordia	Transformation de Park

Tableau 6: Système de transformation

L'illustration de ce déséquilibre entre les THDi est réalisée pour une stratégie de modulation ayant recours à la transformation de Concordia [52] adaptée à notre cahier des charges.

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} i_1$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_2 - i_3)$$

(22) Expression des courants à l'origine du déséquilibre en THDi entre phases

THDi (%)	
Bras 1	7.35
Bras 2	6.05
Bras 3	4.68

Tableau 7: Résultats du déséquilibre des THDi entre phase

Ce déséquilibre présent au niveau de l'ondulation des courants est observable sur la Figure 34 représentant l'évolution temporelle des courants de ligne ( $i_1, i_2, i_3$ ) sur une période mais également sur l'évolution des courants transformés ( $i_\alpha, i_\beta$ ).

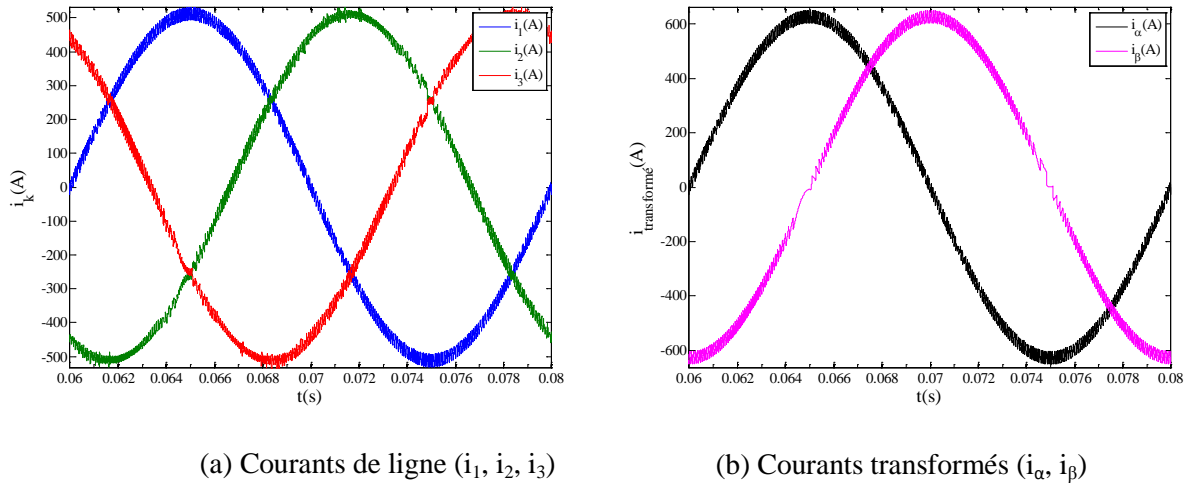


Figure 34: Évolution temporelle des courants

D'après l'équation (22), la bande d'ondulation de  $i_\alpha$  et de  $i_\beta$  est la même alors que les bandes de  $i_2$  et  $i_3$  sont « inconnues » mais plus fines que celle de  $i_1$  et dépendent du comportement de  $i_\beta$ . La conséquence de ces largeurs de bande différentes entre phases est un déséquilibre des ondulations des courants de ligne entre les différentes phases, observable sur les valeurs de THDi (Tableau 7).

Ce déséquilibre entre phases des transformations de trois à deux grandeurs nous invite à nous orienter vers des contrôles directs basés sur les trois grandeurs réelles pour éviter cet inconvénient de déséquilibre.

### c. Direct Power Control

Le DPC (Direct Power Control) est une stratégie basée sur le contrôle des puissances active ( $p_{inst}$ ) et réactive ( $q_{inst}$ ) instantanées d'un onduleur.  $p_{inst}$  se définit comme le produit scalaire du vecteur tension par le vecteur courant (23).

$$p_{inst} = v_{1N} \cdot i_1 + v_{2N} \cdot i_2 + v_{3N} \cdot i_3 \quad (23)$$

Quant à  $q_{inst}$ , il correspond au produit vectoriel de ces deux mêmes vecteurs (24).

$$q_{inst} = v_{1N} \cdot i_2 - v_{2N} \cdot i_1 + v_{2N} \cdot i_3 - v_{3N} \cdot i_2 + v_{3N} \cdot i_1 - v_{1N} \cdot i_3 \quad (24)$$

La comparaison de la valeur instantanée de ces puissances à leur référence conduit à deux erreurs définies comme l'erreur de puissance active ( $\varepsilon_p$ ) et l'erreur de puissance réactive ( $\varepsilon_q$ ). Une première méthode (dite DPC classique) consiste à conserver ces deux erreurs dans leur bande d'hystérésis, grâce à une table de commutation nécessitant comme autre information  $\theta_n$ , correspondant à la phase du vecteur tension réseau ( Figure 35).

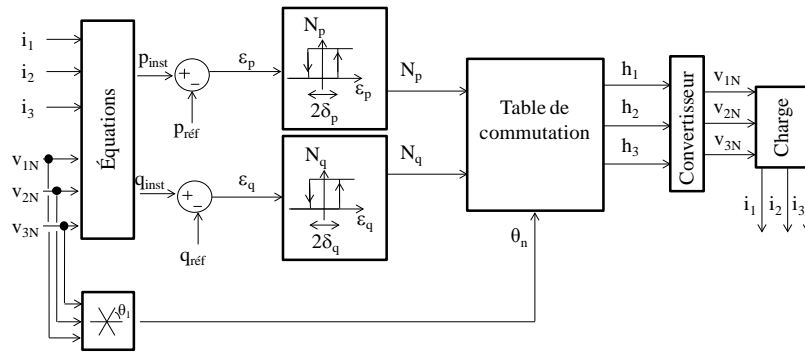


Figure 35: Schéma de principe du DPC classique

Le DTC (Direct Torque Control) [53], [54] a un fonctionnement basé sur le même principe que celui du DPC. La seule différence réside dans l'application du contrôle car seule la nature des grandeurs concernées change. Pour le DTC, il s'agit du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine, pour le DPC, ce sont les puissances actives et réactives du réseau triphasé.

La diversité des contrôles basés sur le principe du DPC s'explique par la multiplicité des tables de commutations [55], [56], [57], . La table de commutation des premières stratégies DPC divise le plan complexe en six secteurs ( $n=6$ ) [58],[59] pour définir les lois de commutations. Ce découpage s'avérant peu précis, des auteurs ont cherché à améliorer la précision du contrôle en travaillant avec douze secteurs [60], voire plus. A titre d'exemple, une stratégie à 12 secteurs a été simulée [61], illustrant ainsi le principe du DPC. Cette stratégie à été réalisée sous Matlab-Simulink<sup>®</sup> avec le cahier des charges fixé dans le cadre de ce rapport. Les résultats présentés correspondent toujours à un THDi = 3%, la largeur de bande d'hystérésis appliquée sur  $p_{inst}$  et  $q_{inst}$  étant la même. C'est le réglage de cette largeur de bande commune qui permet de fixer le THDI.

Le premier résultat est l'évolution temporelle des trois courants de phases, Figure 36.

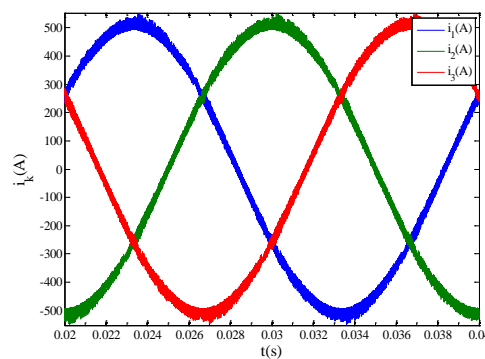


Figure 36: Evolution temporelle des trois courants de ligne pour un THDi=3%

**Un inconvénient** à ce contrôle est mis ici en évidence dans ces simulations:

- **Nombre de commutations des bras élevé**

L'inconvénient du contrôle basé sur une stratégie DPC est observable à partir du nombre de commutation de chaque bras sur une période pour un THDi = 3%, Tableau 8 (a). Sur ce tableau est ajouté pour comparaison les résultats de l'hystérésis bang-bang, Tableau 8 (b).

Nombre de commutation	
Bras 1	2472
Bras 2	2490
Bras 3	2478

(a) stratégie DPC

Nombre de commutation	
Bras 1	369
Bras 2	342
Bras 3	370

(b) hystérésis bang-bang

Tableau 8: Nombre de commutation de chacun des bras pour un THDi=3%

Ce Tableau 8 montre un nombre de commutations bien plus élevé pour la stratégie DPC [62] que pour l'hystérésis bang-bang. Ce nombre élevé de commutations résulte de l'objectif de la stratégie DPC qui est de contrôler la puissance active et réactive sans s'intéresser au fonctionnement de l'onduleur et donc aux pertes et perturbations induites. Ainsi, cette stratégie n'utilise pas les deux vecteurs nuls  $\bar{V}_7$  et  $\bar{V}_8$ . L'enchaînement des vecteurs sur un secteur présenté Figure 37 illustre cet inconvénient. Il en résulte ainsi des enchaînements de séquences conduisant à des doubles ou des triples commutations fréquentes. Cet inconvénient révélé Figure 37 montre que le passage de  $\bar{V}_1$  à  $\bar{V}_3$  entraîne deux commutations et celui de  $\bar{V}_3$  à  $\bar{V}_6$ , trois commutations instantanées. Pour justifier du nombre de commutations aussi important entre la stratégie DPC et l'hystérésis bang-bang, la Figure 38 représentant l'enchaînement des vecteurs de l'hystérésis bang-bang sur le même intervalle de temps que celui de la stratégie DPC, Figure 37 est ajoutée.

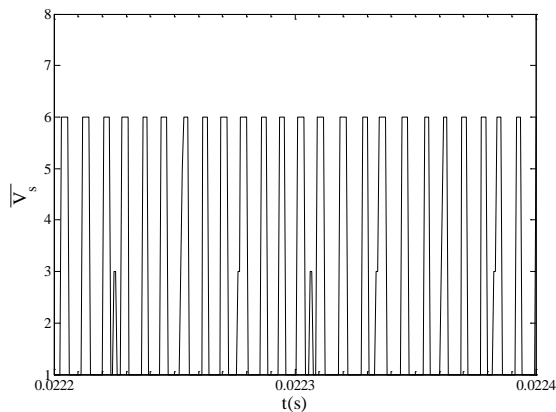


Figure 37: Illustration des doubles et triples commutations du DPC

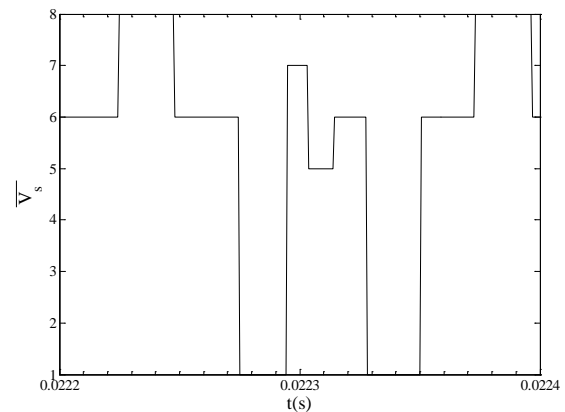


Figure 38: Enchaînement des vecteurs pour l'hystérésis bang-bang

En conclusion, le DPC est, tel quel, déconnecté des contraintes de commutation de l'électronique de puissance cherchant à limiter les pertes et les perturbations créées par l'onduleur. Il permet par contre un contrôle symétrique des 3 phases.

#### d. Model Predictive Control

Une autre catégorie de contrôle d'un onduleur basée sur un modèle explicite de la charge (Model Predictive Control) [31],[63][64] peut être aussi envisagée.

Le principe du MPC est présenté [65] et rappelé [66] brièvement :

- Prédire les valeurs futures pour chaque état du système à chaque pas d'échantillonnage
- Définir une « fonction objectif » pour déterminer le critère conduisant à choisir l'action du contrôle approprié
- Choisir l'état du système minimisant cette « fonction objectif »

Ce contrôle (MPC) est donc un problème d'optimisation. Les inconvénients du MPC répertoriés [67] sont donc :

- Nécessité de connaître les paramètres du modèle pour implémenter le contrôle [68] [69]
- Mauvaise dynamique et problème de stabilité (calcul prédictif) [70]
- Temps de calcul important pour résoudre le problème d'optimisation en temps réel conduisant aux solutions impliquant des DSP (Digital Signal Processor) de grande qualité et donc onéreux
- Grande fréquence d'échantillonnage pour la précision du contrôle [71]

Ce contrôle ne répond donc pas aux exigences de simplicité que l'on s'est imposé pour le contrôle recherché.

#### e. Contrôles particuliers

D'autres contrôles sont présents dans la littérature et découlent de domaines tels que les mathématiques et l'automatique appliqués à l'électronique de puissance :

- La technique de contrôle basée sur la fonction Lyapunov [72] présente deux inconvénients significatifs répertoriés [73]: la complication significative de la procédure de contrôle et la nécessité d'inclure de nombreux composants.
- La méthode de trajectory tracking [74][75] nécessite quant à elle, une méthode d'identification des paramètres du modèle pour être réalisée.
- Le Sliding mode control [76] [77] [78] [79] est utilisé pour la commande de système non linéaire et les systèmes ayant des modèles imprécis.
- Le PCPC (projected cross point control) [80], méthode assez complexe, a été introduite en monophasé. Son extension au triphasé n'est donc pas envisagée comme une solution concurrente aux contrôles existants.

- Enfin, en alternative aux correcteurs existants mais sans changer la commande en soit, le **Contrôle par logique floue** [81] peut permettre de remplacer les correcteurs PI quand les paramètres de charges sont inconnus ou difficile à décrire mathématiquement, alors que le **Neural network** [82], [83] peut éviter des calculs en ligne.

### III. Conclusion

Pour réaliser le contrôle des trois courants de ligne d'un onduleur triphasé deux niveaux, la contrainte d'interaction entre phases est prise en compte par le contrôle indirect par MLI en n'utilisant que deux références de courant. Pour le contrôle direct par hystérésis, il apparait nécessaire de mieux la prendre en compte dans sa stratégie de contrôle (Figure 39).

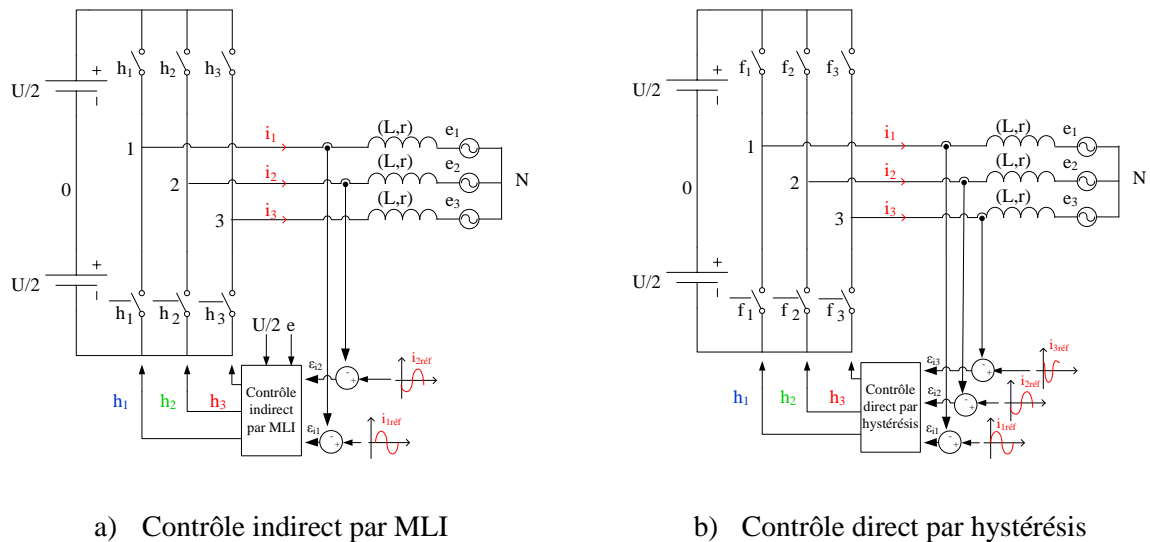


Figure 39: Contrôle des courants d'un onduleur triphasé deux niveaux

Le contrôle indirect par MLI est :

- simple à mettre en œuvre
- optimisé par l'exploitation de ses degrés de liberté
- efficace en termes de conversion énergétique
- généralisable aux structures multiniveaux

A l'heure actuelle, le contrôle direct par hystérésis n'est pas aussi bien formalisé en Génie Electrique que les commandes développées dans le cadre des contrôles indirect par MLI. Un onduleur triphasé ne peut pas être considéré comme trois onduleurs monophasés. L'hystérésis bang-bang a montré qu'une interaction entre phase existait et devait être pris en compte dans le contrôle pour améliorer son comportement. Quant aux contrôles directs utilisant la transformée de Concordia, de

Clarke et de Park, le déséquilibre du nombre de commutations entre bras dû à l'emploi de ces transformations suggère d'élaborer des contrôles basés sur trois grandeurs réelles (courants de lignes) pour éviter cet inconvénient. Les stratégies de type DPC, bien qu'équilibrées entre phases, sont peu performantes vis-à-vis du fonctionnement des convertisseurs compte tenu des tables de commutations utilisées.

Ainsi, le couplage entre phases, et le fait de travailler sans transformation diphasée des trois courants nous a conduit à introduire une nouvelle famille de contrôle direct par hystérésis triphasé prenant en compte à la fois les notions de couplage entre phase, mais aussi les contraintes propres à l'électronique de puissance. L'objectif est d'observer et comparer ces modes de commandes relativement aux contrôles existants au travers de leurs performances et de leur comportement électrique, ces solutions devant rester simples à implanter.





**CHAPITRE 2 : Contrôle direct par Hystérésis des courants de  
ligne (HL) à commutation unique**



Ce chapitre développe des contrôles directs basés sur le contrôle par hystérésis des trois courants de ligne (HL, pour hystérésis ligne) en prenant en compte l'interaction des trois bras grâce à l'introduction de règles de commande les plus simples possibles, en vue d'une implantation simple et efficace. De la même façon qu'une stratégie indirecte ne peut appliquer la bonne tension moyenne triphasée en une seule commutation, et doit donc travailler sur un moyennage de différents états pour obtenir un bon comportement global du dispositif ( cycle de fonctionnement d'une stratégie MLI), il est en de même pour les stratégies directes. Aussi, si on ne peut contrôler simultanément les trois erreurs, il serait souhaitable de pouvoir bâtir des stratégies qui agissent de manière régulière et cyclique afin de contrôler ces erreurs de façon plus structurée, donc autrement que par des tables de modulation prédéfinies. Cette orientation découle des enseignements et observations présentés dans la partie précédente sur les contrôles directs par hystérésis bibliographiques. Cela se fera par des choix et hypothèses sur les stratégies de modulation proposées, adaptés à la charge considérée et aux contraintes énergétiques de l'Electronique de Puissance.

## I. Principes généraux de l'HL

Pour contenir les trois erreurs des courants de ligne  $\varepsilon_{i_k}$  dans leur bande d'hystérésis (égale à  $2\delta_i$  pour les trois phases), la commande doit, à l'instant où une erreur franchit l'une de ses bandes  $+\delta_i$  ou  $-\delta_i$ , déterminer la configuration d'interrupteur à appliquer sur l'onduleur de façon à faire converger cette erreur vers zéro. De fait, le contrôle surveille ces trois grandeurs et agit au coup par coup pour maintenir du mieux possible celles-ci dans leurs bandes d'hystérésis. Cet objectif est illustré Figure 40 :

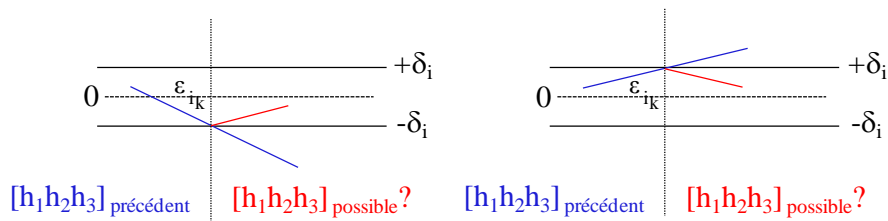
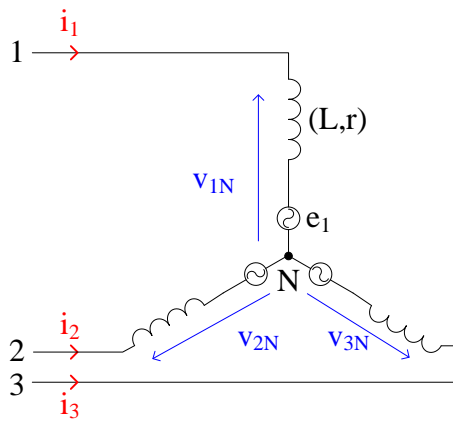


Figure 40: Objectif du contrôle direct par hystérésis triphasé multiniveaux

### I.1 Définition de l'HL

Pour réaliser cet objectif, il faut être capable de changer l'évolution de l'erreur du courant de ligne  $\varepsilon_{i_k}$ . Il a déjà été montré d'après l'équation de l'erreur de courant de ligne que le seul paramètre commandable agissant sur l'évolution de  $\varepsilon_{i_k}$  était la tension de phase  $v_{kN}$ . La Figure 41 définit les trois tensions de phase  $v_{1N}$ ,  $v_{2N}$  et  $v_{3N}$  et rappelle pour chacune leur expression.



$v_{1N} = \left( \frac{2}{3}h_1 - \frac{1}{3}h_2 - \frac{1}{3}h_3 \right) \times \frac{U}{2}$
$v_{2N} = \left( -\frac{1}{3}h_1 + \frac{2}{3}h_2 - \frac{1}{3}h_3 \right) \times \frac{U}{2}$
$v_{3N} = \left( -\frac{1}{3}h_1 - \frac{1}{3}h_2 + \frac{2}{3}h_3 \right) \times \frac{U}{2}$

Figure 41: Définition des tensions de phase  $v_{kN}$

Tableau 9: Expressions des  $v_{kN}$

A partir des formules du Tableau 9, il est possible de calculer pour chaque configuration d'interrupteur les trois tensions de phase (Tableau 10). A chaque configuration est associée un vecteur  $\bar{V}_s$  représenté dans le plan complexe Figure 42 .

$h_1h_2h_3$	$v_{1N}$	$v_{2N}$	$v_{3N}$	$\bar{V}_s$
[1-1-1]	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\bar{V}_1$
[11-1]	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\bar{V}_2$
[-11-1]	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\bar{V}_3$
[-111]	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\bar{V}_4$
[-1-11]	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\bar{V}_5$
[1-11]	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\bar{V}_6$
[-1-1-1]	0	0	0	$\bar{V}_7$
[111]	0	0	0	$\bar{V}_8$

Tableau 10: Calcul des  $v_{kN}$  pour chaque configuration

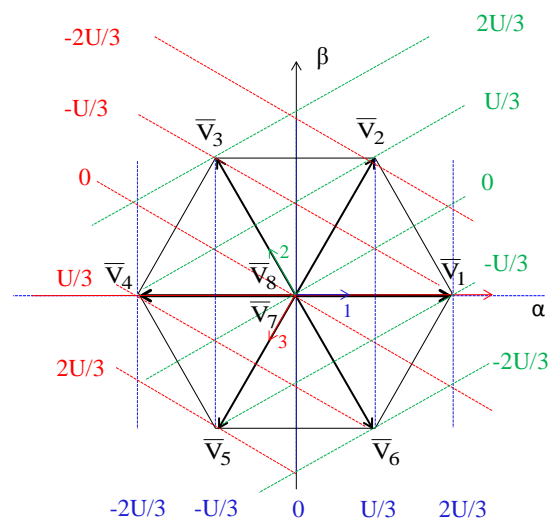


Figure 42: Représentation vectorielle des tensions de phase  $v_{kN}$

La Figure 42 confirme la symétrie de rotation de  $120^\circ$  entre phase. Cette symétrie permet de limiter l'étude à la phase 1. La Figure 43 représente les valeurs de  $v_{1N}$  selon les états de commande de l'onduleur (projection de  $\bar{V}_s$  sur l'axe  $\alpha$ ).

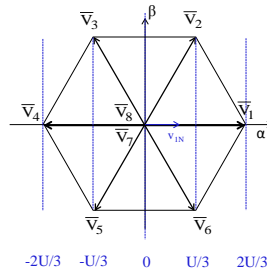


Figure 43: Valeur de  $v_{1N}$  pour chaque vecteur

La Figure 43 rappelle que la tension de phase  $v_{1N}$  ne peut être égale qu'à cinq niveaux de tension, deux extrêmes  $[-2U/3; 2U/3]$ , deux intermédiaires  $[-U/3; U/3]$  et un nul  $[0]$ . La valeur des niveaux de tension de  $v_{1N}$  influence l'évolution de l'erreur  $\varepsilon_{i_1}$  de la phase 1. A partir de ces niveaux de tension, il faudra choisir le vecteur à appliquer en fonction de règles à définir.

## I.2 Convergence de l'HL

Pour assurer la convergence de l'erreur  $\varepsilon_{i_k}$  dès qu'elle franchit sa bande, il faut être capable d'inverser son évolution c'est-à-dire changer le signe de sa dérivée définie équation (25). La dérivée de l'erreur  $\varepsilon_{i_k}$  est égale à la différence entre la dérivée du courant de référence ( $di_{k\text{réf}}/dt$ ) et de celle du courant de ligne ( $di_k/dt$ ).

$$\frac{d\varepsilon_{i_k}}{dt} = \frac{di_{k\text{réf}}}{dt} - \frac{di_k}{dt} \quad (25)$$

Puisque  $i_{k\text{réf}}$  peut être supposé constant entre deux commutations et est fixé par la puissance apparente à transiter par l'onduleur, on ne peut agir que sur la dérivée du courant de charge ( $di_k/dt$ ). L'expression simplifiée de la dérivée du courant de charge ( $di_k/dt$ ) est fournie équation (26). Cette équation est donnée ici en négligeant la résistance interne de l'inductance :

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{v_{kN} - e_k}{L} \quad (26)$$

L'évolution du courant de ligne  $i_k$  dépend donc de la différence entre la tension de phase ( $v_{kN}$ ) appliquée et la f.e.m associée ( $e_k$ ). Ces niveaux de tension et f.e.m sont représentés Figure 44.

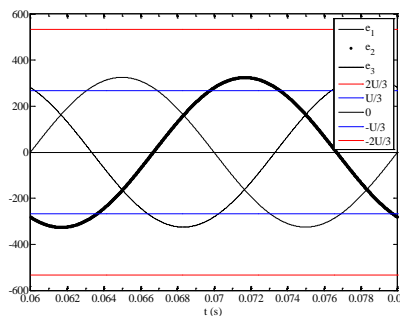


Figure 44: Niveaux de tension de phase  $v_{kN}$  et f.e.m  $e_k$  selon le cahier des charges

La valeur de la tension  $U$  a été définie dans le cahier des charges de façon à pouvoir produire un fondamental de tension  $v_{k0}$  suffisant sur les trois phases avec l'onduleur, et pouvoir ainsi appliquer aux bornes de chaque inductance une tension induisant la création du fondamental du courant de référence. La Figure 44 illustre que naturellement, pour les trois niveaux de tension intermédiaires  $[0$  et  $\pm U/3]$ , la pente du courant ne pourra pas toujours être contrôlée par l'utilisation de ces niveaux.

Par contre, la présence des deux niveaux de tension extrêmes  $[\pm 2U/3]$ , assurera la convergence du courant de chaque phase vers la référence (relations (27) et (28)) au moment de la sortie de bande. Les états ayant des tensions de phase égales à l'un de ces deux niveaux extrêmes permettent d'assurer systématiquement une convergence de l'erreur d'un courant vers zéro:

$$\frac{d\varepsilon_{ik}}{dt} = \left[ \frac{di_k(v_{kN} = +\frac{2U}{3})}{dt} \right] - \frac{di_{kréf}}{dt} > 0 \Rightarrow \varepsilon_{ik} \uparrow \quad (27)$$

$$\frac{d\varepsilon_{ik}}{dt} = \left[ \frac{di_k(v_{kN} = -\frac{2U}{3})}{dt} \right] - \frac{di_{kréf}}{dt} < 0 \Rightarrow \varepsilon_{ik} \downarrow \quad (28)$$

Les vecteurs ayant une tension de phase  $v_{kN} = -2U/3$  ( $+2U/3$ ) impliquent que l'erreur en courant diminue (augmente) obligatoirement ne pouvant donc pas franchir sa bande supérieure  $+\delta_i$  (inférieure  $-\delta_i$ ).

La Figure 45 résume l'impact de ces niveaux de tension sur la convergence de l'erreur 1 en représentant les cinq dérivées possibles du courant de phase 1 associées aux cinq niveaux de tension possible et la dérivée du courant nominal de phase 1 de référence.

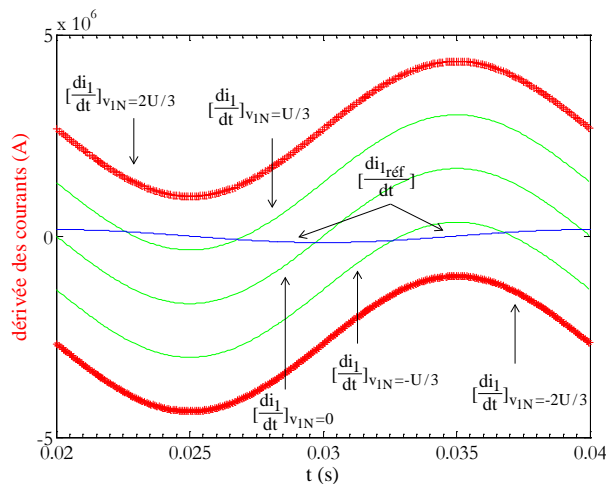


Figure 45: Dérivée du courant de phase 1 selon la valeur de  $v_{kN}$  et dérivée du courant de référence nominal

On observe bien sur cette figure que la dérivée du courant de ligne 1 croise celle de la dérivée du courant de référence (bleu) pour trois niveaux de tension  $[0 ; \pm U/3]$  (vert), alors que ce n'est pas le cas pour la dérivée du courant de charge 1 associé aux deux niveaux de tension extrêmes  $[\pm 2U/3]$  (rouge).

L'objectif initial est de construire des règles de modulation les plus simples possibles et facilement implantables sur des composants numériques à cout réduit. On a donc choisi de ne pas prendre en compte la valeur de la dérivée des courants de référence et de la f.e.m. pour définir la loi de commande (approximation). Le fait de ne pas considérer ces deux paramètres implique forcément un contrôle de l'évolution des erreurs non optimal qui pourra se traduire par des sorties de bande, du fait de cette restriction.

*On verra que, malgré cette limitation, les sorties de bande seront maîtrisées et les courants contrôlés dans la plupart des stratégies de modulation mises en place par la suite.*

### **I.3 Principe de base de la modulation : approche par niveau de tension**

La plupart des lois de commande par hystérésis appliquées aux onduleurs triphasés font appel à des tables de modulation sans réelle explication sur leur construction et sur le choix des états du convertisseur à chaque changement d'état, en cas de multiples choix possibles.

Notre approche est différente. Le contrôle du convertisseur est basé sur **la connaissance de l'état actuel de ce dernier**. L'état du convertisseur va devoir changer lorsque l'une des erreurs sur les courants de ligne atteint sa bande. Ce changement d'état prend en compte *l'état initial du convertisseur* et la demande de la commande par hystérésis (faire croître ou décroître le courant d'une phase donnée). *De fait, ces principes pourront après être étendus à d'autres structures et d'autres charges.*

Une distinction doit être faite entre l'instant avant et après la commutation. Un langage approprié est par conséquent introduit pour la suite:

- La grandeur de commande appliquée avant la commutation sera nommée **grandeur précédente**. C'est là l'une des « particularités » des commandes qui vont être proposées en comparaison de celle présentes dans la littérature. On prendra comme entrée pour la commande l'état précédent du convertisseur.
- La grandeur pouvant être appliquée (envisageable) au moment de la commutation (potentiellement solution) sera dite **grandeur possible**
- La grandeur réellement appliquée à l'onduleur parmi les grandeurs possibles sera dite **grandeur solution**. Elle dépendra des choix de stratégies développées dans la suite du manuscrit.

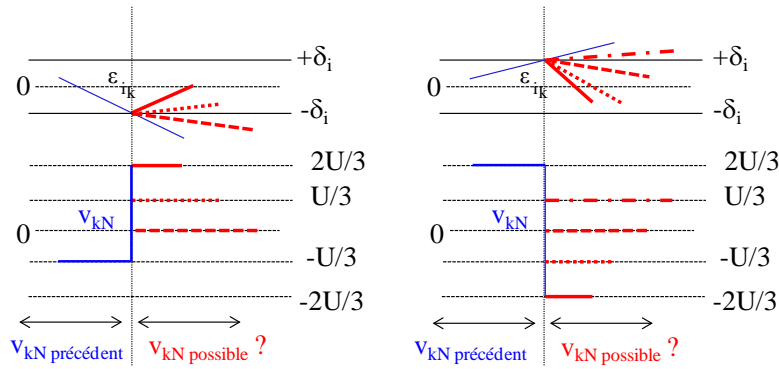


Figure 46: Exemple d'évolution d'erreur et de tension de phase  $v_{kN}$

Du fait de la symétrie de comportement de l'erreur quand elle atteint sa bande supérieure ( $+\delta_i$ ) ou inférieure ( $-\delta_i$ ), l'étude peut se limiter au cas où l'erreur  $\epsilon_{i_1}$  franchit sa bande supérieure  $+\delta_i$ .

**principe général:** quand l'erreur sur le courant  $i_k$  atteint une de ses bandes ( $+\delta_i$  ou  $-\delta_i$ ) on tente alors de refaire converger l'erreur  $\epsilon_{i_k}$  en incrémentant ou décrémentant le niveau de la tension de  $v_{kN}$  selon que l'on a atteint la bande positive ou négative. Comme on connaît l'état initial de  $v_{kN}$  (état actuel du convertisseur), on sait quels états du convertisseur permettent de décrémenter le niveau de tension de  $v_{kN}$  et espérer agir sur la pente du courant réel pour au moins atténuer cette divergence, et le plus souvent la faire converger.

### Exemple sur la phase 1

L'exemple se positionne dans le cas où  $v_{1N}$  doit diminuer suite à la saturation de l'erreur sur cette phase 1. On liste ici tous les cas en prenant en compte tous les vecteurs précédents possibles. Ces configurations possibles sont répertoriées Figure 47.

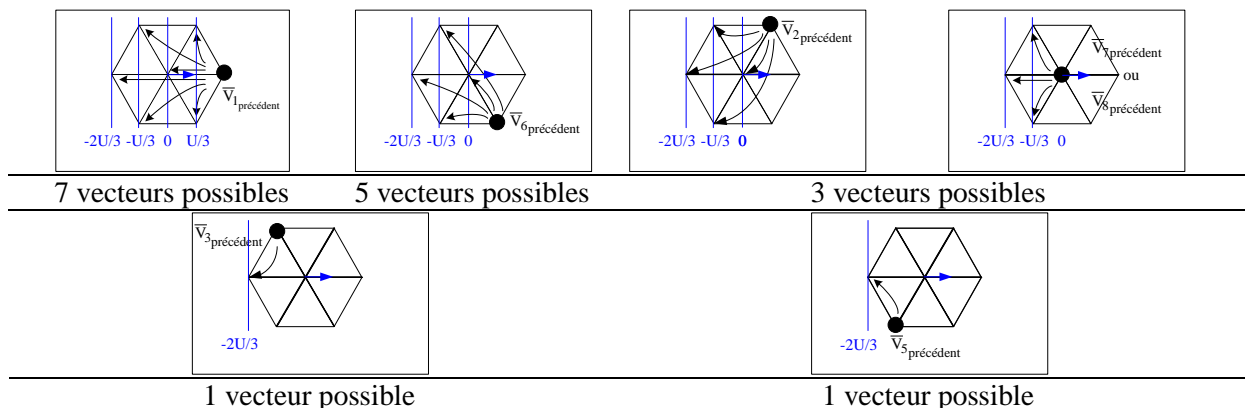


Figure 47: Nombre de vecteurs possibles  $v_{1N}$  dans le cas où  $v_{1N}$  doit diminuer, selon son état initial

Le cas où  $\bar{V}_4$  est considéré comme vecteur précédent n'est pas représenté Figure 47 car avec le cahier des charges,  $\epsilon_{i_1}$  ne peut franchir sa bande supérieure  $+\delta_i$ . Sa tension de phase  $v_{1N}$  étant égale à -



$2U/3$ , l'erreur en courant diminue obligatoirement ne pouvant donc pas franchir sa bande supérieure  $+\delta_i$ . La Figure 47 révèle que quand une bande est atteinte, il existe au minimum une configuration possible, et au maximum sept (deux vecteurs nuls).

En résumé, le principe général se base sur la connaissance de trois grandeurs pour tenter d'assurer la convergence d'une erreur vers zéro :

- l'indice de phase  $k$  de l'erreur indique quelle est la tension de phase à faire évoluer en priorité
- la nature de la bande atteinte ( $+\delta_i$  ou  $-\delta_i$ ) sur la phase  $k$  spécifie le sens d'évolution de cette tension
- le niveau de tension précédant la commutation ( $N[v_{kN}]_{\text{précédent}}$ ) permet d'envisager les niveaux de tension potentiellement solution ( $N[v_{kN}]_{\text{possible}}$ )

Toutes ces étapes sont récapitulées Figure 48 sous deux formes :

- la forme détaillée par un bloc dont le contenu apparaît Figure 48 (a), dans le cas seulement de la phase une pour clarifier les explications
- la forme simplifiée Figure 48 (b) synthétisant les étapes détaillées de la Figure 48 (a)

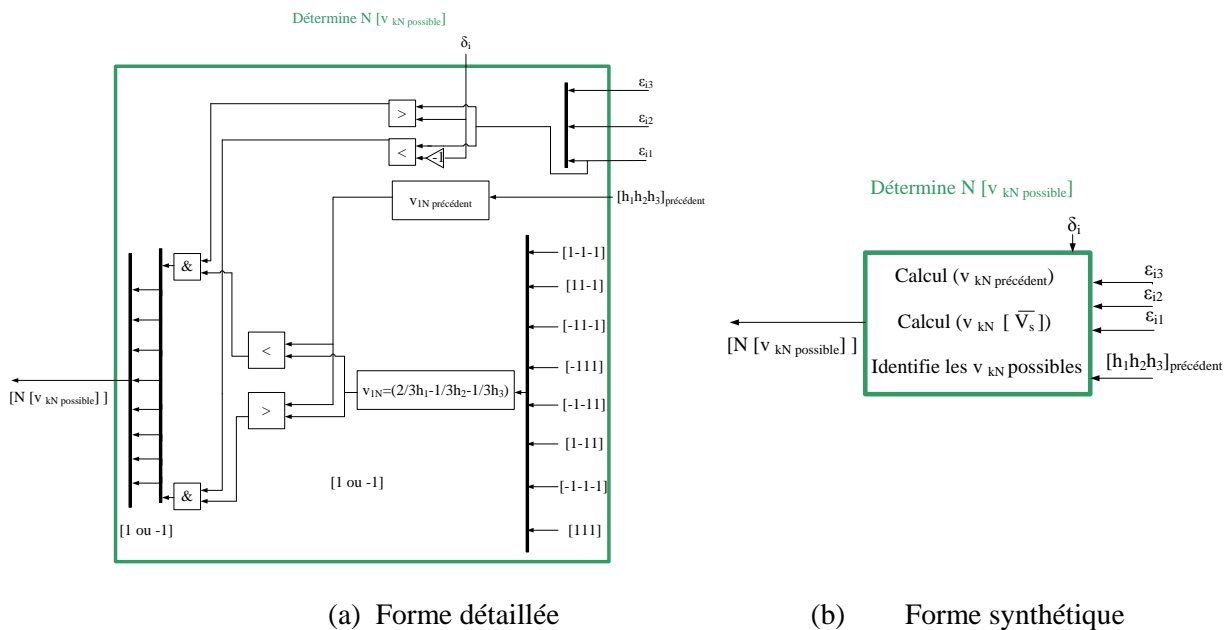


Figure 48: Détail du bloc intitulé : « Détermine  $N[v_{kN}]_{\text{possible}}$  »

Ce bloc (en vert) s'insère dans le schéma de principe de ce contrôle Figure 49, la forme détaillée (Figure 48 (a)) se complète des deux autres phases dans la structure complète de contrôle.

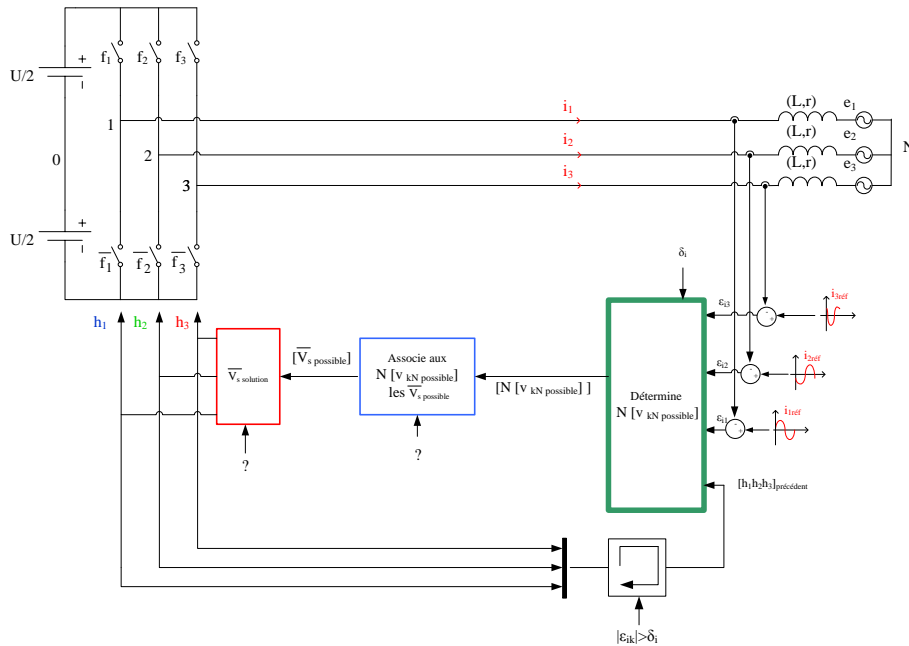


Figure 49: Schéma de principe du contrôle direct par HL

Les deux autres blocs du schéma de principe de ce contrôle seront complétés par la suite en appliquant des règles de fonctionnement liées au convertisseur. La démarche expliquant le contrôle direct par HL, entamée jusqu'à présent a été générale dans le sens où aucun choix n'a encore été effectué.

Dorénavant des choix vont être faits dans l'objectif d'élaborer un contrôle limitant le nombre de commutations et leurs effets néfastes : pertes par commutation et perturbations CEM. L'objectif de réduction des pertes par commutation conduit à une démarche originale comparée à celles des contrôles bibliographiques. L'originalité repose sur la considération globale de l'onduleur plutôt que celle locale limitée à la convergence de la grandeur contrôlée, issue de la littérature.

## I.4 Stratégie à commutation unique

Le nombre de configurations possibles peut être restreint en intégrant, dans la démarche de choix d'une configuration solution, l'objectif de réduction des pertes par commutations. On restreint le choix des solutions possibles à celles qui ne provoquent qu'une commutation de l'un des trois bras :

### *règle n°1: commutation unique*

*Quand l'erreur sur le courant  $i_k$  atteint une de ses bandes ( $+\delta_i$  ou  $-\delta_i$ ) on tente alors de faire converger l'erreur  $\varepsilon_{i_k}$  en incrémentant ou décrémentant la tension  $v_{kN}$  selon que l'on a atteint la bande positive ou négative. Comme on connaît l'état initial de  $v_{kN}$  (état actuel du convertisseur), on sait quels sont les états du convertisseur accessibles **par une seule commutation** et pouvant agir sur la pente du courant réel pour au moins atténuer cette divergence, et le plus souvent la faire converger.*

Illustration pour la phase 1 :

En prenant en compte toutes les solutions de configurations possibles, le changement de vecteur peut entraîner d'une à trois commutations des bras simultanées. Dans l'objectif de construire des commandes minimisant les pertes par commutation, la condition d'une seule commutation de l'un des trois bras entre la configuration précédente et celle possible est à présent imposée. Figure 50 compare dans les mêmes conditions, le nombre de vecteurs possibles sans et avec la condition d'une commutation de l'un des trois bras. L'impact de cette condition conduit à un nombre de vecteurs possibles plus restreint que sans cette condition.

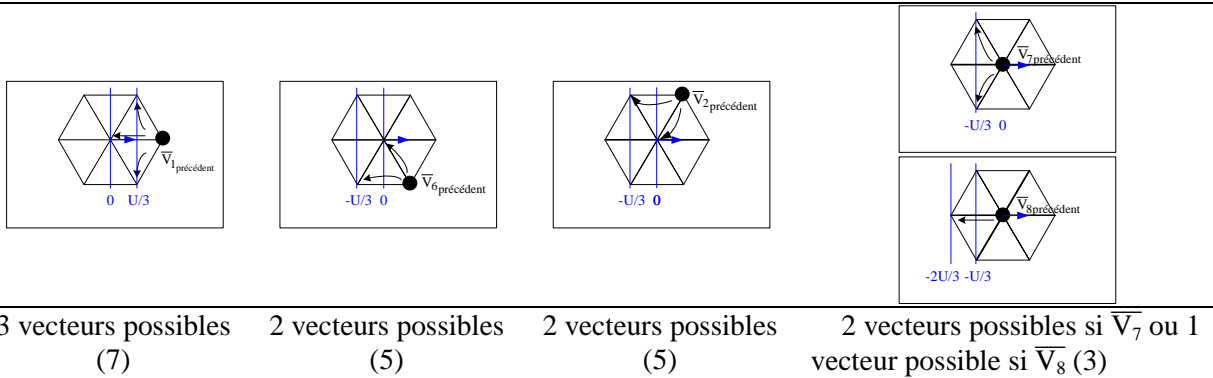


Figure 50: Nombre de  $\vec{V}_s$  possibles avec commutation unique (sans commutation unique)

Imposer une seule commutation de l'un des trois bras équivaut à limiter l'amplitude des sauts de niveaux de tension [84] (définis comme la différence entre le niveau de tension de la configuration précédente et celui de celle possible). Ce principe est introduit dans le schéma-bloc de la commande (Figure 51). Limiter ces sauts revient également à limiter la valeur de la pente de l'erreur de phase, c'est-à-dire ralentir l'évolution de cette erreur, repoussant ainsi la prochaine commutation de la phase concernée. On peut espérer « ralentir » le besoin de commuter, et donc limiter ces pertes.

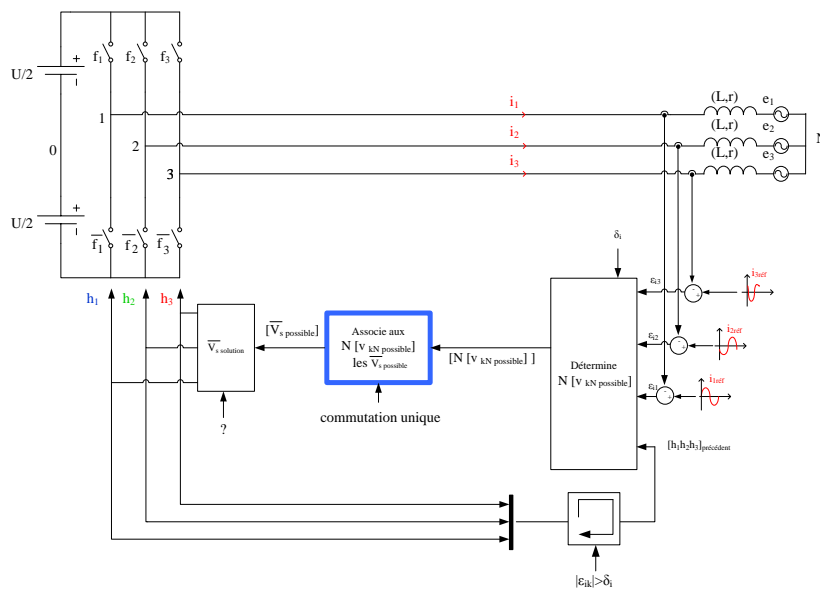


Figure 51: Contrôle direct à commutation unique par HL

A présent, le nombre de configurations d'interrupteurs possibles se limite à trois, deux ou un selon l'état initial. Dans le cas où plus d'une configuration est envisageable comme potentiellement solution à la convergence de l'erreur, un critère doit être défini pour déterminer la solution finale à appliquer à l'onduleur.

### **Complément à la règle n°1: convergence des erreurs**

Si la convergence de l'erreur n'est pas assurée par la règle n°1 du fait d'une tension appliquée sur la phase considérée de valeur insuffisante, la règle 2 va permettre de traiter ces cas particuliers. Celle-ci intervient pour prendre en compte l'incertitude de la convergence immédiate de l'erreur de cette phase du fait des hypothèses simplificatrices et de la règle de commutation unique introduite précédemment.

**règle n°2 :** *Dans le cas où l'état choisi par la commutation précédente n'a pas permis de faire converger l'erreur considérée, la commande attend qu'un autre courant de ligne atteigne une de ses bandes pour commuter à nouveau l'onduleur. La commande cherche alors une configuration de l'onduleur agissant si possible dans le bon sens pour les deux tensions de phase concernées par les courants hors bande. Si les deux évolutions de tension ne peuvent être assurées simultanément, la priorité est donnée à la phase où l'erreur est en valeur absolue maximale.*

Cette règle est appliquée dans les commandes qui vont suivre lors des sorties de bande. Ceci permettra de limiter leur durée. Une variante à la règle n°2 aurait pu être de tolérer si nécessaire la commutation de deux bras afin d'assurer absolument l'évolution demandée des deux tensions concernées par les deux sorties de bande. Cette « règle 2 bis », ayant une démarche allant à l'encontre de l'objectif initial de réduction des pertes silicium, ne sera appliquée que pour un cas particulier précisé par la suite :

**Règle 2 bis :** *Dans le cas où l'état choisi par la commutation précédente n'a pas permis de faire converger l'erreur considérée, la commande attend qu'un autre courant de ligne atteigne une de ses bandes pour commuter à nouveau l'onduleur. La commande cherche alors une configuration de l'onduleur agissant dans le bon sens pour les deux tensions de phase concernées par les courants hors bande. Si les deux évolutions de tension ne peuvent être assurées simultanément avec une seule commutation, deux commutations seront appliquées simultanément sur l'onduleur.*

## **I.5 Synthèse**

Cette partie nous a permis d'établir les règles générales de fonctionnement de la modulation limitant le nombre de solutions :

- Une seule commutation du convertisseur à chaque saturation de bande
- choix des états accessibles et intéressants pour espérer la convergence de l'erreur
- convergence des erreurs assurée par les règles 1 et 2

A partir de cette approche générale, le nombre de configurations d'interrupteurs possibles se limite à trois, deux ou un. Dans le cas où plus d'une configuration est envisageable comme potentiellement solution à la convergence de l'erreur, un *critère doit être défini* pour déterminer la « configuration solution » à appliquer à l'onduleur. La définition de ce critère constitue un degré de liberté de la commande proposée. Ce critère dans notre cas doit s'inscrire dans l'objectif de réduction des pertes par commutations de l'onduleur et est développé dans la partie suivante.

## II. Stratégies à limitation de pertes HL

Trois pistes ont principalement été envisagées pour aboutir à une solution unique au niveau de la modulation HL. Ceci conduit ici à trois stratégies de modulation distinctes, sachant que d'autres pistes ont été explorées.

- Choix 1 : priorité à la commutation du bras traversé par le courant le plus faible.
- Choix 2 : blocage prolongé du bras traversé par le courant maximal en valeur absolue s'inspirant du contrôle indirect par MLI Flat Top.
- Choix 3 : prise en compte de toutes les erreurs de courant à chaque commutation pour essayer de diminuer le nombre de commutations

Le schéma de principe du contrôle direct par HL complété de ce critère à définir (bloc rouge) est défini sur la Figure 52:

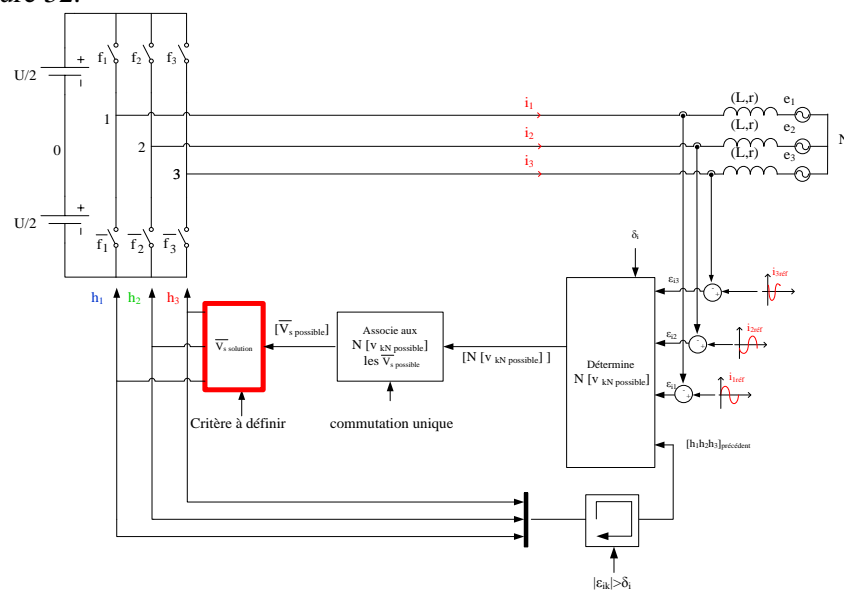


Figure 52: Principe de fonctionnement du contrôle direct par HL

Cette partie présente ces trois stratégies, décrit leur fonctionnement et les compare par rapport aux stratégies de référence. Afin de constater les améliorations ou les inconvénients de chaque contrôle, ces comparaisons sont faites à même THDi (3%). Cette valeur de THDi est réglée pour le contrôle indirect par MLI en ajustant la fréquence de découpage et pour le contrôle direct par hystérésis en jouant sur la largeur de bande d'hystérésis.

## II.1 Stratégie à courant commuté minimum-HL Imin

Le premier critère introduit pour réduire les pertes par commutation consiste à commuter systématiquement le bras traversé par le courant le plus faible parmi les configurations d'interrupteurs possibles (deux ou trois) à chaque demande de commutation.

### II.1.1 Principe

Ceci est illustré ci-dessous en prenant deux exemples correspondants à deux contextes de commutation particuliers dont l'un conduit à deux vecteurs possibles et l'autre à trois. Pour ces deux contextes l'erreur concernée est l'erreur de phase 1 atteignant sa bande supérieure  $+\delta_i$  avec comme vecteur précédent soit  $\bar{V}_6$  soit  $\bar{V}_1$  (Tableau 11). Le bras commutant du vecteur précédent  $\bar{V}_{\text{précédent}}$  au vecteur possible  $\bar{V}_{\text{possible}}$  est identifié en rouge et en gras.

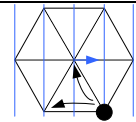
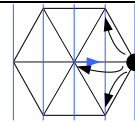
$\bar{V}_{\text{précédent}}$	$\bar{V}_6=[1-11]$	$\bar{V}_1=[1-1-1]$
k	1	1
$\varepsilon_{ik}$	$\varepsilon_{i1} \uparrow$	$\varepsilon_{i1} \uparrow$
$\pm \delta_{ik}$	$+\delta_{i1}$	$+\delta_{i1}$
$[v_{kN}]_{\text{précédent}} \downarrow \uparrow$	$v_{1N} \downarrow$	$v_{1N} \downarrow$
Rep. vectorielle		
$\bar{V}_{\text{possible}}$	$\bar{V}_8=[111]$ $\bar{V}_5=[-1-11]$	$\bar{V}_2=[11-1]$ $\bar{V}_6=[1-11]$ $\bar{V}_7=[-1-1-1]$
$\bar{V}_{\text{solution}}$	$\bar{V}_8$ si $ i_{2\text{réf}}  <  i_{1\text{réf}} $ $\bar{V}_5$ si $ i_{1\text{réf}}  <  i_{2\text{réf}} $	$\bar{V}_2$ si $ i_{2\text{réf}} _{\text{min}}$ $\bar{V}_6$ si $ i_{3\text{réf}} _{\text{min}}$ $\bar{V}_7$ si $ i_{1\text{réf}} _{\text{min}}$

Tableau 11: Illustration de la stratégie à courant commuté minimum (phase 1)

Ce fonctionnement est synthétisé par deux schémas blocs présentés Figure 53. Le premier schéma Figure 53 (a) est détaillé et pour une question de clarté ce bloc n'est pas complet. Seul le vecteur [1-1-1] est explicité puisque pour les sept autres vecteurs la démarche est identique, elle n'est pas détaillée. Le deuxième schéma Figure 53 (b) synthétise les étapes de la forme détaillée Figure 53 (a).

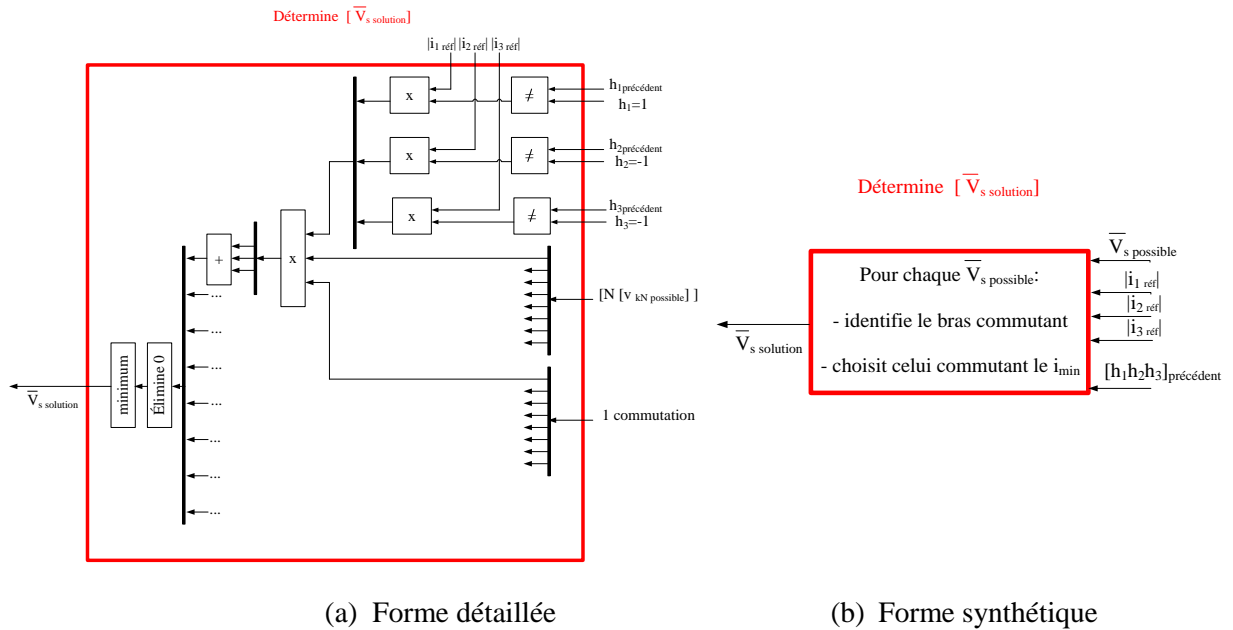


Figure 53: Réalisation du bloc intitulé :  $\bar{V}_{s\text{solution}}$

Cette Figure 53 montre que cette étape du contrôle de structure logique, pourrait être programmée de façon numérique par implantation sur un FPGA (Field Programmable Gate Arrays) par exemple.

Le critère de ce contrôle repose sur le classement des valeurs absolues instantanées des courants de ligne de référence  $i_{k\text{ réf}}(t)$ . Il est ajouté au schéma de principe du contrôle direct par HL, Figure 54 et conduit à la première stratégie et est désignée par la suite « **HL I<sub>min</sub>** ».

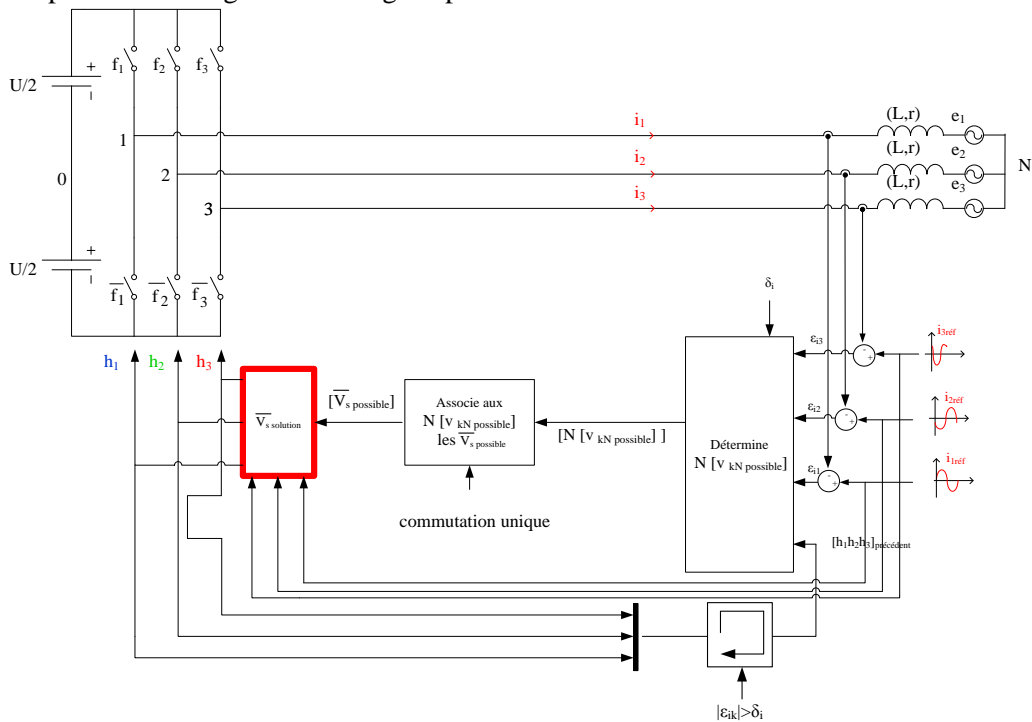


Figure 54: Stratégie à courant commuté minimal du contrôle direct par HL- HL  $I_{\text{min}}$

Ce critère ayant été introduit, son impact sur le fonctionnement de l'onduleur triphasé deux niveaux est étudié.

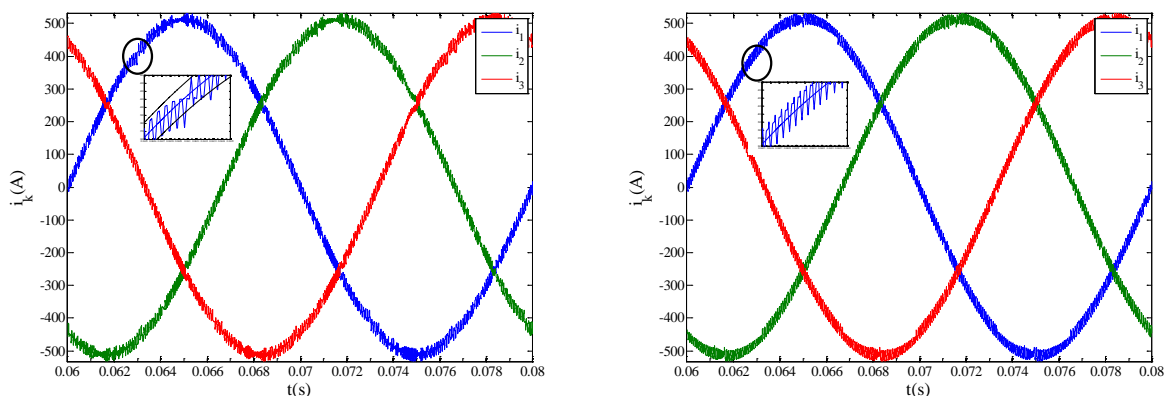
### II.1.2 Fonctionnement de la stratégie HL $I_{min}$

Le but est ici d'analyser le fonctionnement du convertisseur avec les stratégies de commande proposées. Toutes les grandeurs présentées de cette stratégie sont comparées à celles issues de l'hystérésis bang-bang pour constater les *améliorations de la stratégie au courant nominal pour un même THDi = 3%*. Cette valeur de THDi est obtenue en jouant sur la largeur de bande d'hystérésis de ces contrôles directs. On rappellera également les résultats de la stratégie indirecte flat top qui est la commande prise comme référence.

Cette analyse est faite à deux échelles temporelles, celle de la période électrique et celle du cycle de commutation. Le fonctionnement de la stratégie est observé dans le secteur d'étude 11 (comme défini au chapitre 1 avec la stratégie Flat Top) pour analyser et comparer les cycles de fonctionnement par rapport aux modulations connues. Puis on regardera plus finement la modulation pour voir si des cycles de fonctionnement apparaissent. Le fonctionnement de la stratégie d'HL  $I_{min}$  pourra alors être comparé aux stratégies de référence.

#### a. Analyse sur une période réseau

L'évolution temporelle des trois courants de phase est présentée pour l'hystérésis bang-bang (HL BB) et pour l'HL  $I_{min}$  sur la figure Figure 55.



(a) HL BB avec  $\delta_i=18.55A$

(b) HL  $I_{min}$  avec  $\delta_i=18.45A$

Figure 55: Evolution temporelle des trois courants de ligne sur une période réseau

Visuellement, on constate sur la Figure 55 que les courants sont mieux contenus dans leur bande avec la nouvelle commande qu'avec l'HL BB.



Cette impression est confirmée par la représentation vectorielle des erreurs des trois courants de ligne  $\varepsilon_{ik}$  sur la Figure 56.

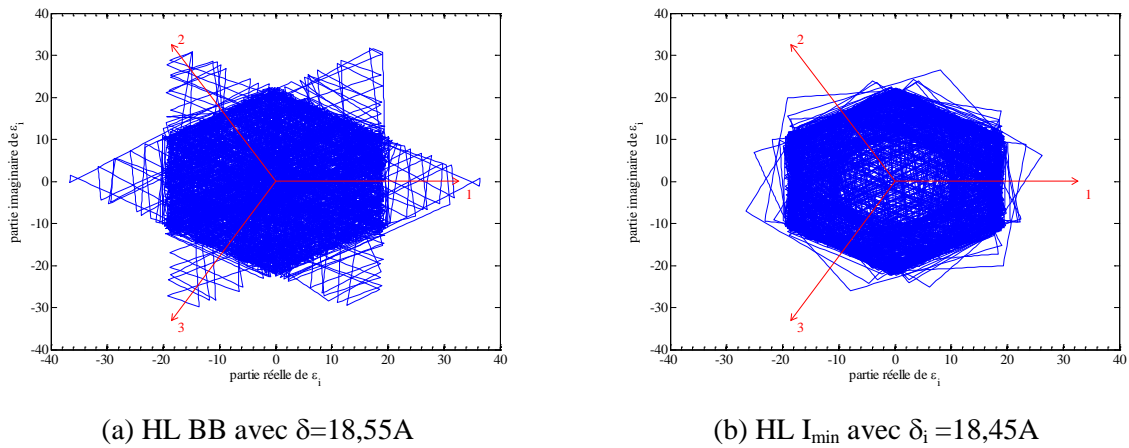


Figure 56: Représentation vectorielle des erreurs des trois courants de ligne  $\varepsilon_{ik}$

La Figure II-5 révèle *deux principales améliorations* du contrôle proposé par rapport à l'hystérésis bang-bang.

- La *première amélioration* concerne les sorties de bande. Avec le contrôle proposé, *les sorties de bande d'amplitude deux fois la largeur de bande d'hystérésis ont disparu*. Même si des sorties de bande persistent, leur amplitude est bien plus faible.
- La *seconde amélioration* se déduit à partir de la symétrie de rotation entre les axes triphasés. La commande HL Imin a un *comportement quasi-symétrique entre les trois phases*.

Ce « quasi » même comportement des trois erreurs traduit un nombre de commutations entre phases « quasi » égal comme le confirme le Tableau 12 répertoriant le nombre de commutations de chaque bras sur une période complète.

Bras 1	Bras 2	Bras 3	Bras 1	Bras 2	Bras 3
369	342	370	507	506	510

(a) HL BB

(b) HL  $I_{\min}$

Tableau 12: Nombre de commutation par bras sur une période réseau

On remarque également qu'à THDi identique égal à 3%, la stratégie à courant commuté minimal (HL  $I_{\min}$ ) a un nombre de commutation par bras plus élevé que l'hystérésis bang-bang pour contenir les erreurs dans leur bande.

Un dernier indicateur est la comparaison de la FFT de  $v_{10}$  entre ces deux stratégies. Compte tenu du comportement fréquentiel de la commande HL Imin, on a également indiqué sur la Figure 57 la FFT de la MLI Flat Top pour le même THDi.

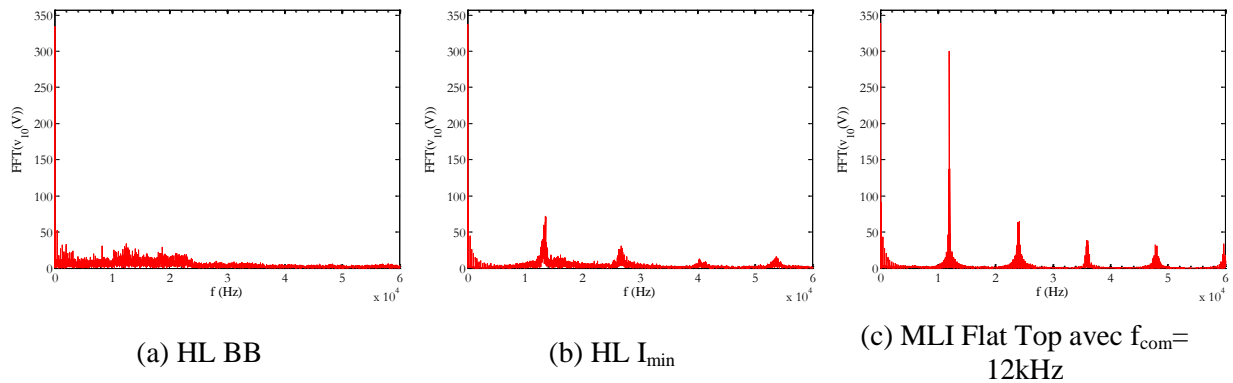


Figure 58: FFT de  $v_{10}$

L'hystérésis bang-bang présente un spectre étalé jusqu'à des fréquences très basse. La MLI Flat Top, Figure 58 (c), montre un spectre dégagé en basse fréquence et la présence d'harmoniques d'amplitude très élevée autour des multiples de la fréquence de commutation. À cette fréquence, l'amplitude des harmoniques est plus élevée que ceux de l'HP  $I_{\min}$  mais de part et d'autre de cette fréquence, l'amplitude des harmoniques est moins élevée.

Une solution connue pour les commandes indirectes à la réduction de l'amplitude de ces harmoniques est le recours à une fréquence de porteuse modulée [16]. Il y a alors un étalement des harmoniques et leur amplitude est beaucoup plus faible, provoquant ainsi des perturbations moins intenses. C'est ce type de comportement que l'on observe naturellement sur le spectre de la stratégie HL  $I_{\min}$  et qui résulte probablement d'un fonctionnement cyclique des vecteurs imposés par la commande. Comme la MLI Flat Top, cette stratégie a également un spectre dégagé en basse fréquence, ce qui facilite le filtrage et elle est parait plus intéressante que la stratégie HL BB.

La qualité du spectre de la stratégie à courant commuté minimal s'explique par la disparition des cycles limites de la stratégie HL BB au profit d'un fonctionnement quasi symétrique des 3 phases.

Le comportement des trois phases étant semblable, seul le courant de phase 1  $i_1$  est plus particulièrement étudié. La FFT de  $i_1$  pour ces trois modulations est donnée Figure 59 ôtée du fondamental et focalisée sur la première famille. Cette FFT permet de constater les harmoniques résiduels après filtrage car ce sont eux qui influent sur le système.

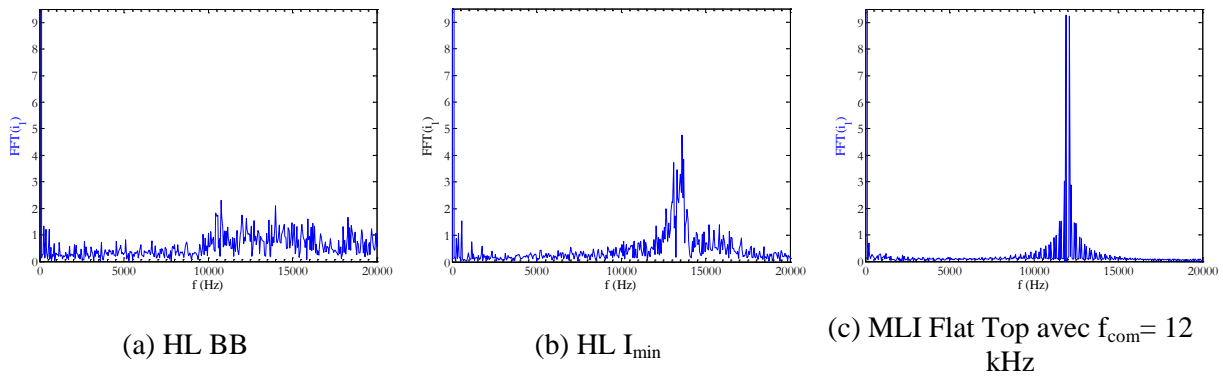


Figure 59: FFT de  $i_1$  sans le fondamental en base fréquence (0Hz-20kHz)

La Figure 59 montre que le spectre de la MLI Flat Top est pauvre en harmonique sauf autour de sa fréquence de découpage. À cette fréquence l'HL  $I_{\min}$  présente également des harmoniques mais d'amplitudes bien plus faibles.

**b. Analyse sur un secteur d'étude**

L'amélioration de l'HL  $I_{\min}$  par rapport à l'HL BB, à savoir des sorties de bande plus petites et en nombre réduit, est illustré ici à une échelle temporelle plus petite. Ainsi, on va observer le comportement du système à l'échelle des cycles de commutation de l'onduleur dans un secteur d'étude.

Le découpage d'une période en 12 secteurs (Figure 60) est possible en raison des symétries des systèmes triphasés équilibrés et de la logique structurée des commandes proposées. Sur chacun de ces secteurs, les mêmes vecteurs sont toujours appliqués. Puisque d'un secteur à l'autre, seule les vecteurs changent (leur nature), l'étude peut se limiter à un secteur.

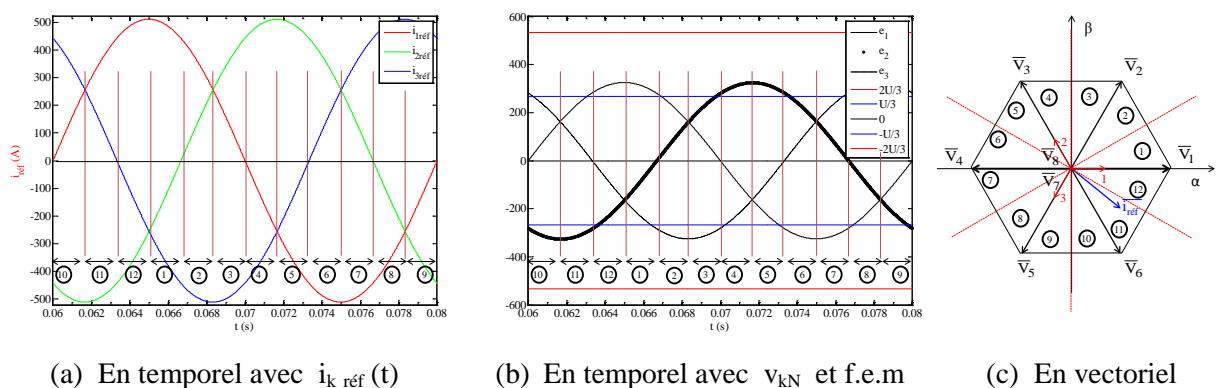


Figure 60: Secteur d'étude

Le secteur choisi pour la suite est toujours fixé au secteur 11, défini comme secteur d'étude. La Figure 61 présente cinq graphes sur ce secteur 11:

- L'évolution des trois f.e.m ( $e_1, e_2, e_3$ ) et deux des trois niveaux de tension constants :  $-U/3$  et  $U/3$  pour connaître leur ordonnancement
- L'évolution des trois erreurs pour constater leur comportement
- L'enchaînement des vecteurs appliqués pour visualiser le fonctionnement de l'onduleur

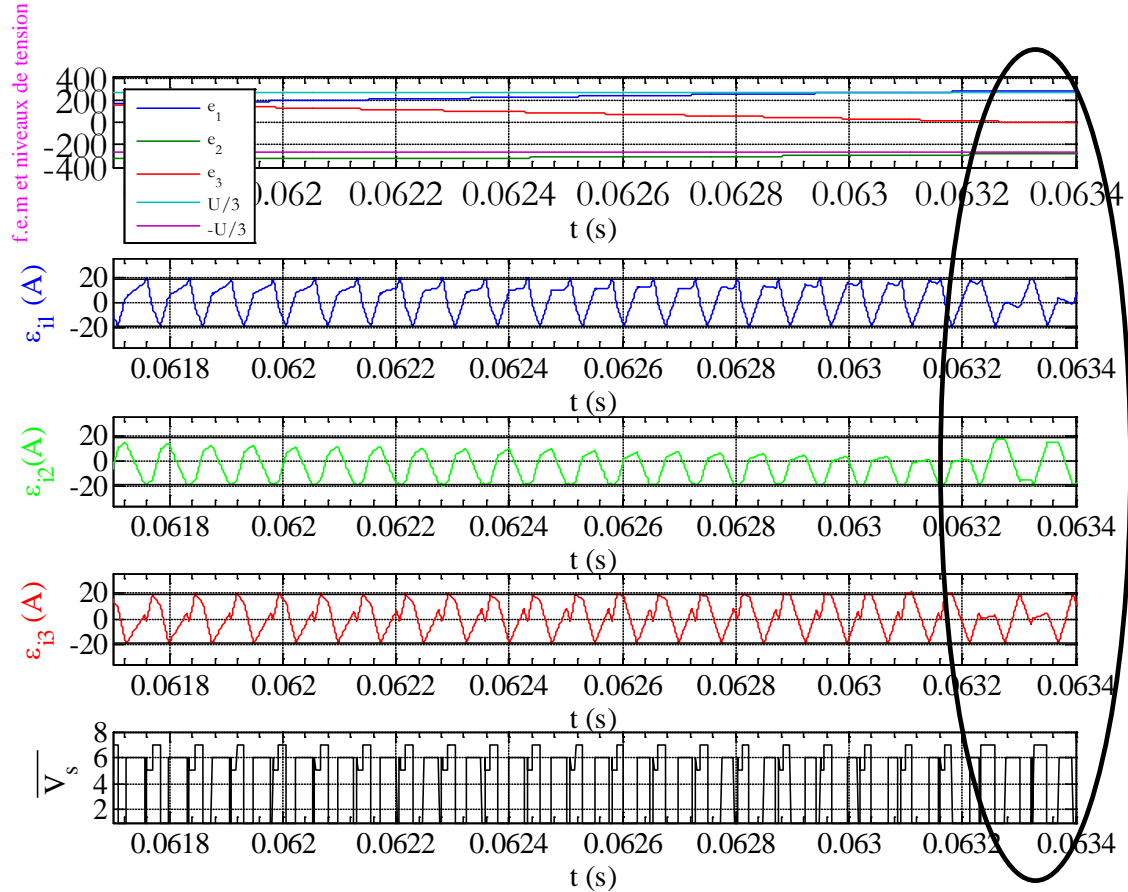


Figure 61: Enchaînement temporel des vecteurs sur le secteur 11 pour HL  $I_{\min}$

La Figure 61 donne cinq indications :

- conservation des mêmes vecteurs sur ce secteur
  - enchaînement de quatre vecteurs sur chaque secteur définissant un cycle de fonctionnement. Sur le secteur 11, il s'agit de  $\overline{V}_1, \overline{V}_6, \overline{V}_5$  et  $\overline{V}_7$
  - un changement d'évolution des erreurs a lieu dans ce secteur et signifié par une ellipse noire
- Figure 61. Il est dû à l'inversion de la différence entre niveau de tension et f.e.m (premier graphe de la Figure 61). Ce phénomène étant indépendant de la stratégie choisie puisque fixé par le cahier des charges, il est commun à toutes les stratégies développées par la suite et ne sera donc plus évoqué. Il entraîne la présence de *sorties de bandes*.

Pour mieux visualiser ces sorties de bande et expliquer leur origine, la zone précédente de la Figure 61 est agrandie en Figure 62. Cette Figure 62 contient trois cycles de fonctionnement et comprend cinq graphes :

- Un premier graphe indique le nombre d'erreurs hors de leur bande d'hystérésis ( $2\delta_i$ ) pour voir si ces sorties sont occasionnelles ou régulières
- Puis les quatre mêmes graphes que précédemment

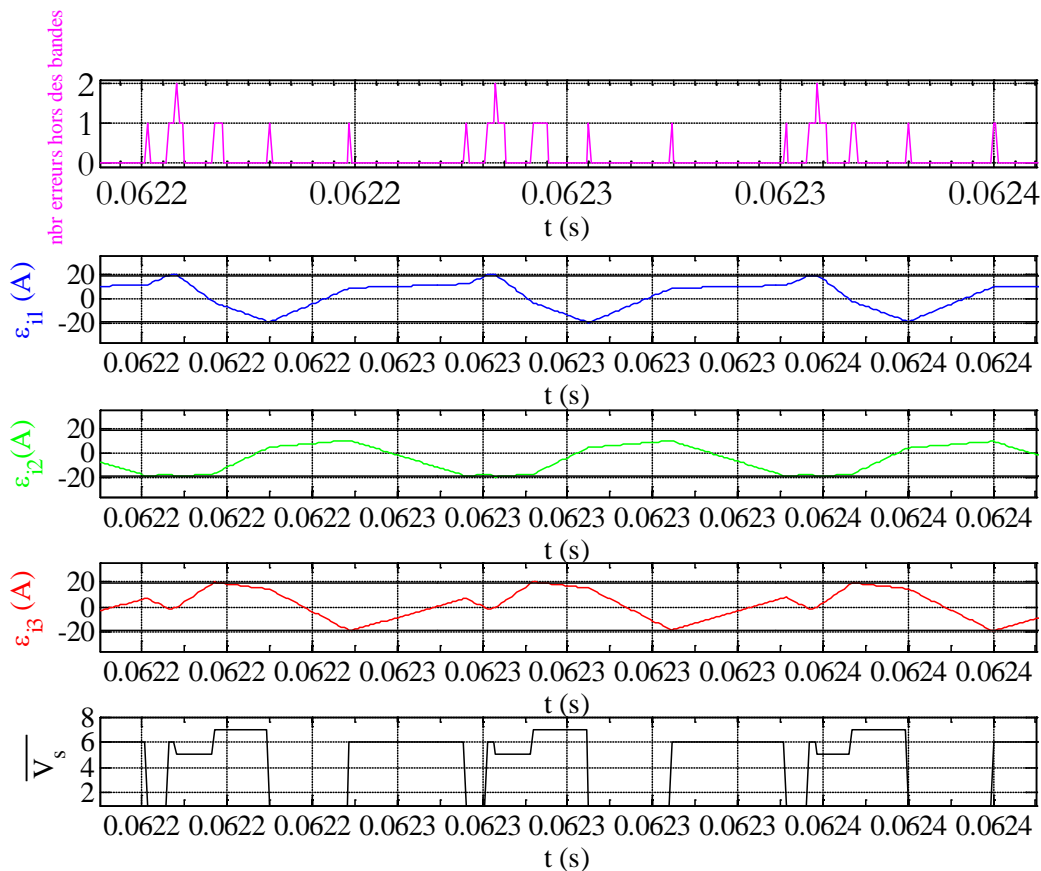


Figure 62: Illustration des sorties de bande de l' HL  $I_{\min}$

La Figure 62 montre des sorties de bandes répétées et régulières sur chaque cycle de fonctionnement et de faibles amplitudes. Le premier graphe de cette Figure 62 révèle que deux erreurs sont à l'extérieur de leur bande de manière répétée et régulière sur chaque cycle de fonctionnement. L'origine de ces deux sorties de bande est une sortie de bande de l'erreur en courant de la phase 1 sur  $\varepsilon_{i1}(t)$ . Cette sortie de bande a lieu quand :

- $\overline{V}_{\text{précédent}} = \overline{V}_1$
- $\varepsilon_{i1}$  franchit sa bande  $+\delta_i$
- $\overline{V}_{\text{solution}} = \overline{V}_6$

Cette sortie de bande est due à la différence entre la tension de phase 1 de  $\overline{V}_6 = U/3$  et  $e_1(t)$  car sur cet intervalle d'étude,  $|V_{IN}(\overline{V}_6) = U/3| > |e_1|$  (Figure 61 premier graphique) ce qui implique une augmentation de  $\varepsilon_{i1}$ . Le vecteur  $\overline{V}_6$  permet de réduire la pente de l'erreur  $\varepsilon_{i1}$  mais ne peut pas assurer sa convergence. La prochaine commutation aura lieu quand un autre courant atteindra sa bande et devra prendre en compte ce problème. Cette situation apparaît également lors d'un dépassement de bande simultané des deux phases, c'est-à-dire quand deux erreurs sont « simultanément » détectées à

l'extérieur de leur bande. La règle n°2 est alors appliquée pour reprendre le contrôle des deux courants extérieurs à leur bande.

Pour synthétiser le fonctionnement de l'HL  $I_{min}$ , l'enchaînement des vecteurs du secteur 11 est représenté en Figure 63. Sur les autres secteurs de cette représentation vectorielle se déduisent par transposition du secteur 11 en changeant la numérotation des vecteurs.

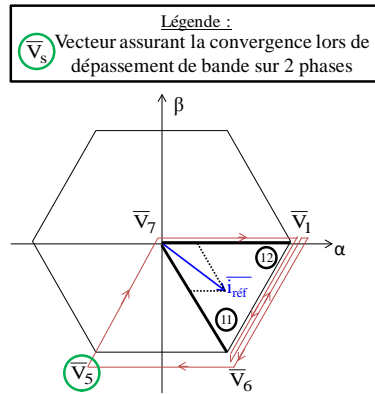


Figure 63: Enchaînement des vecteurs sur le secteur 11 de l'HL  $I_{min}$

L'enchaînement des vecteurs de la Figure 63 est cyclique (confirmé par l'aspect spectral présenté précédemment) mais pas seulement limité aux vecteurs adjacents. En effet le vecteur  $\bar{V}_5$  intervient de manière régulière lors des dépassements de bande sur deux phases.

### II.1.3 Conclusion

L'enchaînement des vecteurs de la stratégie HL  $I_{min}$  est une amélioration de l'hystérésis bang-bang car le nombre de vecteurs concernés sur chaque secteur se limite à quatre au lieu de six (absence de « cycle limite »). Cette stratégie HL  $I_{min}$  utilise sur chaque secteur quatre vecteurs alors que la MLI Flat Top de référence n'en utilise que trois, Figure 64.

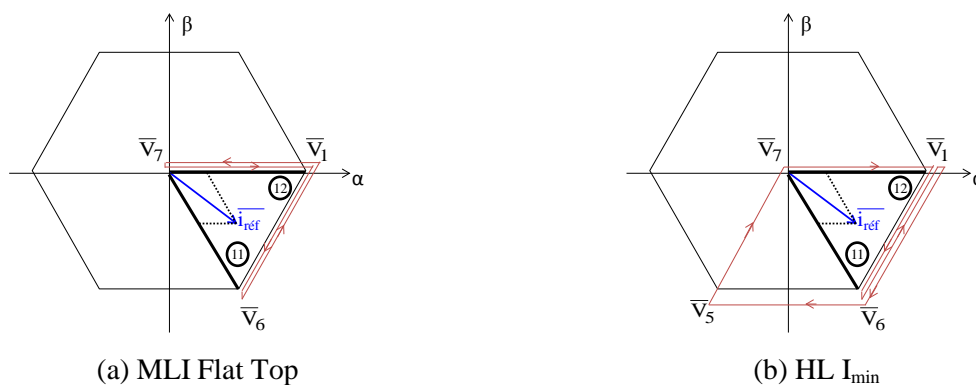


Figure 64: Enchaînement des vecteurs sur le secteur 11

La Figure 64 montre que le vecteur nécessaire à HL  $I_{min}$  pour assurer la convergence des trois erreurs ( $\bar{V}_5$  sur le secteur 11) est absent de la MLI Flat Top dans ce même secteur de fonctionnement.

## II.2 Stratégie HL FT

Le nouveau critère introduit ici pour réduire les pertes par commutation s'inspire du contrôle indirect par MLI Flat Top et cherche à imposer à l'HL FT les trois vecteurs qu'utilise la MLI Flat Top dans chacun des secteurs.

### II.2.1 Principe

Cette stratégie départage les vecteurs possibles en les comparant à une liste de vecteurs intitulée liste de trois vecteurs Flat Top. Cette liste impose à tout instant les trois mêmes vecteurs que ceux du contrôle indirect par MLI Flat Top.

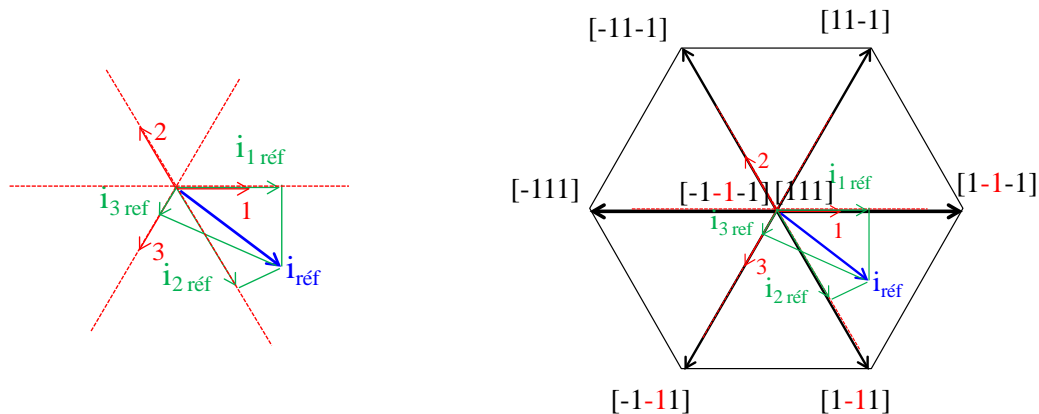
Pour créer cette liste de trois vecteurs Flat Top, différentes méthodes peuvent être envisagées. Celle choisie ici sélectionne ces trois vecteurs selon la valeur instantanée des courants de référence en valeur absolue.

#### Création de la liste de trois vecteurs Flat Top :

Elle comprend deux étapes :

- Le courant maximal en valeur absolue conduit à un premier critère de sélection de vecteur.

En effet le signe de ce courant permet de déterminer l'état du bras à éviter de faire commuter et conduit à une liste composée de quatre vecteurs dont un nul. Ce nombre de quatre vecteurs est illustré avec un exemple situé dans le secteur d'étude 11 avec les trois courants de référence indiqués Figure 65 (a). À cet instant le courant  $i_{2\text{ réf}}$  est maximal (le plus grand) en valeur absolue et de signe négatif. Les vecteurs retenus sont donc ceux dont le bras 2 est bloqué à -1, Figure 65 (b).



(a) identification du courant de référence maximal en valeur absolue

(b) identification des vecteurs retenus

Figure 65: Premier critère de sélection des trois vecteurs de la liste de vecteur Flat Top

- Ce nombre de quatre vecteurs dont un nul peut être réduit en considérant le deuxième courant maximal en valeur absolue parmi les vecteurs non nuls.

La limitation du nombre de commutations du bras traversé par le deuxième courant maximal en valeur absolue est un deuxième critère de sélection. En l'appliquant, on élimine un des quatre vecteurs non nuls. Il ne reste plus que trois vecteurs non nuls avec le même vecteur nul pour garantir la convergence des erreurs. Dans l'exemple choisi, on identifie le courant  $i_{1 \text{ réf}}$  comme second courant maximal en valeur absolue, impliquant la disparition du vecteur  $\bar{V}_5$  de la liste de vecteurs Flat Top. Avec ces deux critères, sur chaque secteur de la représentation vectorielle, seul les trois vecteurs adjacents au vecteur du courant de référence sont sélectionnés dans la liste des vecteurs Flat Top.

L'obtention des trois vecteurs Flat Top est résumée par un premier schéma bloc synthétique Figure 66 (b) et un second détaillé Figure 66 (a). Ce deuxième schéma bloc Figure 66 (a) est incomplet pour des raisons de facilité de compréhension. Parmi toutes les configurations d'interrupteur que peut réaliser l'onduleur, seule une configuration ([1-1-1]) est représentée, les sept autres se déduisant par analogie. Pour cette configuration, seul le bras 1 est illustré puisqu'il en est de même pour les deux autres.

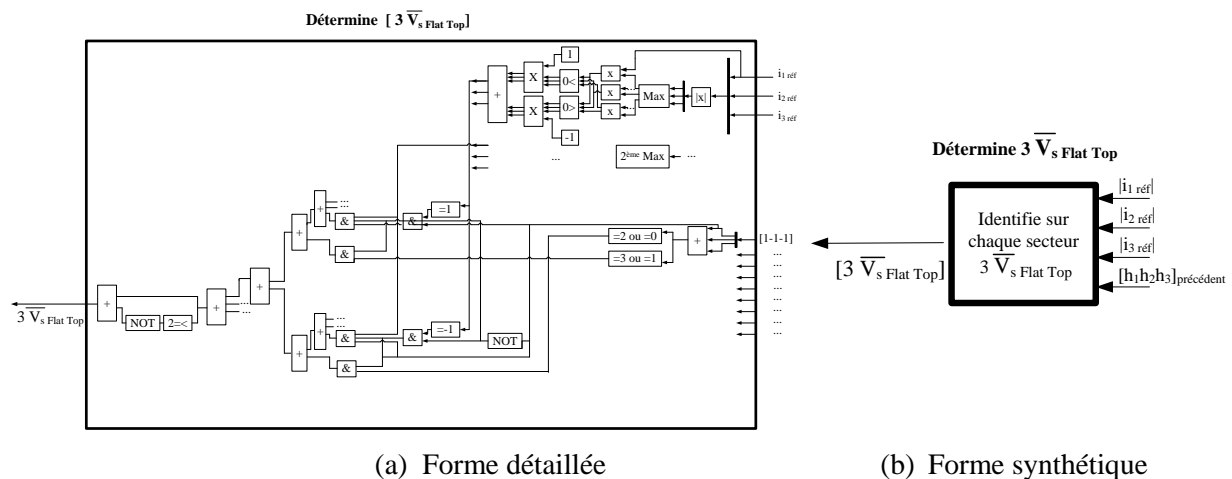


Figure 66: Détermination des 3 vecteurs Flat Top: « bloc  $3 \bar{V}_s \text{ Flat Top}$  »

Une fois la liste des trois vecteurs Flat Top obtenue, elle est ensuite comparée aux configurations possibles afin de départager ces vecteurs possibles issues de la règle de fonctionnement de l'hystérésis de ligne.

Deux situations se présentent. Soit il existe au moins une configuration commune aux deux listes, soit il n'en existe pas.

- Dans le cas où aucune configuration n'est commune aux deux listes, aucun changement n'est appliqué à l'onduleur impliquant des sorties de bande de l'erreur.
- Dans le cas où il n'existe qu'une configuration commune, ce sera la solution appliquée par l'onduleur. Si plus d'une configuration est commune, on revient à l'idée de la première stratégie qui les départage en conservant comme configuration solution celle qui implique la commutation sur le courant le plus faible.



Les étapes de cette comparaison conduisant à la détermination du vecteur solution à appliquer à l'onduleur sont synthétisées Figure 67.

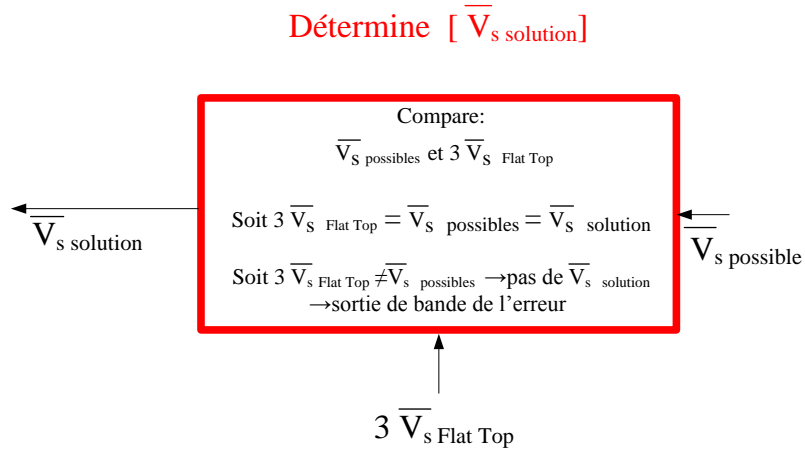


Figure 67: Action du bloc intitulé :  $\bar{V}_s$  solution

Les résultats de cette comparaison sont illustrés pour trois contextes de commutations particuliers présentés Tableau 13.

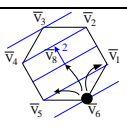
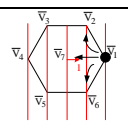
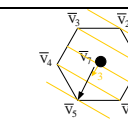
$\bar{V}_s$ précédent	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_1$	$\bar{V}_7$
$\varepsilon_{i_k}$	$\varepsilon_{i_2} \downarrow$	$\varepsilon_{i_1} \uparrow$	$\varepsilon_{i_3} \downarrow$
Evolution de $v_{kN}$	$v_{2N} \uparrow$	$v_{1N} \downarrow$	$v_{3N} \uparrow$
Représentation vectorielle			
$\bar{V}_s$ possible	$\bar{V}_8$ $\bar{V}_5$ $\bar{V}_1$	$\bar{V}_2$ $\bar{V}_6$ $\bar{V}_7$	$\bar{V}_5$
Comparaison avec la liste de vecteur Flat Top imposant $\bar{V}_s$ Flat Top = ( $\bar{V}_6, \bar{V}_1$ et $\bar{V}_7$ )			
$\bar{V}_s$ solution	$\bar{V}_1$	$\bar{V}_6$ si $ i_{3,ref}  <  i_{1,ref} $ $\bar{V}_7$ si $ i_{1,ref}  <  i_{3,ref} $	Sortie de bande

Tableau 13: Trois exemples de l'impact du critère HL Flat Top

La stratégie basée sur la définition de ce critère Flat Top induit des sorties de bande. Elle repose sur les valeurs absolues instantanées des courants de ligne de référence  $i_{k,ref}(t)$  et déduit le vecteur solution à partir d'une comparaison de deux listes de vecteurs. Son schéma de principe est fourni Figure 68.

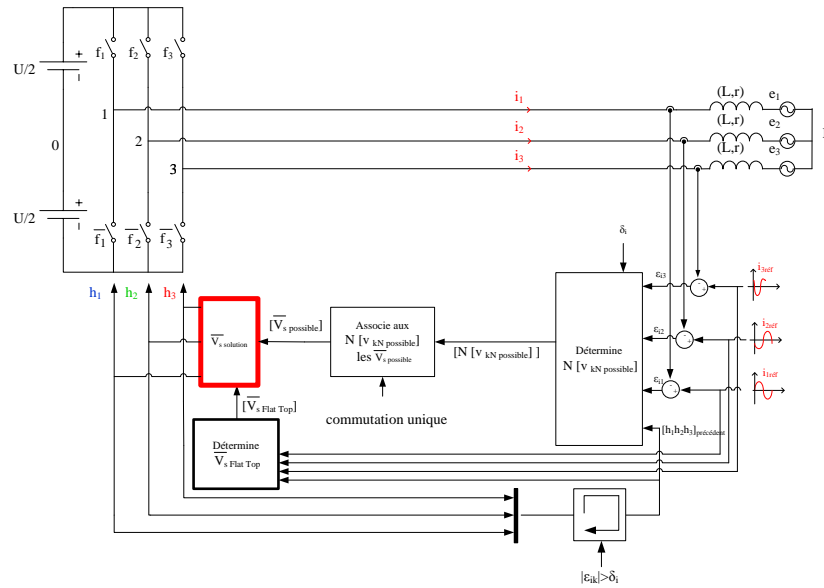


Figure 68: Stratégie HL FT inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top

La commande étant maintenant définie, c'est son impact sur le fonctionnement de l'onduleur triphasé deux niveaux qui est à présent étudié.

## II.2.2 Fonctionnement de la stratégie HL FT

Le contrôle direct par hystérésis des courants de ligne inspiré du contrôle indirect par MLI Flat Top (HL FT) est comparé au contrôle indirect par MLI Flat Top pour un même  $THDi = 3\%$  sur une période complète. Ensuite, pour expliquer les différences de fonctionnement de ces deux stratégies, des analyses sont faites dans le secteur 11 comme dans la stratégie précédente.

### a. Analyse sur une période complète

Dans un premier temps, l'évolution temporelle des trois courants de ligne de ces deux stratégies est fournie Figure 69 pour un même  $THDi = 3\%$ .

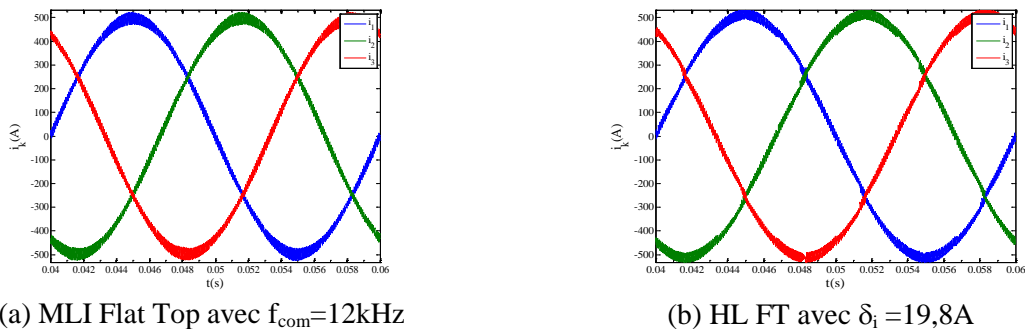


Figure 69: Evolution temporelle des trois courants de ligne pour un  $THDi=3\%$

Ce THDi s'obtient pour le contrôle indirect par réglage de la fréquence de la porteuse ( $f_{com}$ ) alors que pour le contrôle direct il se fait par la largeur de la bande d'hystérésis ( $\delta_i$ ) choisie constante. La Figure 69 n'étant pas très explicite pour effectuer une comparaison des deux stratégies, des informations supplémentaires sont apportées. Ainsi le nombre de commutation par bras figure Tableau 14.

Bras 1	Bras 2	Bras 3
320	322	324

(a) MLI Flat Top

Bras 1	Bras 2	Bras 3
348	348	346

(b) HL FT

Tableau 14: Nombre de commutation par bras sur une période

On constate un nombre de commutation légèrement plus élevé pour le contrôle direct par rapport au contrôle indirect et équilibré entre phase. La représentation vectorielle des erreurs de courant de ligne  $\varepsilon_i$  pour ces deux stratégies peut expliquer l'origine de ce nombre plus élevé, Figure 70. En effet, la Figure 70 montre que pour le contrôle indirect par MLI Flat Top les erreurs ne sont pas contenues dans une bande fixe. Le nombre de commutation réduit du contrôle indirect par MLI Flat Top s'explique certainement par une ondulation variable du courant.

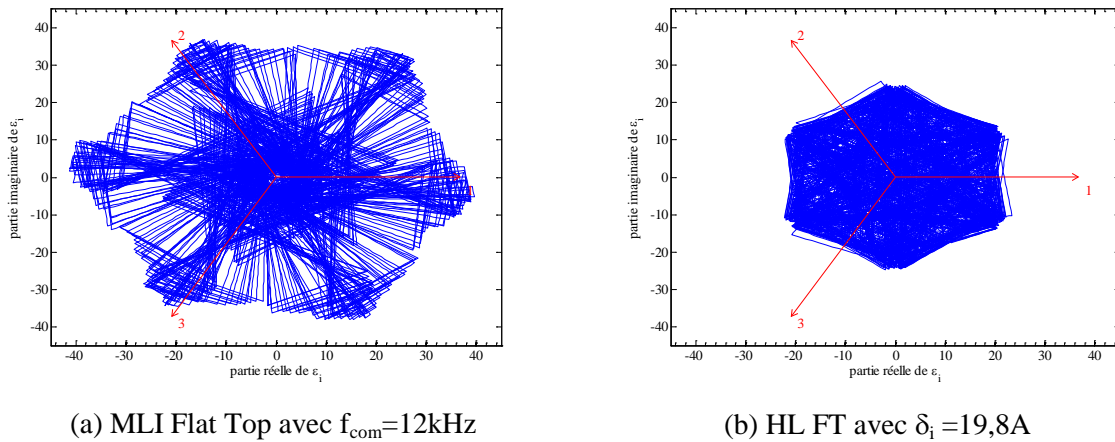


Figure 70: Représentation vectorielle des erreurs de courant de ligne  $\varepsilon_{ik}$

Cette Figure 70 montre que pour un même THDi, l'ondulation du courant est plus faible pour l'HL FT que pour la MLI Flat Top. Sachant que le dimensionnement du filtre en sortie d'onduleur se base sur l'ondulation du courant, un filtre plus petit pourrait être envisagé pour l'HL FT comparativement à la MLI Flat Top.

La FFT de la tension d'onduleur  $v_{10}$  de ces deux contrôles est fournie Figure 71

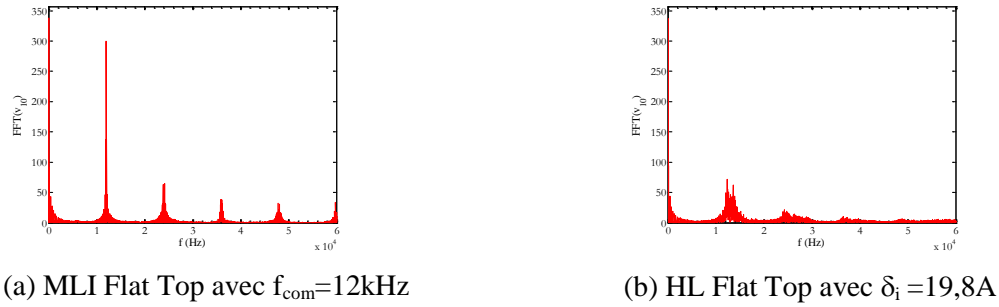


Figure 71: FFT de  $v_{10}$

La Figure 71 montre que l'HL FT fournit un spectre en tension se rapprochant de celui obtenu pour la MLI Flat Top mais plus étalé. En effet, les harmoniques d'amplitude les plus élevés se situent dans la même zone de fréquence que ceux de la MLI Flat Top.

### b. Analyse sur un secteur d'étude

L'étude du fonctionnement de l'HL FT est approfondie dans le secteur d'étude 11. L'enchaînement des vecteurs issu de la commande HL FT est présenté Figure 72.

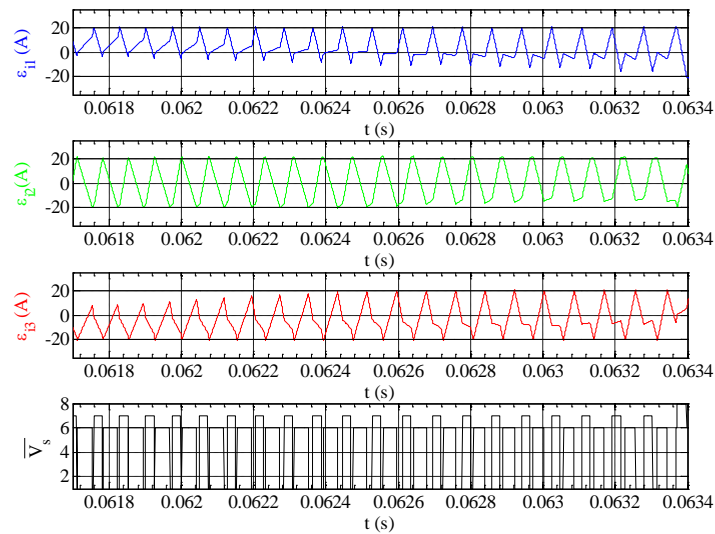


Figure 72: Enchaînement temporel des vecteurs et erreurs sur le secteur 11

Il apparaît que l'enchaînement des vecteurs issus de cette stratégie est le même que celui du contrôle indirect par MLI Flat Top. Deux constatations de la Figure 72 sont faites :

- en fin de secteur, un changement de comportement des erreurs (changement de pentes) dû au déphasage entre courant de phase  $i_k$  et tension de phase  $v_{kN}$ . Ce changement n'est pas problématique puisque le système se cale naturellement sur le secteur suivant

- au niveau des bandes atteintes, parmi les six bandes possibles seules quatre sont nécessaires à tout instant pour assurer le contrôle des trois erreurs.

Sur la Figure 72 des sorties de bande sont observables (et plus particulièrement sur la phase 2 quand la bande supérieure est atteinte). Pour expliquer l'origine de ces sorties, un agrandissement d'une zone de la Figure 72 est réalisé Figure 73.

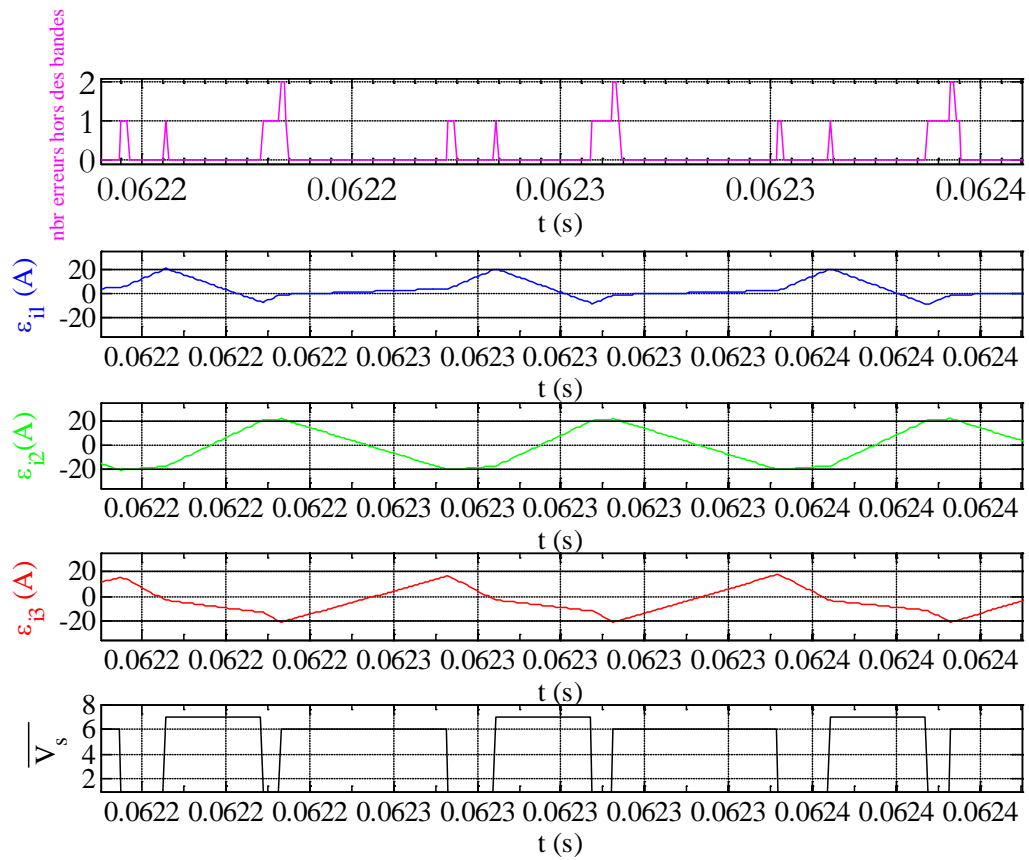


Figure 73: Sorties de bande de l'HL Flat Top

Cette Figure 73 montre que le vecteur  $\bar{V}_6$  fait son apparition en raison de l'insuffisance du vecteur  $\bar{V}_1$  à faire converger l'erreur  $\varepsilon_{i_2}$  vers zéro. En effet  $v_{2N}(\bar{V}_1) = -U/3$  qui est supérieur à la valeur de la f.e.m  $e_2(t)$  n'est pas adapté pour faire converger l'erreur et implique une sortie de bande de cette erreur quand le vecteur appliqué est  $\bar{V}_1$ . Le seul vecteur assurant la convergence de  $\varepsilon_{i_2}$  sur cet intervalle quand la bande supérieure est franchie est  $\bar{V}_6$  (la tension de phase 2 vaut  $-2U/3$ ). La Figure 74 compare pour le même intervalle de temps que la Figure 73, le fonctionnement de la stratégie précédente HL  $I_{\min}$  à celle de l'HL Flat Top.

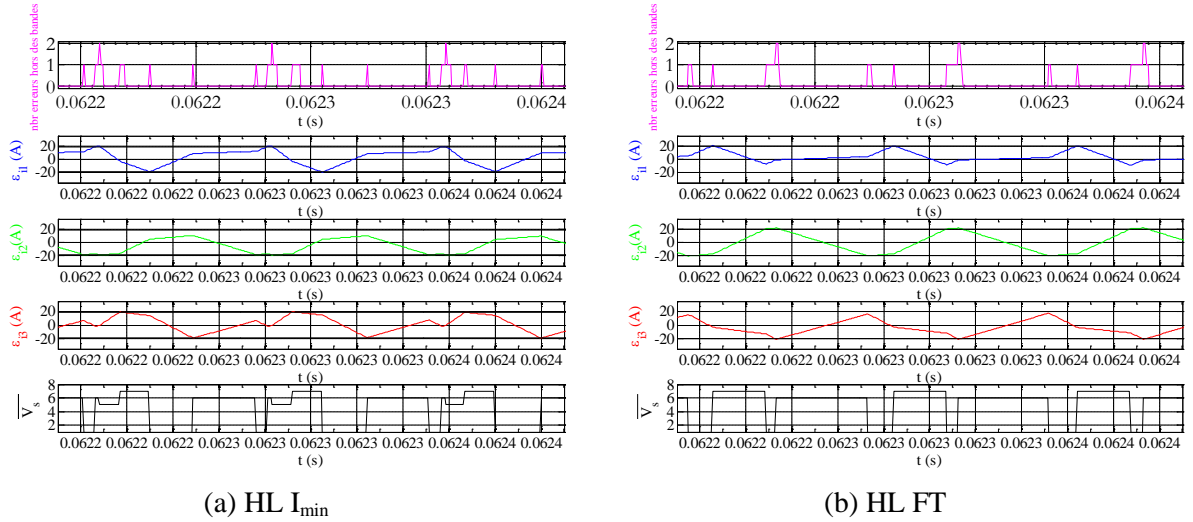


Figure 74: Enchaînement temporel des vecteurs et erreurs sur le secteur 11

Cette Figure 74 montre que le vecteur  $\overline{V}_5$  qui assurait la convergence des erreurs pour l'HL  $I_{\min}$  disparaît de l'HL FT et pourtant un meilleur contrôle global est réalisé. La Figure 75 compare pour ce même intervalle de temps, le fonctionnement de la stratégie d'HL FT à celui de la MLI Flat Top.

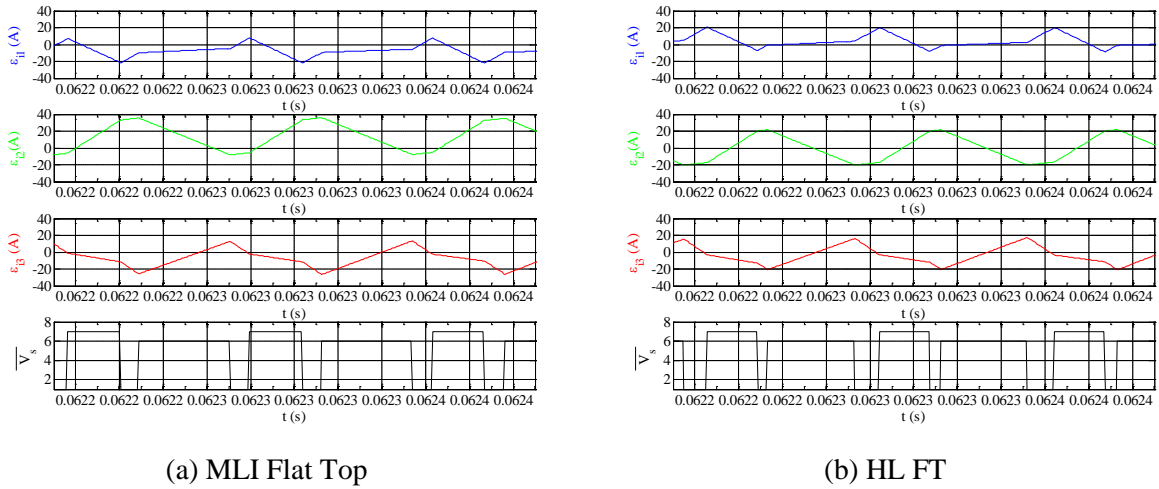


Figure 75: Enchaînement temporel des vecteurs sur le secteur 11

Cette Figure 75 montre que la principale différence, déjà évoquée, est que les trois erreurs, contrairement à l'HL FT, ne sont pas contenues dans une bande constante pour la MLI Flat Top.

Pour synthétiser le fonctionnement de l'HL FT, l'enchaînement de ces vecteurs sur le secteur 11 est comparé Figure 76 à celui de l'HL  $I_{\min}$ .

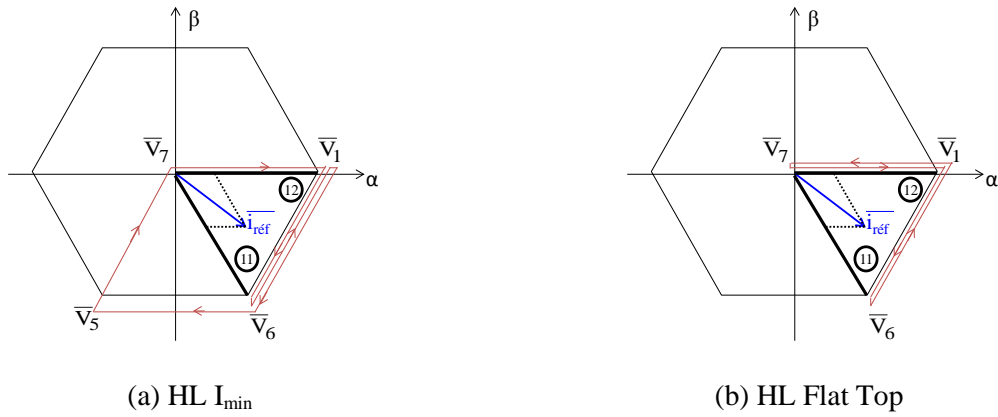


Figure 76: Enchaînement des vecteurs sur le secteur 11

L'enchaînement des vecteurs de la Figure 76 est cyclique (confirmé par l'aspect spectral présenté précédemment dans la rédaction) et limité aux vecteurs adjacents.

### II.2.3 Conclusion

L'enchaînement des vecteurs de la stratégie par HL FT est une amélioration de l'HL  $I_{\min}$  car le nombre de vecteurs concernés sur chaque secteur se limite à trois plutôt qu'à quatre avec une meilleure conservation globale des trois erreurs dans leur bande d'hystérésis. De plus, le comportement spectral de cette modulation fait apparaître des raies moins importantes qu'en modulation classique tout en réduisant le spectre basse fréquence.

## II.3 Stratégie de réduction du nombre de commutation -HL $N_{\text{com}}$

Le nouveau critère appliqué cherche, à chaque commutation, à agir si possible sur les trois erreurs pour les faire converger vers zéro. L'objectif est de voir s'il est possible de limiter davantage les sorties de bande avec cette approche.

### II.3.1 Principe

L'objectif initial est de tenter de limiter le nombre de commutations en prenant une vision globale du système, à savoir les trois erreurs en courant, au lieu de ne prendre en compte que l'erreur de la phase qui a atteint sa bande.

Pour cela, ce critère se base sur la relation entre les trois erreurs des courants de phase  $\varepsilon_{i_k}$  (équation (29)). A partir de cette relation et des valeurs absolues des erreurs  $|\varepsilon_{i_k}(t)|$ , le signe de chaque erreur peut être déduit.

$$\varepsilon_{i_1} + \varepsilon_{i_2} + \varepsilon_{i_3} = 0 \quad (29)$$

L'erreur maximale en valeur absolue est celle atteignant sa bande et son signe est forcément opposé aux signes des deux autres erreurs, Figure 77.

A partir de cette relation et des valeurs absolues des erreurs  $|\varepsilon_{i_k}(t)|$ , le signe de chaque erreur peut être déduit. L'erreur maximale en valeur absolue est celle atteignant sa bande et son signe est forcément opposé aux signes des deux autres erreurs, Figure 77.

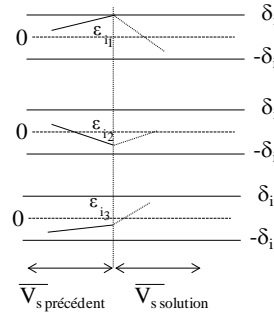


Figure 77: Comportement attendu de l'évolution des erreurs

A partir du signe de ces erreurs, une supposition est faite sur le comportement des deux autres erreurs pour tenter de retarder la prochaine commutation. C'est la règle dite de « convergence » de cette stratégie:

- Si le signe de l'erreur est positif, la bande positive est supposée être atteinte
- S'il est négatif, la bande négative est supposée être atteinte

Cette hypothèse est grossière puisque, idéalement, la pente du courant serait à prendre en compte pour le choix du meilleur vecteur solution ( $\overline{V}_{\text{solution}}$ ), ce qui implique ici des incertitudes.

L'impact de cette supposition est illustré en prenant deux exemples correspondants à deux contextes de commutation particuliers différents. Le premier contexte d'illustration correspond à  $\overline{V}_{\text{précédent}} = \overline{V}_6$  et l'erreur de phase 2,  $\varepsilon_{i_2}$  atteint sa bande inférieure  $-\delta_i$ . Avec ce critère de convergence appliqué, les erreurs de phase 1 et 3 ( $\varepsilon_{i_1}, \varepsilon_{i_3}$ ) sont supposées traitées comme si ils avaient atteint leur bande supérieure  $+\delta_i$ . D'après la règle de modulation n°1 associant bande atteinte et niveaux de tension,  $\varepsilon_{i_2} < -\delta_i$  implique que  $v_{2N}$  doit augmenter et l'hypothèse ( $\varepsilon_{i_1} > +\delta_i, \varepsilon_{i_3} > +\delta_i$ ) doit entraîner une diminution des deux niveaux de tension  $v_{1N}$  et  $v_{3N}$ . Ceci est illustré dans le Tableau 15.

$\overline{V}_{\text{précédent}}$	$\overline{V}_6$	$\overline{V}_7$
k	2	2
$ \varepsilon_{i_k} _{\text{max}}$	$\varepsilon_{i_2}$	$\varepsilon_{i_2}$
Bande réellement atteinte $\pm\delta_{i_k}$	$-\delta_{i_2}$	$\delta_{i_2}$
Evolution de $ \varepsilon_{i_k} _{\text{max}}$	$\varepsilon_{i_2} \downarrow$	$\varepsilon_{i_2} \uparrow$
$\varepsilon_{i_1} + \varepsilon_{i_2} + \varepsilon_{i_3} = 0$ & critère de convergence		
Bandes supposées être atteintes	$(\delta_{i_1}, \delta_{i_3})$	$(-\delta_{i_1}, -\delta_{i_3})$
D'après la règle de modulation		
Evolution des $v_{kN}$	$v_{2N} \uparrow$ et $v_{1N} \downarrow, v_{3N} \downarrow$	$v_{2N} \downarrow$ et $v_{1N} \uparrow, v_{3N} \uparrow$

Tableau 15: Deux exemples de l'impact du critère de convergence d'HL  $N_{\text{com}}$



A partir de l'évolution voulue des tensions de phase  $v_{kN}$ , l'objectif de cette stratégie est de fixer comme vecteur solution le vecteur assurant au mieux la convergence des trois erreurs  $\bar{V}_s$  commun mais en prenant la précaution de faire impérativement converger celle en valeur absolue maximale. L'analyse générale du fonctionnement montre que, dans certains cas, deux vecteurs peuvent encore être solutions. On a choisi ici de les départager comme dans la stratégie HL Imin précédente, en choisissant de faire commuter le bras traversé par le courant minimal en valeur absolue. La détermination de  $\bar{V}_s$  commun =  $\bar{V}_s$  solution pour les deux exemples du Tableau 15 est présentée dans le Tableau 16.

$\bar{V}_s$ précédent	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_7$
Evolution des $v_{kN}$	$v_{2N} \uparrow$ et $v_{1N} \downarrow, v_{3N} \downarrow$	$v_{2N} \downarrow$ et $v_{1N} \uparrow, v_{3N} \uparrow$
Représentation vectorielle		
$\bar{V}_s$ solution	$\bar{V}_8$	$\bar{V}_1$ si $ i_{1ref}(t)  <  i_{3ref}(t) $ ou $\bar{V}_5$ si $ i_{3ref}(t)  <  i_{1ref}(t) $

Tableau 16: Deux exemples de la stratégie HL Ncom

Ce fonctionnement est synthétisé par un schéma bloc détaillé Figure 78 (a). Pour une question de clarté ce bloc n'est pas complet, et seule l'erreur de phase 1,  $\epsilon_{i1}$  est explicitée puisque pour les deux autres phases la construction est identique. Un second bloc résume ce fonctionnement de manière simplifiée Figure 78 (b).

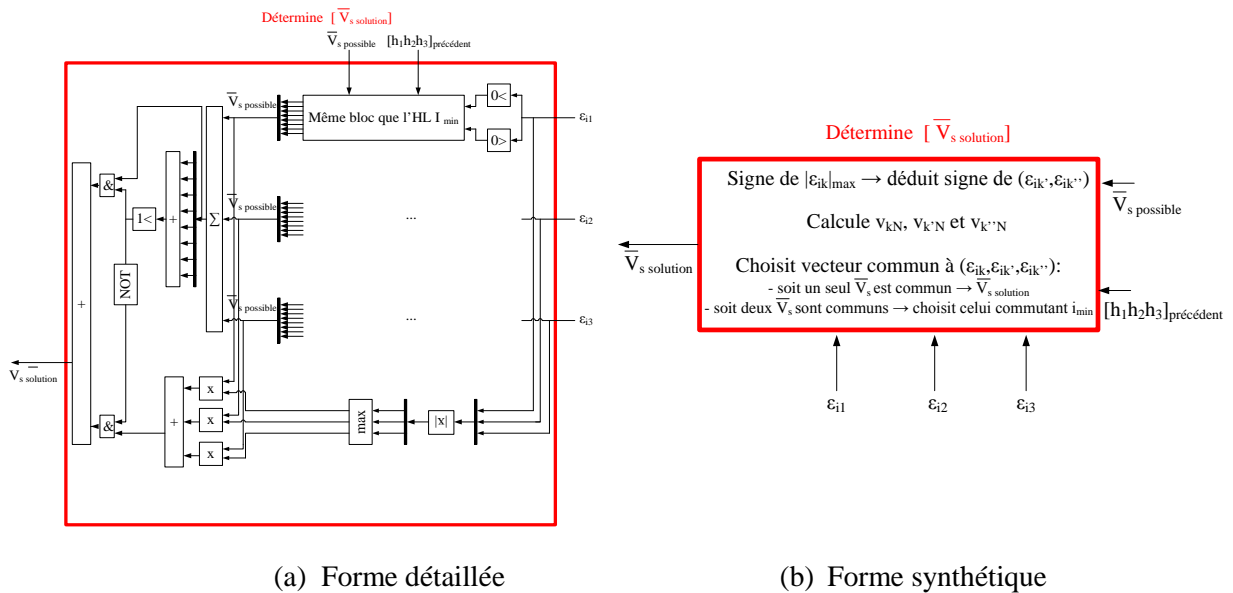


Figure 78: Actions et critères du bloc «  $\bar{V}_s$  solution »

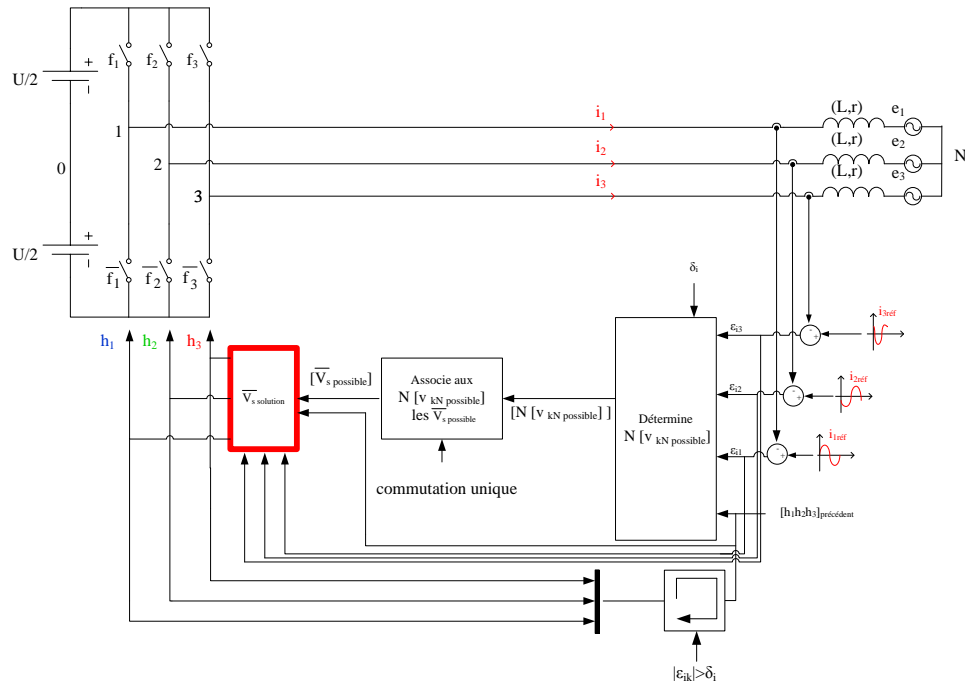


Figure 79: Stratégie HL  $N_{com}$  par HL de réduction du nombre de commutation

Ce critère de convergence repose sur les valeurs absolues instantanées des erreurs des courants de ligne  $\varepsilon_{ik}(t)$ . Il est ajouté au schéma de principe du contrôle direct par hystérésis de courants de ligne, Figure 79 et conduit à la dernière stratégie étudiée (HL  $N_{com}$ ).

### II.3.2 Fonctionnement de la stratégie HL $N_{com}$

Le fonctionnement de la stratégie de réduction du nombre de commutation (HL  $N_{com}$ ) est comparé à la stratégie précédente inspirée du contrôle par MLI Flat Top (HL FT) sur une période complète. Ensuite, pour expliquer les différences de fonctionnement de ces stratégies, une analyse est faite sur un secteur d'étude.

#### a. Analyse sur une période réseau

Pour les différentes stratégies, toutes les grandeurs sont comparées pour le même THDi égal à 3% par réglage de la bande d'hystérésis. Les évolutions temporelles des trois courants de phase pour cette stratégie (HL  $N_{com}$ ) et la précédente (HL FT) sont présentées Figure 80 :

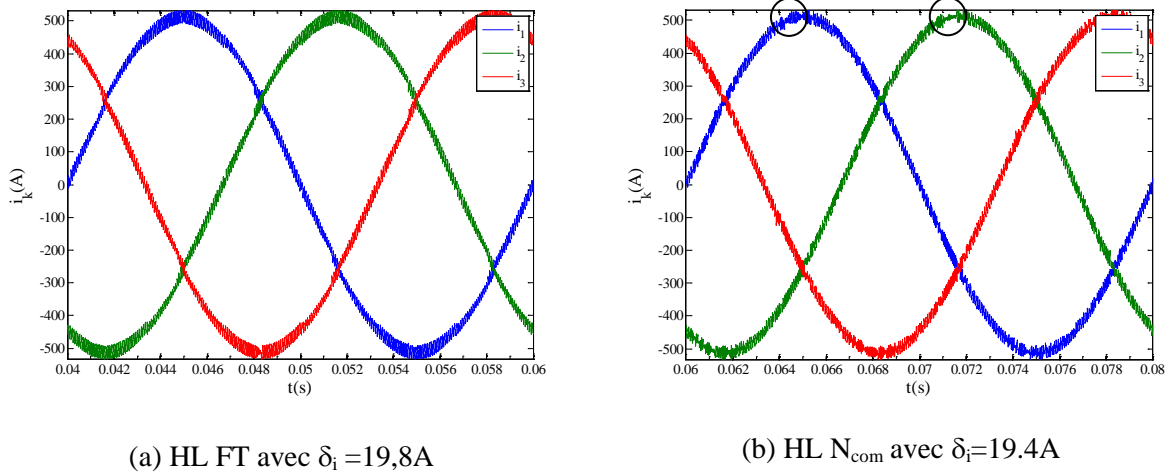


Figure 80: Evolution temporelle des trois courants de ligne

La Figure 80 montre que l’allure de l’ondulation des courants de phase est différente entre la stratégie HL FT et la HL Ncom. En effet, celle ci paraît moins régulière que celle de l’HL FT.

Cette différence traduit un nombre de commutations différent sur les bras. Ceci est illustré par le Tableau 17 répertoriant le nombre de commutations par bras sur une période pour ces deux stratégies.

Bras 1	Bras 2	Bras 3
348	348	346

(a) HL FT

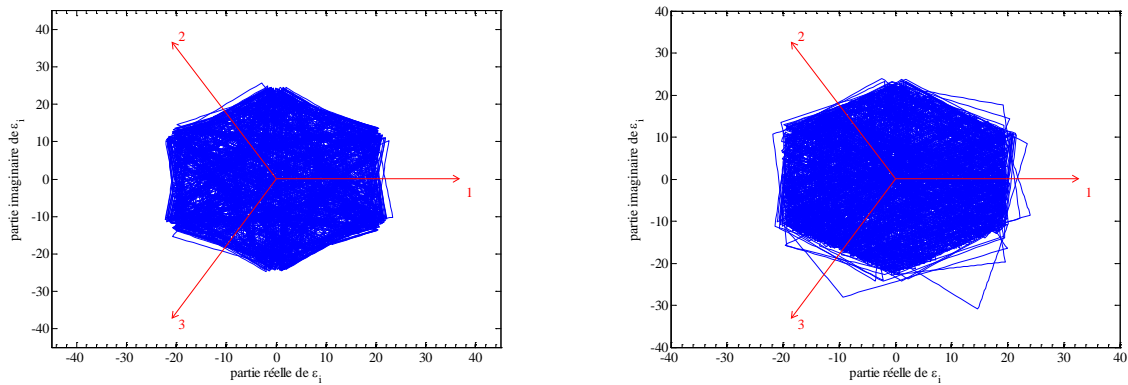
Bras 1	Bras 2	Bras 3
347	370	353

(b) HL  $N_{com}$

Tableau 17: Nombre de commutations par bras sur une période

Le Tableau 17 indique un nombre de commutations semblable pour les deux stratégies mais différent entre bras pour la stratégie HL Ncom. L’écart maximal de commutation de HL  $N_{com}$  entre les bras (23) est comparable à celui de l’hystérésis bang-bang (370-342=28). Ce déséquilibre du nombre de commutations entre les trois bras peut également se constater à partir de la représentation vectorielle des erreurs de courant de ligne  $\epsilon_i$ .

La représentation des erreurs des trois courants de ligne fourni Figure 81 (b) pour l’HL  $N_{com}$  indique qu’aucune symétrie de comportement de l’erreur vectorielle selon les 3 axes n’est observable, ce qui implique un nombre de commutations entre phases différent. Le fait qu’il n’y ait aucune similitude de comportement entre les trois phases est dû certainement à l’hypothèse négligeant la pente des erreurs des courants sur laquelle est basée ce contrôle et entraîne l’absence de cycle définis.

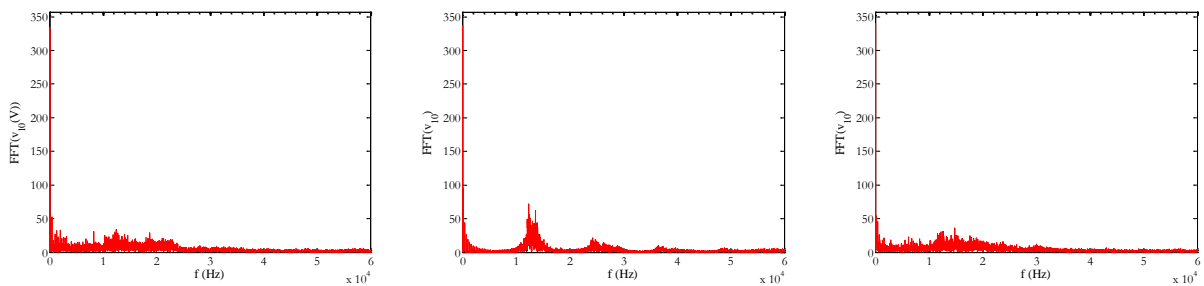


(a) HL FT avec  $\delta_i = 19,8A$

(b) HL  $N_{com}$  avec  $\delta_i = 19.4A$

Figure 81: Représentation vectorielle des erreurs des trois courants de ligne  $\epsilon_{ik}$

La Figure 81 confirme l'inconvénient d'un comportement des erreurs non semblable sur les trois phases. Un autre élément de comparaison est la FFT de la tension d'onduleur  $v_{10}$  pour ces deux stratégies regroupées Figure 82 à laquelle s'ajoute celle de l'hystérésis bang-bang (HL BB).



(a) HL BB avec  $\delta = 18.55A A$

(b) HL Flat Top avec  $\delta_i = 19,8A$

(c) HL  $N_{com}$  avec  $\delta_i = 19.4A$

Figure 82: FFT de  $v_{10}$

L'HL  $N_{com}$  (Figure 82 (c)) a un spectre plus étalé en fréquence que l'HL FT (dû probablement à un fonctionnement moins cyclique de ces vecteurs sur une période), et son spectre est du même type que celui de l'HL BB.

### b. Analyse sur un secteur d'étude

Le fonctionnement de l'HL  $N_{com}$  est étudié sur un secteur d'étude (11) et ses résultats sont justifiés par comparaison à ceux de l'HL FT. L'enchaînement des vecteurs de l'HL  $N_{com}$  sur ce secteur 11 est présenté Figure 83.

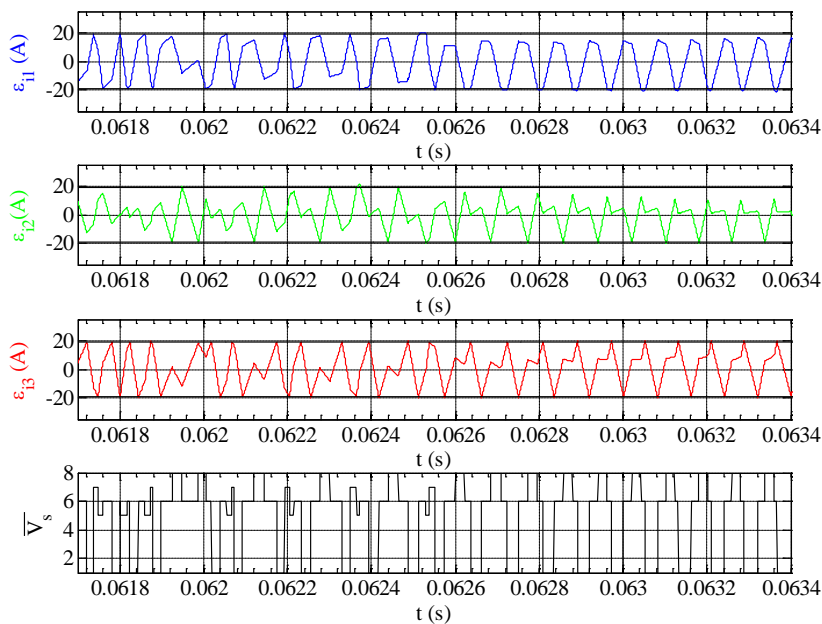


Figure 83: Enchaînement des vecteurs sur le secteur 11 et erreurs pour l'HL  $N_{com}$

La Figure 83 fournit plusieurs indications sur le fonctionnement de l'HL  $N_{com}$ :

- conservation des mêmes vecteurs sur chaque secteur
- utilisation de cinq vecteurs sur chaque secteur. Pour ce secteur 11, il s'agit de  $\overline{V}_1$ ,  $\overline{V}_5$ ,  $\overline{V}_6$ ,  $\overline{V}_7$  et  $\overline{V}_8$
- pas d'enchaînement cyclique de ces vecteurs

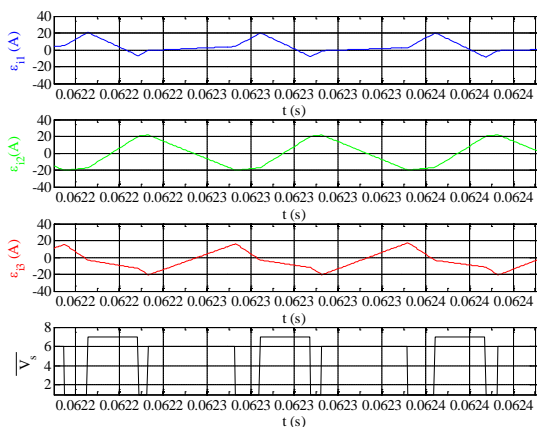


Figure 84: HL Flat Top

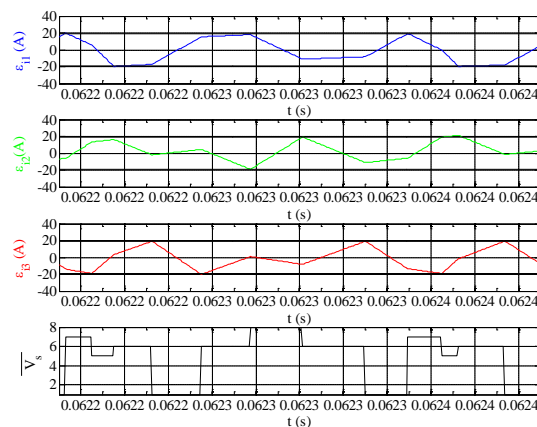


Figure 85: HL  $N_{com}$

Les deux stratégies développées (HL FT et HL  $N_{com}$ ) sont comparées sur un même intervalle de temps plus restreint qu'un secteur d'étude, Figure 84 et Figure 35. Cette comparaison montre que l'HL  $N_{com}$  (Figure 85) utilise en plus un vecteur non nul supplémentaire ( $\overline{V}_5$ ) ainsi que le second vecteur nul  $\overline{V}_8$ . Ces deux vecteurs sont utilisés par l'HL  $N_{com}$  pour éviter des sorties de bande autorisées par l'HL Flat Top. Avec le contrôle par HL  $N_{com}$  toutes les bandes d'hystérésis des erreurs sont atteintes contrairement à celle de l'HL Flat Top avec un nombre de commutation comparable.

### II.3.3 Conclusion

Ce contrôle ne permet pas finalement de diminuer le nombre de commutation des trois bras par rapport à celui de l'HL FT. Il est différent des deux premiers contrôles développés et ne propose pas de cycle de fonctionnement régulier. Ce dernier ne prenant pas en compte la pente des courants, il comprend certainement une incertitude conduisant à un comportement différent entre les trois phases alors que les deux premiers contrôles sont fondés sur des critères « absolus » conduisant à des cycles de fonctionnement définis et réguliers.

## II.4 Conclusion sur l'HL

Pour le contrôle direct par hystérésis des courants de ligne (HL), deux étapes principales sont apparues :

- La première étape a été de chercher à limiter les pertes par commutation en imposant la commutation de seulement l'un des trois bras à chaque changement d'état. Il en a résulté un nombre de configuration d'interrupteur potentiellement solution plus restreint.
- La deuxième étape est intervenue pour départager les configurations potentiellement solutions dont le nombre a été certes restreint, mais n'a cependant pas été réduit à une solution unique.

Pour départager les différentes configurations possibles, trois stratégies ont été développées et aucune grandeur (autres que les courants de phase) n'a été utilisée. Il serait donc possible de faire évoluer ces stratégies pour les améliorer, en prenant par exemple en compte l'évolution réelle de l'erreur à travers la dérivée de l'erreur  $d\varepsilon_k/dt$ . Cette information pourrait certainement améliorer la stratégie de réduction du nombre de commutations qui cherche la convergence des trois erreurs car l'estimation du comportement des erreurs étant mieux maîtrisée, la stratégie devrait devenir plus régulière. Afin de résumer les résultats des 3 stratégies, une synthèse est présentée sur le Tableau 18 qui met en évidence la supériorité du contrôle de type HL FT parmi ceux développés.

	Stratégie à courant commuté minimum - HL $I_{\min}$ -	Stratégie inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top - HL FT -	Stratégie de réduction du nombre de commutation - HL $N_{\text{com}}$ -
Grandeur sélective par la stratégie	$ i_{k \text{ réf}}(t) _{\min}$	Secteur du courant référence	$ \varepsilon_k(t) $
Objectif	Commuter le bras avec le courant le plus faible parmi les états possibles	Imposer les vecteurs de la MLI FLAT TOP	Faire « converger » au mieux les 3 erreurs
Nombre de vecteur utilisés par secteur	4	3	5
Avantages	<p>Nombre de commutations identique sur les 3 phases</p> <p>Enchaînement cyclique des vecteurs</p> <p>Spectre avec des familles d'harmoniques d'amplitude réduite</p>	<p>Nombre de commutations identique sur les 3 phases</p> <p>Peu de sorties de bande et de faible amplitude</p> <p>Nombre de commutations le plus faible</p> <p>Enchaînement cyclique des vecteurs</p> <p>Spectre avec des familles d'harmoniques d'amplitude réduite</p>	<p>Peu de sorties de bande</p>
Inconvénients	<p>Sorties de bande</p> <p>Nombre de commutations élevé</p> <p>Ne commute pas toujours le <math> i_{1 \min} </math></p>		<p>Spectre large bande</p> <p>Nombre de commutations différents sur les 3 phases</p> <p>Pas d'enchaînement cyclique des vecteurs</p>

Tableau 18: Tableau comparatif des trois stratégies de contrôle direct de type HL





**CHAPITRE 3 : Contrôle direct par Hystérésis des courants  
Polygonaux fictifs (HP)**



Ce chapitre développe des contrôles directs basés sur le contrôle par hystérésis des trois courants polygonaux fictifs calculés à partir des trois courants de ligne (HP, pour hystérésis polygonal). Ces contrôles tiennent compte de l'interaction des trois bras en adaptant les règles de commande du chapitre précédent. Les trois erreurs sont contrôlées simultanément et sont recherchées des stratégies qui agissent de manière régulière et cyclique afin de contrôler ces erreurs de façon structurée et par des tables de modulation prédéfinies. Les mêmes choix réfléchis sur les stratégies de modulation proposées du chapitre précédent sont faits, adaptés à la charge considérée et aux contraintes énergétiques de l'Electronique de Puissance. Les stratégies de ce chapitre et du chapitre précédent régies par les mêmes choix de modulation sont comparées du point de vue de leur fonctionnement, de leurs performances de contrôle (conversion). Leurs différences sont illustrées et justifiées.

### **I. Introduction à l'HP**

Ce chapitre développe des contrôles directs basés sur le contrôle par hystérésis des trois courants polygonaux fictifs calculés à partir des trois courants de ligne (HP : Hystérésis Polygonal). Ces contrôles tiennent compte de l'interaction des trois bras en adaptant les règles de commande du chapitre précédent. Les mêmes types de choix sur les stratégies de modulation proposées dans le chapitre précédent sont faits et adaptés à ce contrôle. Les stratégies de ce chapitre et du chapitre précédent régies par les mêmes choix de modulation sont comparées du point de vue de leur fonctionnement, de leurs performances de contrôle (conversion).

Dans les systèmes triphasés trois fils équilibrés, le contrôle des courants par hystérésis se fait naturellement sur les courants de ligne, grandeurs directement observables sur les systèmes réels. Dans le cas de l'utilisation d'un onduleur triphasé 3 fils, les tensions imposées sur la charge par le convertisseur sont des tensions composées et il paraît plus naturel de savoir maîtriser les courants issus directement de ces tensions composées, à savoir les courants dit polygonaux et non les courants de lignes, faisant intervenir dans leur contrôle, comme on l'a vu précédemment, le potentiel neutre (N) de la charge, qui est un potentiel flottant. En effet, les stratégies développées jusqu'à présent agissaient sur les tensions simples pour contrôler les courants de ligne. On propose ici de définir un contrôle par hystérésis qui agit directement sur les tensions composées imposées par le convertisseur. On comparera par la suite cette approche à celle se basant sur le contrôle direct HL.

Aussi, ce nouveau contrôle se base sur la transformation des trois courants de ligne en trois courants polygonaux fictifs, ce qui justifie le nom de contrôle direct par Hystérésis des courants Polygonaux fictifs (HP).

## I.1 Principe de l'HP

La démarche des stratégies issues de l'HP est analogue à celle du contrôle direct par hystérésis des courants de ligne (HL). La même règle de commande est imposée et les mêmes stratégies de modulation sont mises en place. Les grandeurs contrôlées de ces deux commandes étant cependant différentes les résultats le sont également.

### I.1.1 Passage de l'HL à l'HP

Dans le cas d'une charge triphasée équilibrée 3 fils, lors de la transformation d'un montage étoile en un montage triangle Figure 86, les éléments électriques sont modifiés de la façon suivante:

- les impédances sont multipliées par trois
- les f.e.m sont soustraites et conduisent à des f.e.m polygonales d'expression  $(e_k - e_{k'})$

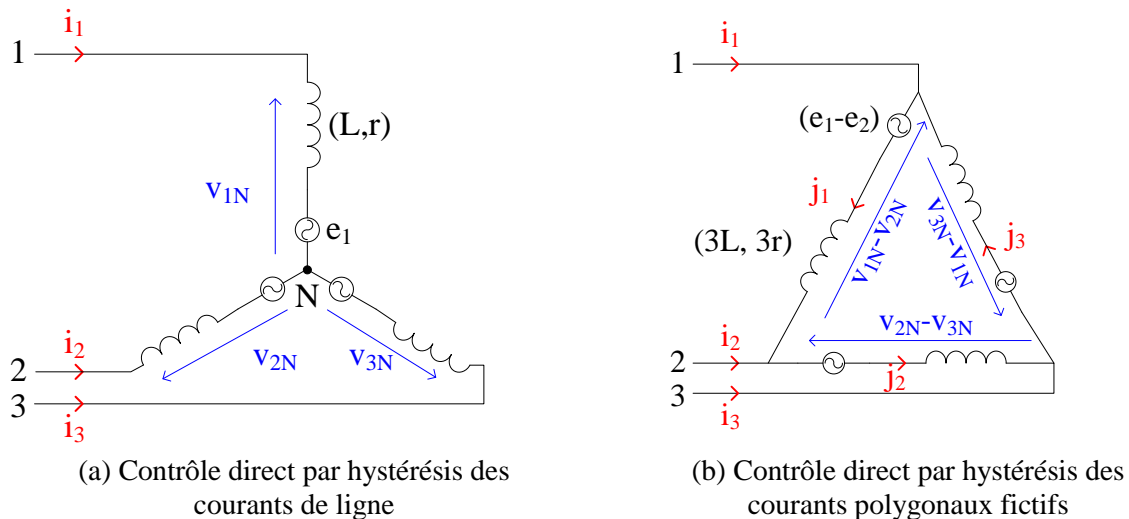


Figure 86: Définition du système fictif polygonal

Dans les contrôles développés dans ce chapitre, les grandeurs réelles circulant dans le système sont bien les courants de ligne mais leur contrôle est effectué indirectement au travers de la surveillance des courants polygonaux fictifs  $j_k$  (Figure 86 (b)) calculés à partir des courants réels de ligne  $i_k$ . Les grandeurs polygonales (équation (31)) n'étant qu'une combinaison des grandeurs de phase (équation (30)), les hypothèses faites en hystérésis des courants de ligne (HL) sont valables pour l'hystérésis des courants polygonaux (HP).

$$\begin{aligned} i_1 &= (j_1 - j_3) & j_1 &= \frac{(i_1 - i_2)}{3} \\ i_2 &= (j_2 - j_1) & j_2 &= \frac{(i_2 - i_3)}{3} \\ i_3 &= (j_3 - j_2) & j_3 &= \frac{(i_3 - i_1)}{3} \end{aligned}$$

(30) Courants de ligne en fonction des courants polygonaux

(31) Courants polygonaux en fonction des courants de ligne

De (31), il résulte un courant polygonal  $j_k$  déphasé de  $\pi/6$  par rapport à  $i_k$  et de valeur efficace divisée par  $\sqrt{3}$  puisque l'on considère les  $i_k$  formant un système triphasé équilibré.

a. **Relations de base du contrôle polygonal**

L'objectif de ce contrôle, comme tout contrôle direct d'un onduleur de tension est de contrôler les trois courants de ligne. En fait, contrôler les courants polygonaux fictifs revient indirectement à contrôler les courants de ligne. Ce constat peut être illustré en se servant de résultats obtenus pour une MLI sinusoidale classique en comparant la FFT des courants de ligne et celle des courants polygonaux. Le comportement des trois courants de ligne (et par conséquent des trois courants polygonaux) étant identique, leur FFT le sont également, donc il suffit d'examiner les FFT de  $i_1$  et  $(j_1 \times \sqrt{3})$ , Figure 87. Sur cette même Figure 87, un agrandissement de l'amplitude des harmoniques est ajouté sur lequel le fondamental est ôté.

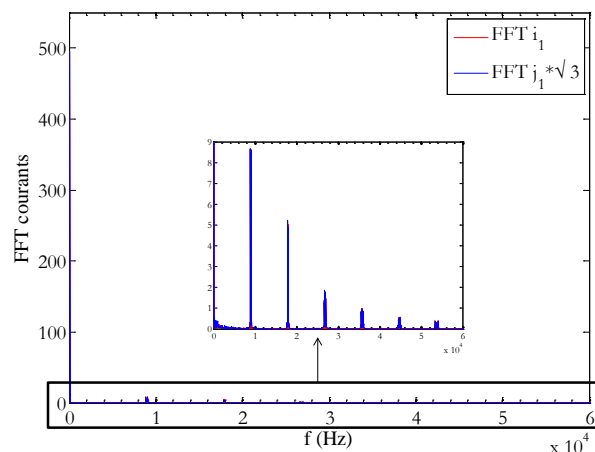


Figure 87: FFT de  $i_1$  et  $(j_1 \times \sqrt{3})$  pour la MLI sinusoidale avec  $f_{com} = 8950\text{Hz}$  pour un  $\text{THDi} = 3\%$

La Figure 87 montre que les grandeurs  $i_k$  et  $\sqrt{3} \cdot j_k$  ont le même spectre harmonique en amplitude et les deux graphes se superposent. Ceci implique que ces deux grandeurs auront le même taux de distorsion harmonique. Contrôler le  $\text{THDi}$  revient donc à contrôler le  $\text{THDj}$ .

L'expression des courants de ligne est fournie en (32) et celle des courants polygonaux en (33).

$$i_1 = \frac{v_{1N} - e_1}{r} (1 - e^{-\frac{r}{L} t})$$

$$j_1 = \frac{(v_{1N} - v_{2N}) - (e_1 - e_2)}{3r} (1 - e^{-\frac{r}{L} t})$$

$$i_2 = \frac{v_{2N} - e_2}{r} (1 - e^{-\frac{r}{L} t})$$

$$j_2 = \frac{(v_{2N} - v_{3N}) - (e_2 - e_3)}{3r} (1 - e^{-\frac{r}{L} t})$$

$$i_3 = \frac{v_{3N} - e_3}{r} (1 - e^{-\frac{r}{L} t})$$

$$j_3 = \frac{(v_{3N} - v_{1N}) - (e_3 - e_1)}{3r} (1 - e^{-\frac{r}{L} t})$$

(32) Expression des courants de ligne

(33) Expression des courants polygonaux

L'onduleur permet d'imposer les tensions composées  $(v_{1N} - v_{2N})$ ,  $(v_{2N} - v_{3N})$  et  $(v_{3N} - v_{1N})$ . Ces tensions étant de somme nulle, on ne peut donc pas contrôler les 3 courants polygonaux  $j_1$ ,  $j_2$ ,  $j_3$  indépendamment les uns des autres. D'après les relations (33), le seul paramètre réglable influençant l'évolution du courant polygonal de charge  $j_k$  est la tension composée  $(v_{kN} - v_{k'N})$ , car l'évolution de  $(e_k - e_{k'})$  peut être supposée constante entre deux commutations.

- le courant de charge  $i_k$  dépend de sa tension de phase  $v_{kN}$
- le courant polygonal fictif  $j_k$  dépend de sa tension composée  $v_k - v_{k+1}$

L'expression des tensions de phase et composées sont données ci-dessous :

$$v_{1N} = \left( \frac{2}{3} h_1 - \frac{1}{3} h_2 - \frac{1}{3} h_3 \right) \times \frac{U}{2}$$

$$v_{1N} - v_{2N} = v_{10} - v_{20} = (h_1 - h_2) \times \frac{U}{2}$$

$$v_{2N} = \left( -\frac{1}{3} h_1 + \frac{2}{3} h_2 - \frac{1}{3} h_3 \right) \times \frac{U}{2}$$

$$v_{2N} - v_{3N} = v_{20} - v_{30} = (h_2 - h_3) \times \frac{U}{2}$$

$$v_{3N} = \left( -\frac{1}{3} h_1 - \frac{1}{3} h_2 + \frac{2}{3} h_3 \right) \times \frac{U}{2}$$

$$v_{3N} - v_{1N} = v_{30} - v_{10} = (h_3 - h_1) \times \frac{U}{2}$$

(34) Tensions de phase

(35) Tensions composées

Ces équations montrent qu'une tension de phase (et donc un courant de ligne) dépend de l'état des trois bras alors qu'une tension composée (et donc un courant polygonal) ne dépend que de l'état de deux bras. On voit ainsi que le couplage entre tension et courant est différent selon que l'on aborde le problème en « ligne » ou en « polygone ».

A partir des formules de l'équation (35), il est possible de calculer pour chaque configuration d'interrupteur les trois tensions composées, Tableau 19. Ces tensions sont représentées dans le repère vectoriel, Figure 88.

$h_1 h_2 h_3$	$v_{1N} - v_{2N}$	$v_{2N} - v_{3N}$	$v_{3N} - v_{1N}$	$\bar{V}_s$
[1-1-1]	U	0	-U	$\bar{V}_1$
[11-1]	0	U	-U	$\bar{V}_2$
[-11-1]	-U	U	0	$\bar{V}_3$
[-111]	-U	0	U	$\bar{V}_4$
[-1-11]	0	-U	U	$\bar{V}_5$
[1-1-1]	U	-U	0	$\bar{V}_6$
[-1-1-1]	0	0	0	$\bar{V}_7$
[111]	0	0	0	$\bar{V}_8$

Tableau 19: tensions composées onduleur dans le repère vectoriel

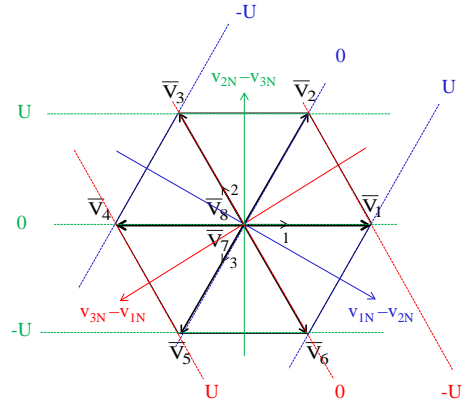


Figure 88: tensions composées dans le repère vectoriel

Les tensions composées peuvent être égales à trois valeurs (-U ; 0 ; U), avec seulement 3 niveaux de tension accessibles, au lieu de 5 lorsqu'on travaille sur les tensions de phase.

La symétrie de rotation de 120° entre tension de phase composée permet de limiter l'étude à la tension composée ( $v_{2N} - v_{3N}$ ) représentée seule dans le plan complexe Figure 89.

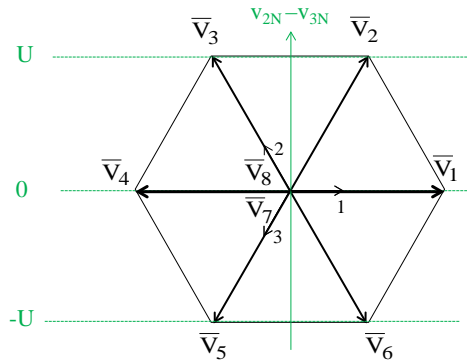


Figure 89: Valeur de ( $v_{2N} - v_{3N}$ ) pour chaque vecteur

b. **Objectif du contrôle**

L'objectif de l'HP passe par le maintien des trois erreurs des courants polygonaux  $\epsilon_{jk}$ , définis équation (36), dans leur bande d'hystérésis (fixe égale à  $2\delta_j$  pour les trois phases).

$$\epsilon_{j_k} = j_{k_{réf}} - j_k \quad (36)$$

Le déphasage de  $\pi/6$  entre courant de ligne et polygonal se répercute sur les tensions de phases et composées et conduit à des zones de contrôle des erreurs dans le plan complexe similaires mais associées à des grandeurs différentes, Figure 90.

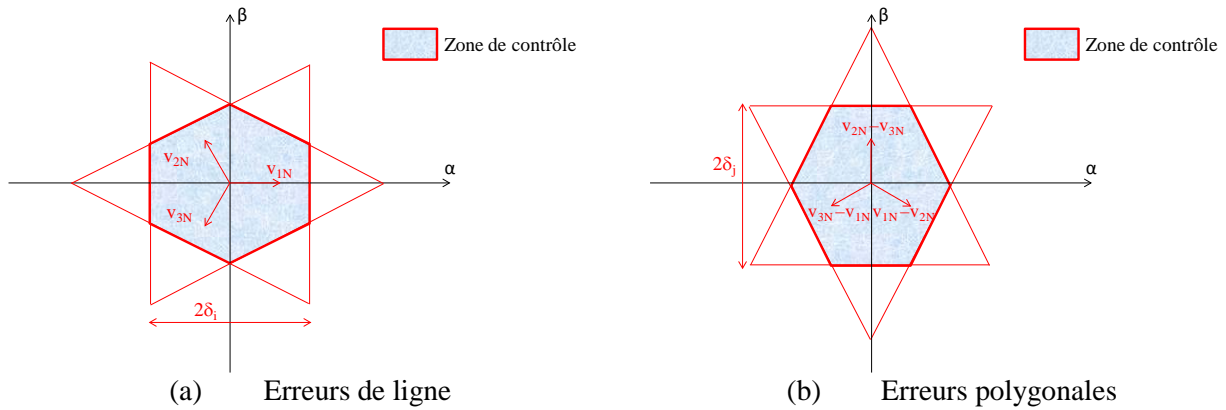


Figure 90: Zone hexagonale de contrôle de trois erreurs dans le repère vectoriel

Pour contenir les trois erreurs polygonales dans leur bande d'hystérésis, il faut à l'instant où une erreur franchit l'une de ses bandes  $+\delta_j$  ou  $-\delta_j$ , déterminer la configuration d'interrupteur à appliquer à l'onduleur pour essayer de faire converger cette erreur vers zéro. Cet objectif est illustré en temporel Figure 91.

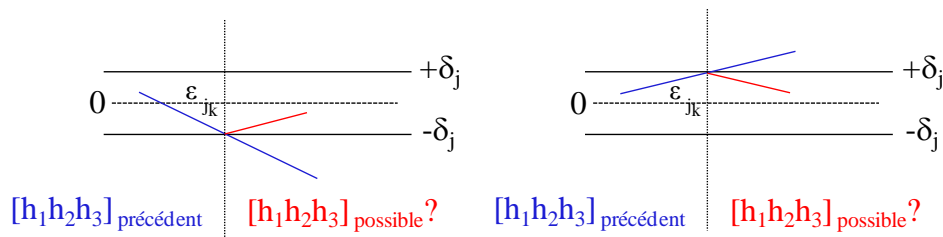


Figure 91: Objectif du contrôle direct par hystérésis des courants polygonaux fictifs (HP)

Pour réaliser cet objectif, il faut être capable de changer l'évolution de l'erreur de courant polygonale  $\epsilon_{jk}$ . Il faut donc identifier en développant l'expression de cette erreur, quels sont les paramètres agissant sur son évolution.

### I.1.2 Construction des règles de modulation

Si les erreurs des courants de ligne  $\epsilon_{ik}$  sont assurées de converger, il en est de même pour les erreurs polygonales  $\epsilon_{jk}$  puisqu'elles n'en sont qu'une transformation. Cependant la manière de faire évoluer les erreurs des courants de ligne et des courants polygonaux conduit à des différences de comportement et de résultats. Les modulations, même si elles s'appuient sur les mêmes principes, sont différentes.

#### a. Origine des règles de modulation

L'évolution de l'erreur polygonale  $\epsilon_{jk}$  dépend de la différence entre la dérivée du courant polygonal de référence  $(dj_{k\text{réf}}/dt)$  et de charge  $(dj_k/dt)$ , équation (37).



$$\frac{dj_{k_{réf}}}{dt} - \frac{dj_k}{dt} > 0 \text{ ou } < 0 \text{ selon état convertisseur} \quad (37)$$

L'expression de la dérivée de ce courant polygonal est fournie équation (38) en négligeant la résistance.

$$\frac{dj_k}{dt} = \frac{[(v_{kN} - v_{k'N}) - (e_k - e_{k'})]}{3L} \quad (38)$$

L'évolution de l'erreur polygonale  $\varepsilon_{j_k}$  dépend donc de la différence entre niveaux de tension composée ( $v_{kN} - v_{k'N}$ ) et la f.e.m composée associée ( $e_k - e_{k'}$ ).

Comme on l'a déjà vu pour les courants de ligne, la convergence du système est assurée dès lors que la tension U du bus continu a une valeur suffisante pour contrôler la pente de l'erreur (équation (38)). Ainsi les deux niveaux de tensions polygonales extrêmes  $[\pm U]$  garantissent ici (cahier des charges initial) la convergence des erreurs polygonales car les dérivées des courants de charge associées sont strictement plus grandes en valeur absolues que les dérivées des courants de référence comme le montre la Figure 92, où sont représentées les évolutions de la dérivée du courant polygonal  $j_1$  pour chaque niveau de tension, ainsi que celle de la dérivée de la référence nominale (contrainte la plus forte).

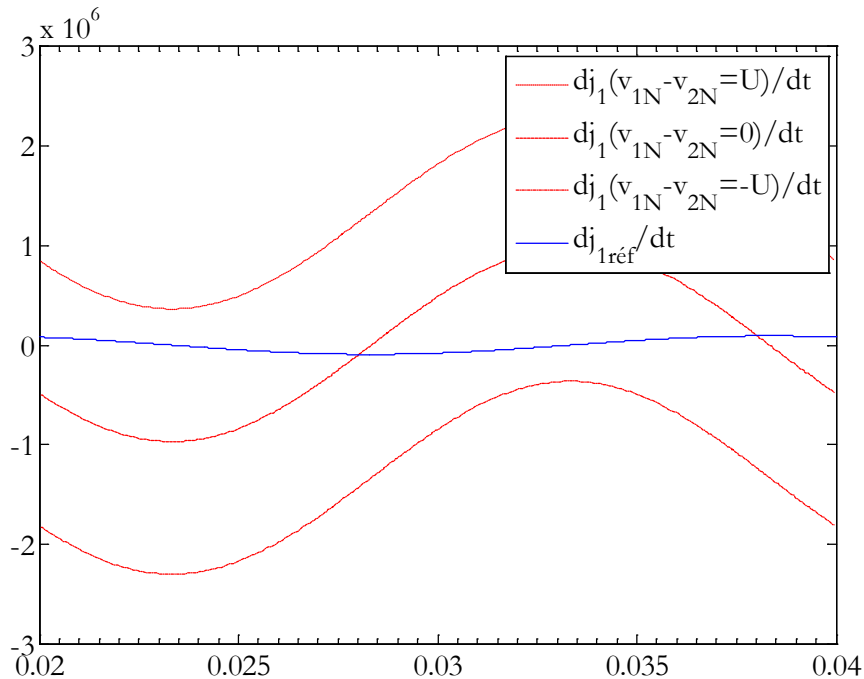


Figure 92: Dérivée du courant polygonal  $j_1$  selon états du convertisseur et dérivée de sa référence à puissance nominale

La Figure 92 confirme que les deux niveaux de tension extrêmes assurent la convergence des erreurs polygonales à tout instant. Les relations (39) et (28) rappellent le comportement de l'erreur en cas d'application des deux tensions composées extrêmes.

$$\frac{d\varepsilon_{jk}}{dt} = \left[ \frac{dj_k(v_{kN} - v_{k'N} = +U)}{dt} \right] - \frac{dj_{kréf}}{dt} > 0 \Rightarrow \varepsilon_{jk} \uparrow \quad (39)$$

$$\frac{d\varepsilon_{jk}}{dt} = \left[ \frac{dj_k(v_{kN} - v_{k'N} = -U)}{dt} \right] - \frac{dj_{kréf}}{dt} < 0 \Rightarrow \varepsilon_{jk} \downarrow \quad (40)$$

Les états du convertisseur ayant une tension composée  $(v_{kN} - v_{k'N}) = -U/+U$  permettent à l'erreur polygonale du courant associé d'évoluer dans un sens ou dans l'autre, assurant ainsi la contrôlabilité de l'erreur du courant associé entre ses deux bandes  $+\delta_j$  et  $-\delta_j$ . La Figure 92 montre qu'avec le niveau de tension nul, l'écart entre dérivée de référence et de charge s'inverse. Ces inversions peuvent être à l'origine de certaines sorties de bande dans les modulations qui seront présentées.

#### b. Règles de modulation

Les règles et hypothèses de modulation de l'HP sont les mêmes que celles choisies pour l'HL, mais adaptées aux paramètres polygonaux. Ainsi les valeurs des dérivées des courants polygonaux de référence et celles des f.e.m polygonaux ne sont pas prises en compte. Ces informations étant manquantes, des sorties de bandes, liées à des erreurs de stratégie vont par conséquent apparaître.

- La règle n°1 tente de faire converger l'erreur polygonale  $\varepsilon_{jk}$  en incrémentant ou décrémentant les niveaux de tension polygonale de  $(v_{kN} - v_{k'N})$ . Il se peut que certains de ces niveaux ne soient pas suffisants pour faire converger l'erreur vers zéro. Ces cas particuliers sont traités par la règle n°2.
- La règle n°2 consiste à faire converger l'erreur la plus grande dès qu'une seconde erreur atteint sa bande.

#### c. Comparaison entre HL et HP

Il a été établi que le paramètre influant sur:

- l'évolution des erreurs des courants de ligne  $\varepsilon_{ik}$  était la tension de phase  $v_{kN}$
- l'évolution des erreurs des courants polygonaux fictifs  $\varepsilon_{jk}$  était la tension composée  $(v_{kN} - v_{k'N})$ .

Les différences et points communs entre l'HL et l'HP sont résumés Figure 93.

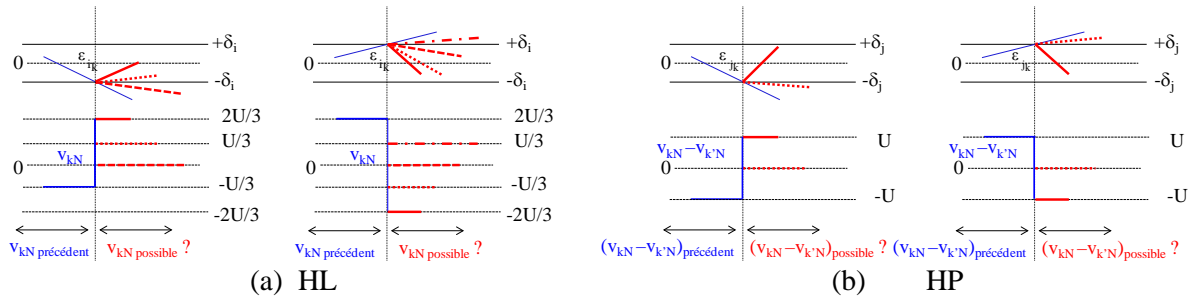


Figure 93: Evolution possible des erreurs et des tensions respectives

Sur la Figure 93 (b), des sorties de bande (pointillées rouges) sont illustrées quand le niveau de tension polygonale est égal à zéro. Puisque le comportement des erreurs est semblable que l'erreur atteint sa bande supérieure ou inférieure (Figure 93), l'étude peut se limiter au cas où l'erreur franchit sa bande supérieure  $+\delta_j$ . L'étude se place donc dans le cas où  $(v_{kN} - v_{k'N})$  doit diminuer.

### I.1.3 Détermination de la configuration solution parmi celles possibles

La même condition d'une seule commutation de l'un des trois bras entre la configuration précédente et celle possible est imposée pour construire les stratégies limitant les pertes par commutation et les perturbations CEM.

#### a. Commutation unique

Le nombre de vecteurs possibles avec la condition d'une commutation d'un des bras parmi les trois est comparée ici pour les contrôles HL et HP. Pour des raisons de symétrie, l'étude de chaque contrôle peut se limiter à:

- Pour l'HL, l'étude se limite au cas où l'erreur  $\epsilon_{i_1}$  franchit sa bande supérieure  $+\delta_i$ . L'étude se place donc dans le cas où  $v_{1N}$  doit diminuer relativement à chaque vecteur précédent.
- Pour l'HP, l'étude se limite au cas où l'erreur  $\epsilon_{j_2}$  franchit sa bande supérieure  $+\delta_j$ . L'étude se place donc dans le cas où  $(v_{2N} - v_{3N})$  doit diminuer relativement à chaque vecteur précédent..

Le nombre de vecteur possibles pour ces deux cas est répertorié Figure 94.

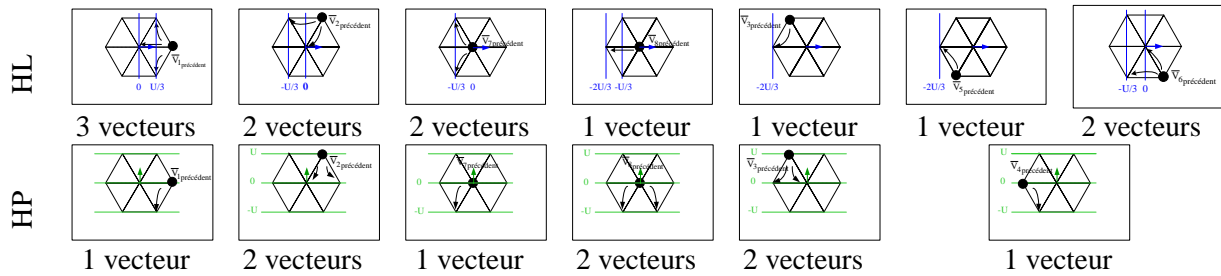


Figure 94: Nombre de  $\bar{V}_s$  possibles avec la condition d'une commutation unique

La comparaison du nombre de vecteurs possibles de ces deux contrôles montre un nombre plus restreint pour l'HP que l'HL. Pour l'HP, le nombre de configurations d'interrupteurs possibles se limite à deux ou un. Le cas à 3 vecteurs disparaît. On constate donc que naturellement les comportements des modulations seront différents en HP et HL, à règle de fonctionnement similaire.

b. Critères départageant les configurations possibles

Dans le cas où deux configurations sont envisageables comme potentiellement solution à la convergence de l'erreur, un critère doit être défini pour déterminer parmi elle, la solution à appliquer à l'onduleur. Les trois mêmes pistes que l'HL ont été envisagées pour l'HP conduisant à la définition des trois mêmes critères distincts et donc à trois stratégies de modulations distinctes :

- Stratégie à courant commuté minimum
- Stratégie inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top
- Stratégie de convergence des 3 erreurs

L'HL et l'HP ont un principe de fonctionnement similaire comme le montre la Figure 95. Les différences portent sur :

- La nature de l'erreur,  $\varepsilon_j$
- La largeur de bande,  $\delta_j$
- La nature des tensions concernées

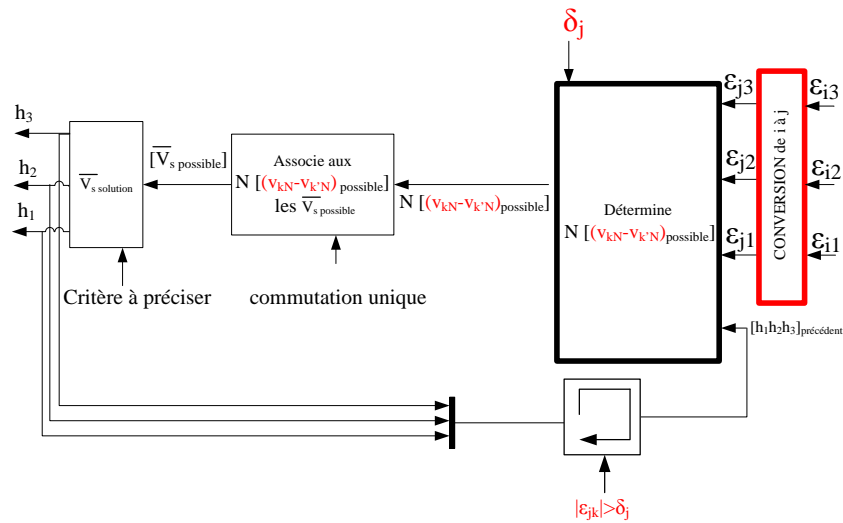


Figure 95: Principe de fonctionnement des contrôles HP développés

## II. Stratégies HP

Les mêmes stratégies sont appliquées à l'HL et l'HP. Pour comparer les résultats issus d'une même stratégie, ces deux contrôles sont réalisés dans le même contexte fixant le THDi à 3%. Pour expliquer les points communs et les différences de ces résultats, une période complète est tout d'abord examinée puis des intervalles de temps plus restreints pour observer de manière claire les différences de comportement entre HL et HP.

### II.1 Stratégie d'HP à courant commuté minimum-HP $I_{min}$

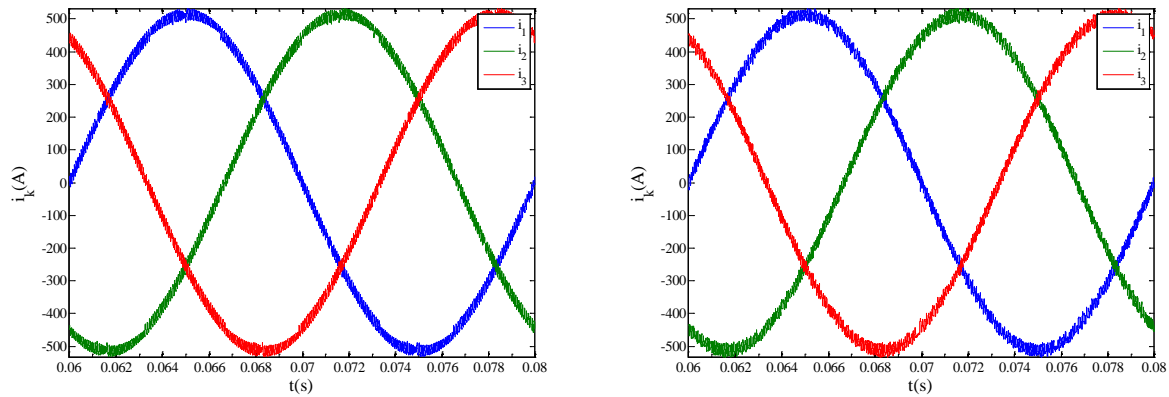
Pour rappel, le premier critère cherche à commuter le bras traversé par le courant de ligne le plus faible parmi les deux configurations d'interrupteurs possibles.

#### II.1.1 Comparaison entre HL $I_{min}$ et d'HP $I_{min}$

Ce critère est appliqué aux deux contrôles développés avec les mêmes règles de modulation pour un THDi=3%. La comparaison de ces deux contrôles est faite en plusieurs étapes sur différents intervalles de temps pour pouvoir identifier les principales différences existantes.

##### a. Analyse sur une période complète

L'évolution temporelle des trois courants de ligne pour ces deux contrôles est comparée Figure 96.



(a) - HL  $I_{\min}$  - avec  $\delta_i=18.45A$

(b) - HP  $I_{\min}$  - avec  $\delta_j=11.1A$

Figure 96 : Evolution temporelle des trois courants de ligne

Pour s'assurer de l'équilibrage entre les trois bras, le Tableau 20 répertorie le nombre de commutations de chaque bras sur une période complète.

Bras 1	Bras 2	Bras 3
507	506	510

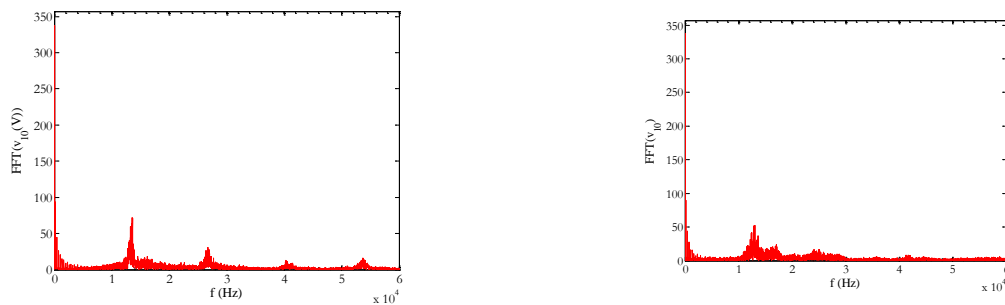
(a) - HL  $I_{\min}$  -

Bras 1	Bras 2	Bras 3
381	389	386

(b) - HP  $I_{\min}$  -

Tableau 20: Nombre de commutations par bras sur une période

Puisque le comportement des trois courants de phase est semblable pour les deux contrôles, seul le courant de phase 1 est plus particulièrement étudié. Un premier indicateur est la comparaison de la FFT de  $v_{10}$  entre ces deux stratégies, Figure 97.



(a) - HL  $I_{\min}$  - avec  $\delta_i=18.45A$

(b) - HP  $I_{\min}$  - avec  $\delta_j=11.1A$

Figure 97 : FFT de  $v_{10}$

L'HL  $I_{\min}$  (Figure 97 (a)) présente des harmoniques d'amplitudes élevées à des fréquences particulières. Ces harmoniques sont également visibles pour l'HP  $I_{\min}$  (Figure 97 (b)) mais d'amplitude bien moins élevée. La FFT du courant de ligne 1 est réalisée et un agrandissement excluant le fondamental pour se concentrer sur les harmoniques basse fréquence est fourni Figure 98 pour ces deux contrôles. En plus de la FFT de  $i_1$  est ajoutée la FFT du courant polygonal  $j_1$  multiplié par  $\sqrt{3}$  pour que l'échelle de ces graphes soit de la même grandeur que ceux des courants de ligne. Pour

chacun des deux contrôles, la grandeur (le courant  $i$  de ligne ou le courant  $j$  polygonal) sur laquelle se base le contrôle figure en noir.

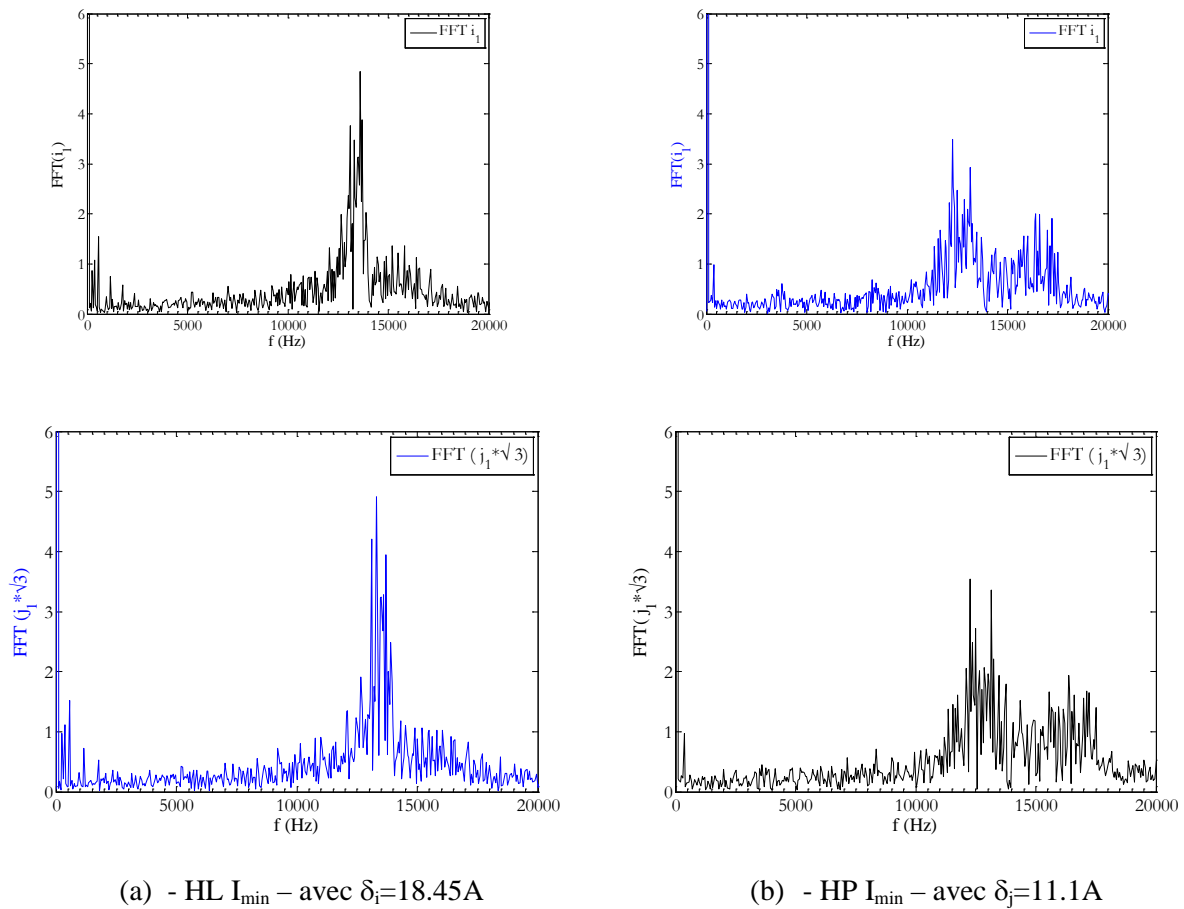
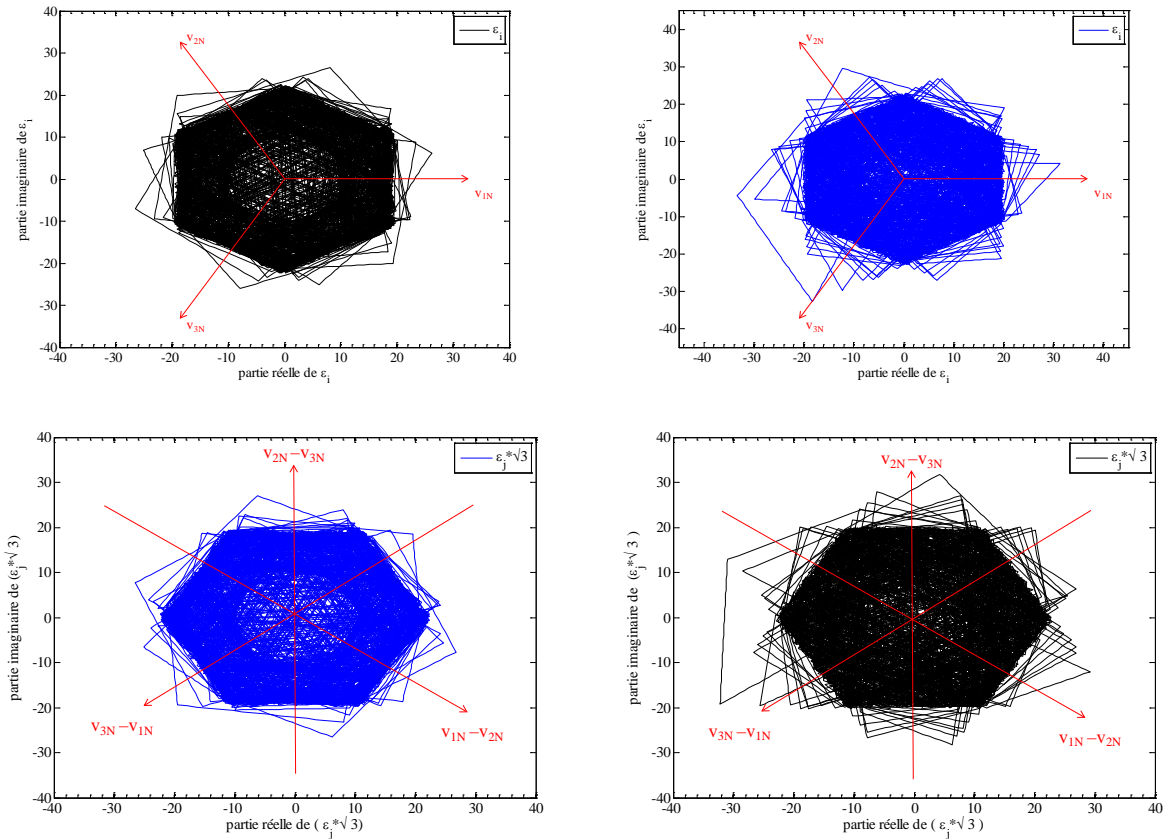


Figure 98 : FFT de  $i_1$  et  $(j_1*\sqrt{3})$  pour les deux contrôles

Cette Figure 98 montre bien que, pour un même contrôle, contrôler les courants polygonaux revient, au niveau spectral, à contrôler les courants de ligne. Le lien est l'amplitude des harmoniques qui est divisée par un rapport  $\sqrt{3}$  d'un courant de ligne à un courant polygonal. Cette Figure 98 montre pour les fréquences les plus faibles, moins d'harmonique pour l'HP  $I_{\min}$  sont présents que pour l'HL  $I_{\min}$ .

Pour justifier de l'allure de ces spectres de fréquence, la représentation vectorielle des erreurs des courants de ligne  $\varepsilon_i$ , et des courants polygonaux  $\varepsilon_j$  est fournie Figure 99 pour chacun de ces deux contrôles. Comme précédemment, la grandeur sur laquelle se base le contrôle apparait en noir sur cette Figure 99.



(a) - HL  $I_{\min}$  – avec  $\delta_i=18.45A$

(b) - HP  $I_{\min}$  – avec  $\delta_j=11.1A$

Figure 99 : Représentation vectorielle des erreurs de ligne  $\epsilon_i$  et de celles polygonales  $\epsilon_j$

La Figure 99 atteste d'un rapport approximatif de  $\sqrt{3}$  entre largeur de bande de ligne ( $\delta_i$ ) et polygonale ( $\delta_j$ ) quel que soit le contrôle. Fixer un même THDi égal à 3% pour l'HL ou l'HP conduit, pour la même grandeur, à des largeurs de bande comparables.

Ainsi dans les mêmes conditions, la comparaison des erreurs (de ligne ou polygonales) de la Figure 99 montre que l'HP (Figure 99 (b)) a un nombre de sortie de bande et des amplitudes plus élevées par rapport à l'HL (Figure 99 (a)). Ces sorties de bande plus nombreuses pour l'HP que pour l'HL se traduisent au niveau du contenu spectral des courants (Figure 98) par des spectres plus étalés en fréquence et des harmoniques d'amplitude cependant moins élevée.

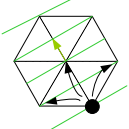
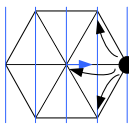
L'HP  $I_{\min}$  a donc plusieurs qualités :

- Un nombre de commutations bien plus faible
- Un spectre harmonique BF moins important et plus étalé en HF

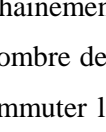
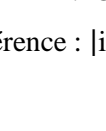


**b. Différences de comportement entre HL  $I_{\min}$  et HP  $I_{\min}$** 

Pour expliquer les différences constatées entre l'HL  $I_{\min}$  et l'HP  $I_{\min}$ , le critère à l'origine de ces deux contrôles est rappelé, puis illustré sur des intervalles de temps plus restreints qu'une période. Le premier critère cherchant à commuter le bras traversé par le courant de ligne le plus faible parmi les configurations d'interrupteur possibles est illustré pour deux contextes particuliers Tableau 21. Ces deux contextes sont appliqués à l'HL (Tableau 21 (a)) et l'HP (Tableau 21 (b)) afin de comparer les résultats. Le bras commutant du vecteur précédent  $\overline{V}_{\text{sprécédent}}$  au vecteur possible  $\overline{V}_{\text{possible}}$  est noté en rouge.

$\overline{V}_{\text{sprécédent}}$	$\overline{V}_6 = [1-11]$	$\overline{V}_1 = [1-1-1]$
k	2	1
$\varepsilon_{ik}$	$\varepsilon_{i_2} \downarrow$	$\varepsilon_{i_1} \uparrow$
$\pm\delta_{ik}$	$-\delta_{i_2}$	$+\delta_{i_1}$
$(v_{kN}) \downarrow\uparrow$	$v_{2N} \uparrow$	$v_{1N} \downarrow$
Rep. vectorielle		
$\overline{V}_{\text{possible}}$	$\overline{V}_8 = [111]$ $\overline{V}_5 = [-1-11]$ $\overline{V}_1 = [1-1-1]$	$\overline{V}_2 = [11-1]$ $\overline{V}_6 = [1-11]$ $\overline{V}_7 = [-1-1-1]$
$\overline{V}_{\text{ssolution}}$	$\overline{V}_1$ si $ i_{3\text{réf}} _{\min}$ $\overline{V}_8$ si $ i_{2\text{réf}} _{\min}$ $\overline{V}_5$ si $ i_{1\text{réf}} _{\min}$	$\overline{V}_2$ si $ i_{2\text{réf}} _{\min}$ $\overline{V}_6$ si $ i_{3\text{réf}} _{\min}$ $\overline{V}_7$ si $ i_{1\text{réf}} _{\min}$

 (a) pour HL  $I_{\min}$ 

$\overline{V}_{\text{sprécédent}}$	$\overline{V}_6 = [1-11]$	$\overline{V}_1 = [1-1-1]$
k	2	1
$\varepsilon_{jk}$	$\varepsilon_{j_2} \downarrow$	$\varepsilon_{j_1} \uparrow$
$\pm\delta_{jk}$	$-\delta_{j_2}$	$+\delta_{j_1}$
$(v_{kN}-v_{k'N}) \downarrow\uparrow$	$(v_{2N}-v_{3N}) \uparrow$	$(v_{1N}-v_{2N}) \downarrow$
Rep. vectorielle		
$\overline{V}_{\text{possible}}$	$\overline{V}_8 = [111]$ $\overline{V}_1 = [1-1-1]$	$\overline{V}_2 = [11-1]$ $\overline{V}_7 = [-1-1-1]$
$\overline{V}_{\text{ssolution}}$	$\overline{V}_8$ si $ i_{2\text{réf}}  <  i_{3\text{réf}} $ $\overline{V}_1$ si $ i_{3\text{réf}}  <  i_{2\text{réf}} $	$\overline{V}_2$ si $ i_{2\text{réf}}  <  i_{1\text{réf}} $ $\overline{V}_7$ si $ i_{1\text{réf}}  <  i_{2\text{réf}} $

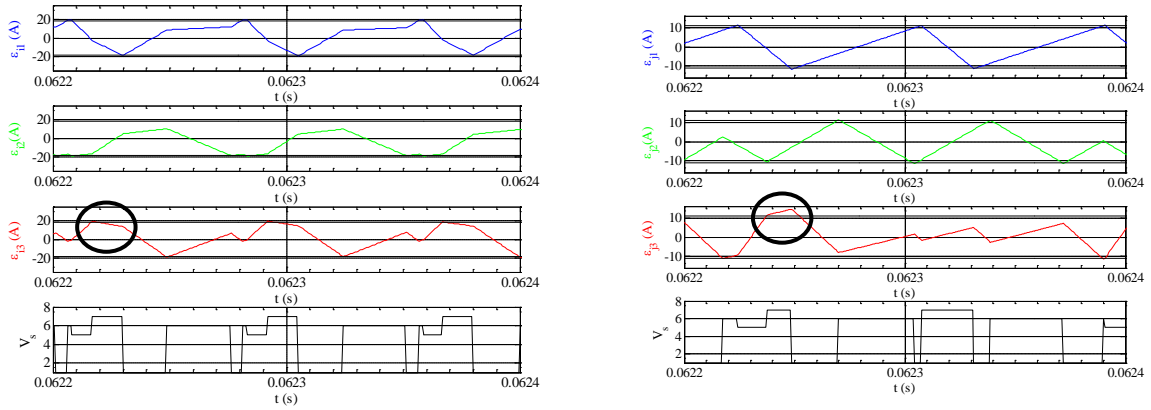
 (b) pour HP  $I_{\min}$ 

Tableau 21: Exemples de la stratégie à courant commuté minimum

Le Tableau 21 montre un nombre de vecteurs possibles plus élevé pour HL  $I_{\min}$  que pour HP  $I_{\min}$ . Cette distinction est à l'origine d'enchaînement de vecteurs solutions différents entre ces deux contrôles. De plus, cette restriction du nombre de vecteur possible de l'HP  $I_{\min}$  par rapport à l'HL  $I_{\min}$  fait que l'HP ne peut pas forcément commuter le courant de ligne de référence minimum en valeur absolue.

L'enchaînement des vecteurs est comparé Figure 100 pour ces deux contrôles sur un même intervalle de temps et pour un même THDi. Cet intervalle d'étude impose aux valeurs absolues instantanées des courants de ligne de référence :  $|i_{2\text{réf}}(t)| > |i_{1\text{réf}}(t)| > |i_{3\text{réf}}(t)|$ .

### CHAPITRE 3 : Contrôle direct par Hystérésis des courants Polygonaux fictifs (HP)



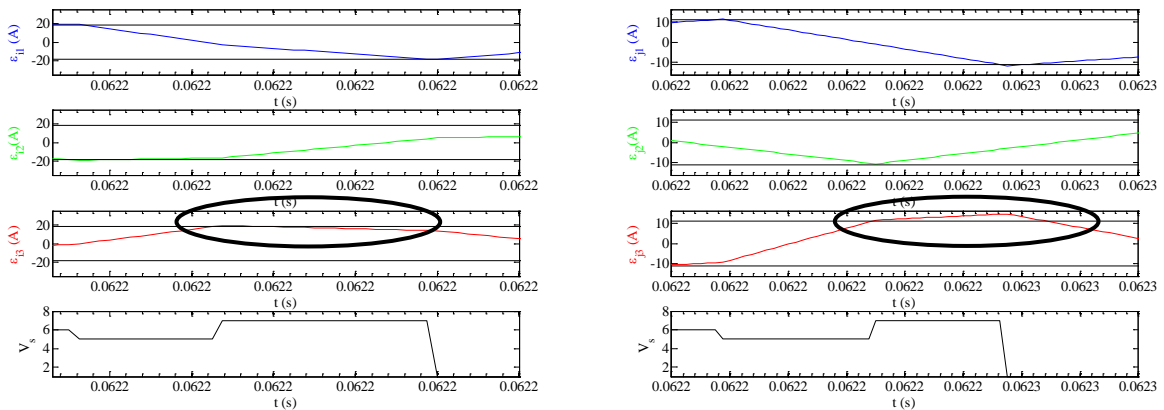
(a) - HL  $I_{\min}$  – avec  $\delta_i=18.45A$

(b) - HP  $I_{\min}$  – avec  $\delta_j=11.1A$

Figure 100: Représentation temporelle de l'enchaînement des vecteurs sur l'intervalle d'étude

En observant la Figure 100, on peut s'apercevoir que dans les mêmes conditions de commutation, l'erreur du courant de ligne trois  $\epsilon_{i_3}$  de l'HL va converger (rond noir de la Figure 100 (a)) alors que l'erreur du courant polygonal fictif  $\epsilon_{j_3}$  de l'HP va diverger (rond noir de la Figure 100 (b)). Afin de préciser cette situation et de la justifier, un agrandissement de ce rectangle est réalisé Figure 101. Cette figure précise les conditions de commutation pour chaque contrôle :

- $\bar{V}_{\text{précédent}} = \bar{V}_5$  et  $\epsilon_{i_3} > \delta_{i_3}$  et le vecteur solution est  $\bar{V}_7$  et  $\epsilon_{i_3}$  converge, Figure 101 (a)
- $\bar{V}_{\text{précédent}} = \bar{V}_5$  et  $\epsilon_{j_2} > \delta_{j_2}$  et le vecteur solution est  $\bar{V}_7$  et  $\epsilon_{j_2}$  diverge, Figure 101 (b)



(a) - HL  $I_{\min}$  – avec  $\delta_i=18.45A$

(b) - HP  $I_{\min}$  – avec  $\delta_j=11.1A$

Figure 101 : Comparaison de  $\epsilon_{i_3}$  et  $\epsilon_{j_3}$  dans les mêmes conditions de commutation

- Pour l'HL, Figure 101 (a), comme  $|v_{3N}(\bar{V}_7)=0|$ , c'est le signe de  $(-e_3)$  qui fixe l'évolution de l'erreur  $\epsilon_{i_3}$ , or sur cet intervalle d'étude  $(-e_3) < 0$  ce qui assure la convergence. Dans ce cas la convergence est assurée, car  $i_3$  et  $e_3$  sont en phase et des sorties de bande sont évitées.
- Pour l'HP, Figure 101 (b), comme  $|v_{3N} - v_{1N}(\bar{V}_7)=0|$ , c'est le signe de  $[-(e_3-e_1)]$  qui fixe l'évolution de l'erreur, or sur cet intervalle d'étude  $[-(e_3-e_1)] > 0$  ce qui n'assure pas la

convergence. Dans ce cas la convergence n'est pas assurée car  $i_3$  et  $(e_3 - e_1)$  ne sont pas en phase et des sorties de bande ne peuvent être évitées.

Sur la Figure 102 sont représentées, les f.e.m de chaque contrôle, les niveaux de tension associés et les secteurs associés dans le cas des deux contrôles.

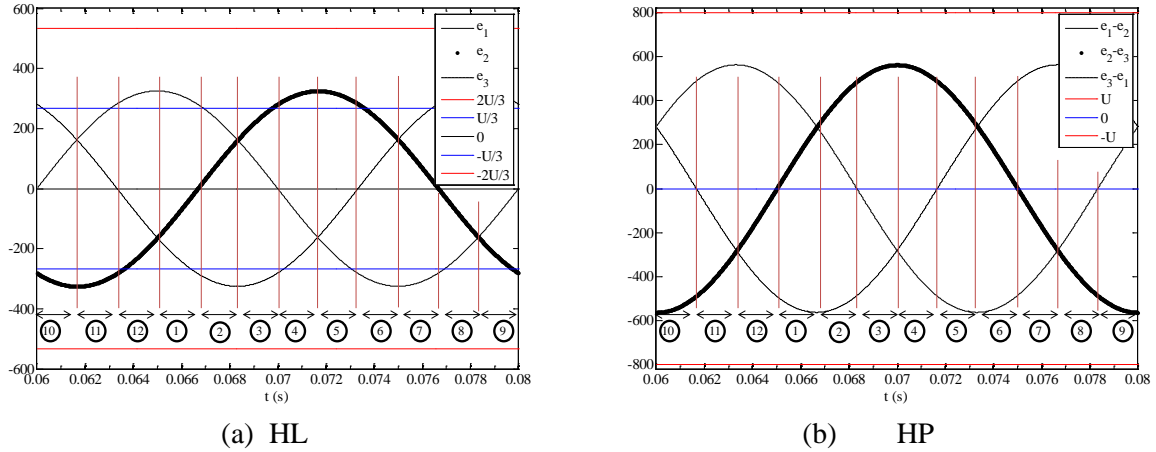


Figure 102: Secteurs d'étude et niveaux de tension liés au contrôle

Puisque les mêmes secteurs sont conservés, l'étude d'une période peut se focaliser à un secteur. Le secteur d'étude choisi est le même que celui de l'HL à savoir le secteur 11. Sur ce secteur, l'enchaînement des vecteurs des deux contrôles directs développés (HL et HP) basés sur la stratégie à courant commuté minimum est présenté Figure 103.

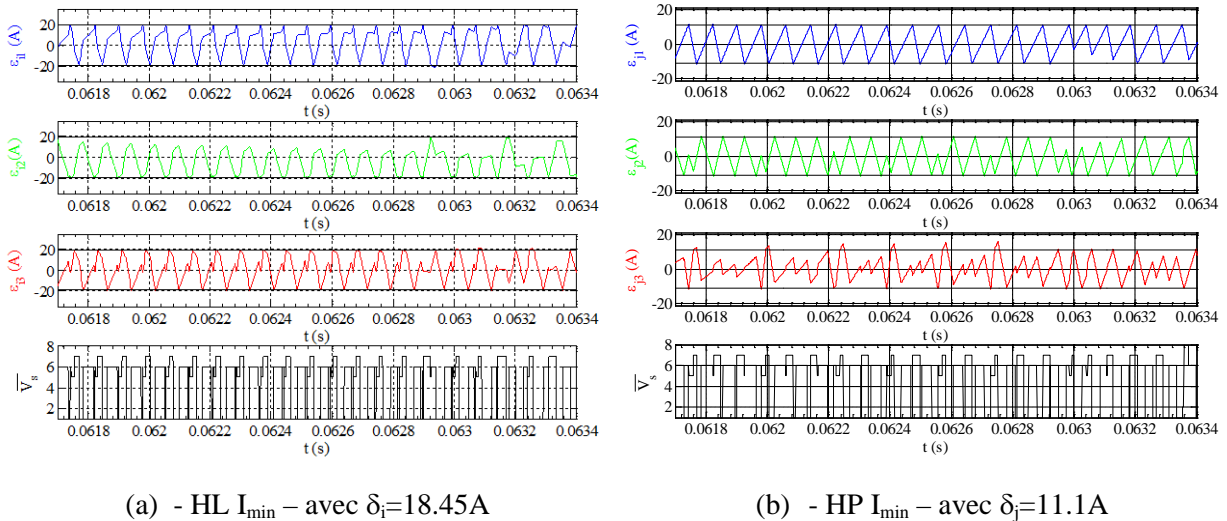


Figure 103 : Enchaînement des vecteurs sur le secteur 11

La Figure 103 illustre que pour un même vecteur appliqué à l'onduleur, la pente entre erreur de ligne  $\epsilon_{ik}$  et erreur polygonale  $\epsilon_{jk}$  sont différentes. Cette différence d'évolution des pentes a pour

origine des écarts entre f.e.m de ligne et niveau de tension de ligne différents de ceux entre f.e.m composée et niveau de tension composée. Ces écarts sont observables Figure 102.

L'enchaînement des vecteurs présents pour chaque contrôle sur le secteur d'étude choisi est synthétisé par la représentation vectorielle Figure 104. Cet enchaînement se déduit à partir de la Figure 100.

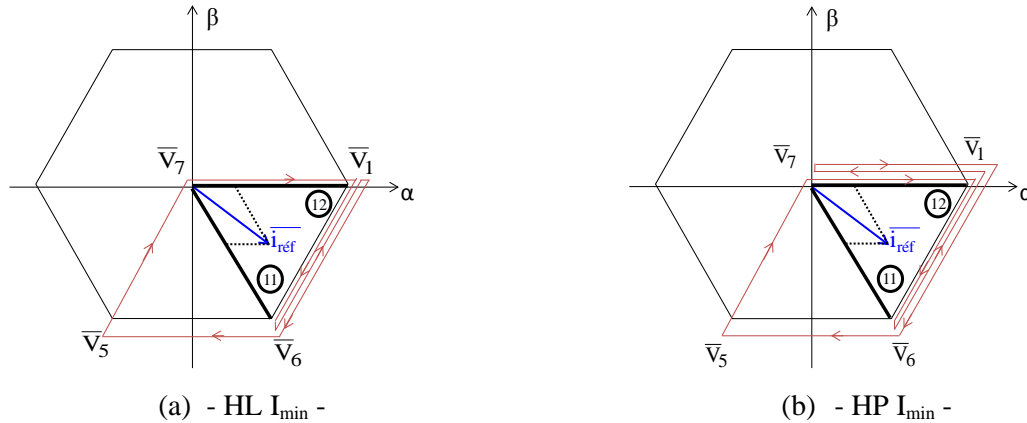


Figure 104 : Représentation vectorielle de l'enchaînement des vecteurs sur le secteur d'étude

La principale différence d'enchaînement des vecteurs entre l'HL et l'HP est entre les vecteurs  $\bar{V}_7$  et  $\bar{V}_1$ . Avec l'HP, Figure 104 (b), il est possible de passer de  $\bar{V}_1$  à  $\bar{V}_7$  ce qui n'est pas le cas avec le l'HL. Cet enchaînement entre  $\bar{V}_7$ ,  $\bar{V}_6$  et  $\bar{V}_1$  ( $\bar{V}_5$  intervient pour gérer les sorties de bande des erreurs comme en HL) de la Figure 104 (b) est proche d'un enchaînement type Flat Top. Cette similitude avec l'enchaînement Flat Top se traduit par un nombre de commutation moins élevé pour le contrôle basé sur les courants polygonaux que pour celui sur les courants de ligne.

### II.1.2 Conclusion sur HL $I_{min}$ et HP $I_{min}$

La différence entre ces deux contrôles est un nombre et des amplitudes de sorties de bande plus élevés pour l' HP  $I_{min}$  que pour HL  $I_{min}$ . En effet, les sorties de bandes sont dues pour :

- l'HL au fait qu'il existe deux niveaux de tension de phase problématiques :  $[-U/3; U/3]$ . Pour ces niveaux de tension, la convergence de l'erreur  $\varepsilon_{i_k}$  dépend du rapport entre niveau de tension et f.e.m ( $e_1, e_2, e_3$ ). Le niveau de tension zéro n'est pas problématique car les courants de ligne et ces f.e.m sont en phase et la convergence est assurée.
- l'HP au fait qu'il n'existe qu'un niveau de tension polygonal problématique : 0. Pour ce niveau de tension nul, la convergence de l'erreur  $\varepsilon_{j_k}$  dépend du rapport entre ce niveau et les f.e.m polygonales  $[(e_1- e_2), (e_2- e_3), (e_3- e_1)]$  mais comme les courants commutés sont ceux de ligne, f.e.m et courants ne sont pas en phase et il arrive que la convergence ne puisse être assurée.

Les sorties de bande ont lieu plus souvent pour l'HP que pour l'HL. Les niveaux de tension problématiques de chaque contrôle sont rappelés en rouge dans le Tableau 22.

$h_1h_2h_3$	$v_{1N}$	$v_{2N}$	$v_{3N}$	$\bar{V}_s$
[1-1-1]	$\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\bar{V}_1$
[11-1]	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\bar{V}_2$
[-11-1]	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\bar{V}_3$
[-111]	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\bar{V}_4$
[-1-11]	$\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\bar{V}_5$
[1-11]	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\bar{V}_6$
[-1-1-1]	0	0	0	$\bar{V}_7$
[111]	0	0	0	$\bar{V}_8$

(a) -HL-

$h_1h_2h_3$	$v_{1N} - v_{2N}$	$v_{2N} - v_{3N}$	$v_{3N} - v_{1N}$	$\bar{V}_s$
[1-1-1]	U	0	-U	$\bar{V}_1$
[11-1]	0	U	-U	$\bar{V}_2$
[-11-1]	-U	U	0	$\bar{V}_3$
[-111]	-U	0	U	$\bar{V}_4$
[-1-11]	0	-U	U	$\bar{V}_5$
[1-11]	U	-U	0	$\bar{V}_6$
[-1-1-1]	0	0	0	$\bar{V}_7$
[111]	0	0	0	$\bar{V}_8$

(b) -HP-

Tableau 22 : Niveaux de tension potentiellement problématiques (rouge)

## II.2 Stratégie HP FT inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top

Cette stratégie s'inspire de celle réalisée pour l'HL FT et repose sur le blocage prolongé du bras traversé par le courant maximal en valeur absolue.

### II.2.1 Comparaison entre HL FT et d'HP FT

Cette stratégie repose sur le même principe que celle issue du contrôle sur les courants de ligne. Elle départage les vecteurs possibles en les comparants à la liste des trois vecteurs Flat Top imposés par la MLI Flat Top. Ce critère est appliqué aux deux contrôles développés avec les mêmes règles de modulation pour un THDi=3%. Les résultats sont fournis sur une période complète.

#### a. Analyse sur une période complète

L'évolution temporelle des trois erreurs de ligne sur une période pour l'HL FT est présentée Figure 105, ainsi que celle des trois erreurs polygonales sur la même période, pour l'HP FT (Figure 106).

### CHAPITRE 3 : Contrôle direct par Hystérésis des courants Polygonaux fictifs (HP)

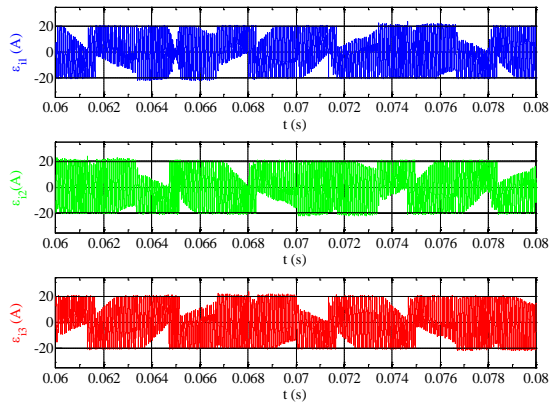


Figure 105: Représentation temporelle des trois erreurs de ligne de l'HL FT avec  $\delta_i=19,8A$

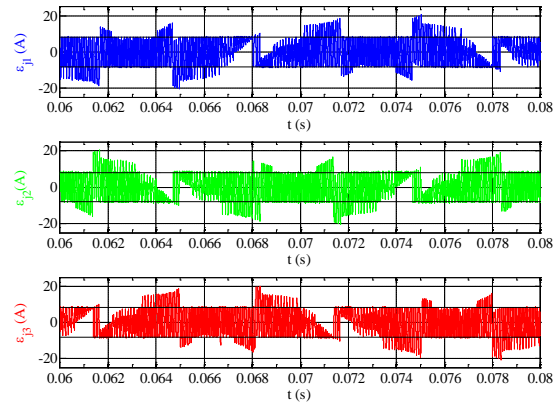
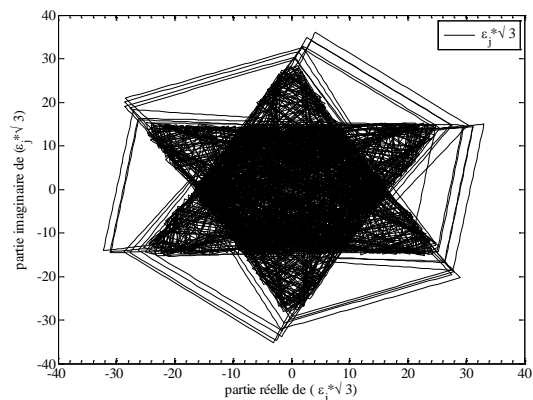
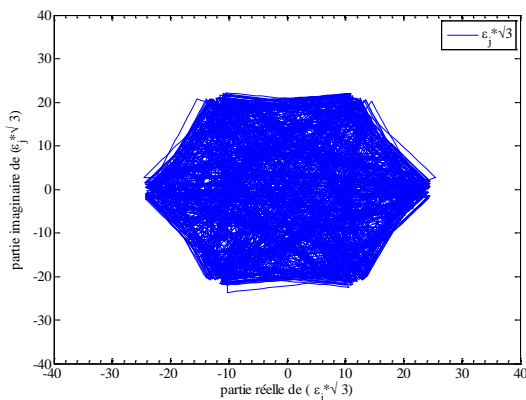
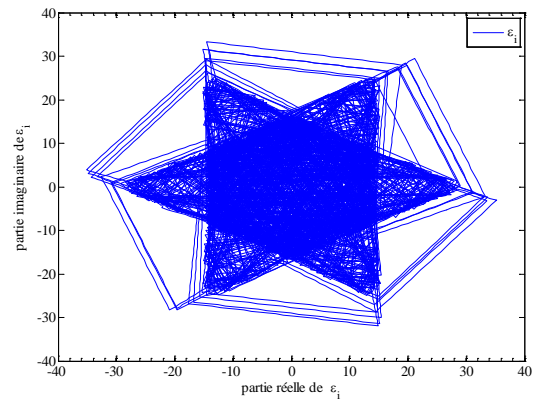
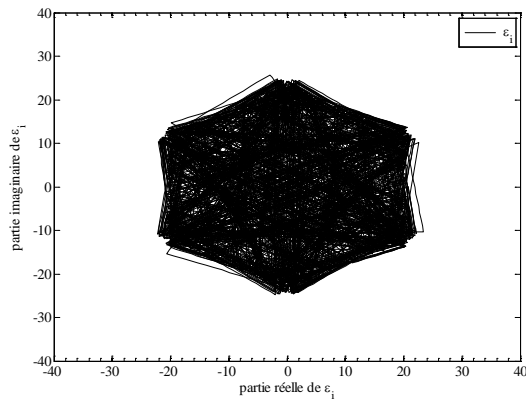


Figure 106: Représentation temporelle des trois erreurs polygonales de l'HP FT avec  $\delta_j=8,1A$

L'ampleur des sorties de bande des erreurs polygonales (Figure 106) se constate encore mieux à partir de la représentation vectorielle des erreurs de ligne  $\varepsilon_i$  et polygonales  $\varepsilon_j$  (Figure 107). La grandeur sur laquelle se base chaque contrôle est celle tracée en noir (Figure 107).



(a) -HL FT- avec  $\delta_i=19,8A$

(b) -HP FT- avec  $\delta_j=8,1A$

Figure 107 : Représentation vectorielle des erreurs de ligne  $\varepsilon_i$  et polygonales  $\varepsilon_j$

La Figure 107 (b) montre des dépassements des erreurs polygonales de deux fois la largeur de bande  $\delta_j$  autorisée.

Après avoir comparé les sorties de bande des deux contrôles directs développés avec la même stratégie inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top, le nombre de commutation de chaque bras sur une période complète est répertorié Tableau 23.

Bras 1	Bras 2	Bras 3	Bras 1	Bras 2	Bras 3
348	348	346	399	400	402

(a) -HL FT-

(b) -HP FT-

Tableau 23: Nombre de commutation par bras sur une période

Le Tableau 23 montre un équilibrage des trois phases et un nombre de commutations plus important pour l'HP FT par rapport à l'HL FT avec des sorties de bande des erreurs plus nombreuses.

Comme les trois phases sont équilibrées, seules la FFT de la tension phase-onduleur  $v_{10}$  est fournie Figure 108.

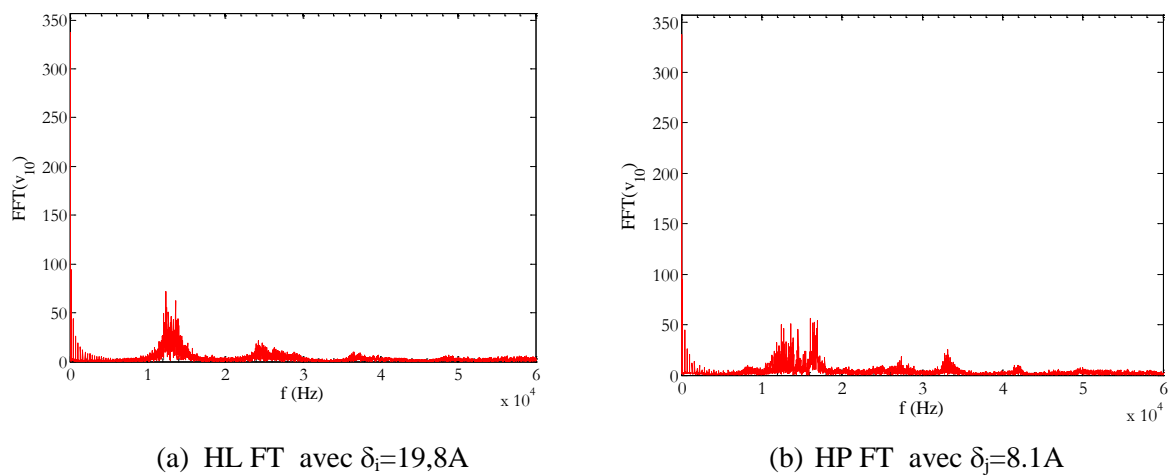


Figure 108: Comparaison de la FFT de  $v_{10}$

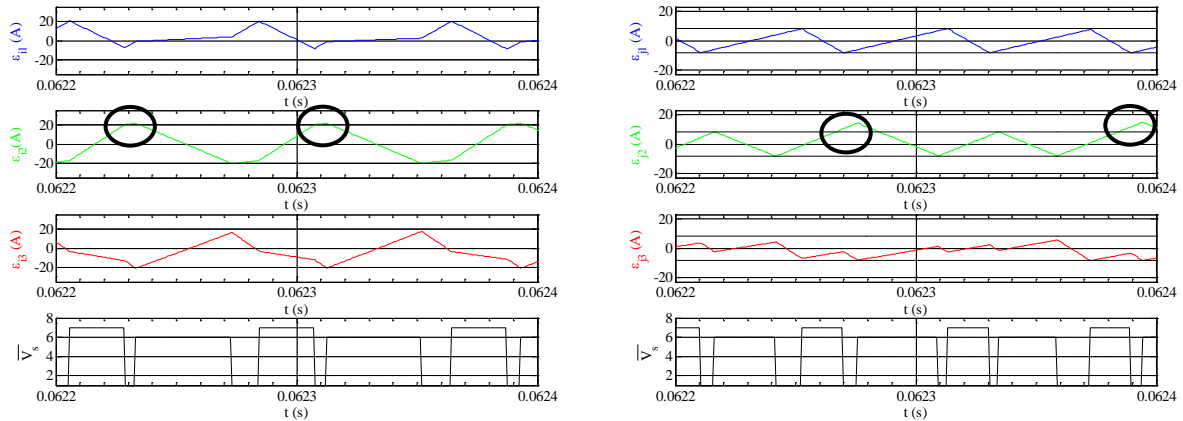
La Figure 108 montre que l'HP FT réduit l'amplitude des harmoniques par rapport à l'HL FT mais avec un étalement de ces harmoniques sur une plage de fréquence plus large.

En conclusion, on peut dire :

- Pour l'HL FT, les erreurs de ligne sont contenues dans leur bande
- Pour l'HP FT, les erreurs de ligne dépassent de deux fois leur largeur de bande autorisées

### b. Différences de comportement entre HL FT et HP FT

Afin de déterminer les différences entre HL FT et HP FT, ces deux stratégies sont implantées sous Matlab-Simulink® pour un même THDi=3% et leur résultats sont comparés sur un même domaine temporel. Sur l'intervalle d'étude choisi, l'enchaînement des vecteurs de l'HL FT et de l'HP FT sont comparés Figure 109 avec pour le premier contrôle l'évolution temporelle des erreurs des courants de ligne et pour le second celle des erreurs polygonales.



(a) -HL FP- avec  $\delta_i=19,8A$

(b) -HP FP- avec  $\delta_j=8.1A$

Figure 109: Représentation temporelle de l'enchaînement des vecteurs sur l'intervalle d'étude

On constate que pour avoir un même  $THDi=3\%$  pour ces deux contrôles, la relation entre largeur de bande d'hystérésis du contrôle polygonal et celle du contrôle de ligne n'est plus vérifiée. En effet, un rapport de  $\sqrt{3}$  n'est plus observable entre  $\delta_i$  (de l'HL) et  $\delta_j$  (de l'HP). Ceci est lié aux sorties de bande de l'HP FT.

La Figure 109 montre que pour chaque contrôle, un contexte particulier conduit à des sorties de bande. L'origine de ces sorties n'est pas la même pour ces deux contrôles. Pour l'HL FT (Figure 109(a)), il y a sortie de bande de l'erreur  $\epsilon_{i_2}$  (entouré en noir) quand  $\overline{V}_1$  est appliqué et que sa bande supérieure  $+\delta_{i_2}$  est atteinte. Cette sortie de bande déjà expliquée dans le chapitre II apparaît en raison de la pente de  $\epsilon_{i_2}$  qui ne s'inverse pas du fait que  $v_{2N}(\overline{V}_1) = -U/3$  soit supérieure à la valeur de la f.e.m  $e_2(t)$ . Pour l'HP FT (Figure 109(b)), il y a sortie de bande de l'erreur  $\epsilon_{j_2}$  (entouré en noir) quand  $\overline{V}_7$  est appliqué et que la bande supérieure  $+\delta_{j_2}$  est atteinte. Cette sortie de bande est autorisée par la stratégie FT afin de n'appliquer que les trois vecteurs Flat Top sur chaque secteur. L'origine des sorties de bande observables de la Figure 109 sont différentes et leur amplitude également.

En comparant ces deux Figures, on peut constater des sorties de bandes d'amplitude plus grandes pour les erreurs polygonales Figure 109 (b), que pour les erreurs de ligne Figure 109 (a). Cette différence se justifie à partir de l'expression des pentes des erreurs polygonales  $\alpha(\epsilon_{j_k})$  et de ligne  $\alpha(\epsilon_{i_k})$ . Ces deux grandeurs sont explicitées pour les contextes des sorties de bande du contrôle des courants de ligne et des courants polygonaux rappelés Tableau 24.



$\bar{V}_{\text{sprécédent}}$	$\bar{V}_7$
$\varepsilon_{i_k}$	$\varepsilon_{i_2} \uparrow$
$\bar{V}_{\text{ssolution}}$	$\bar{V}_1$ mais Sortie
$\alpha(\varepsilon_{i_k}) = [v_{kN}(\bar{V}_s) - e_k]$	$\left[-\frac{U}{3} - e_2\right]$

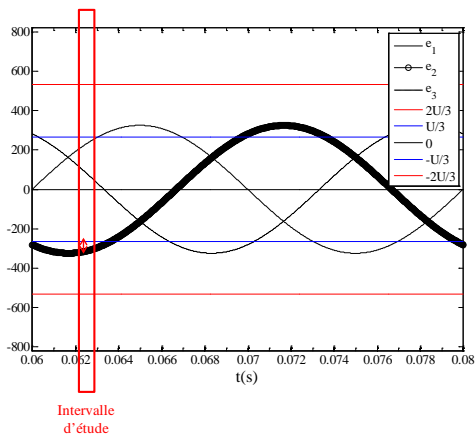
(a) HL FP

$\bar{V}_{\text{sprécédent}}$	$\bar{V}_7$
$\varepsilon_{j_k}$	$\varepsilon_{j_2} \uparrow$
$\bar{V}_{\text{ssolution}}$	Sortie
$\alpha(\varepsilon_{j_k}) = [(v_{kN} - v_{k'N})(\bar{V}_s) - (e_k - e_{k'})]$	$-(e_2 - e_3)$

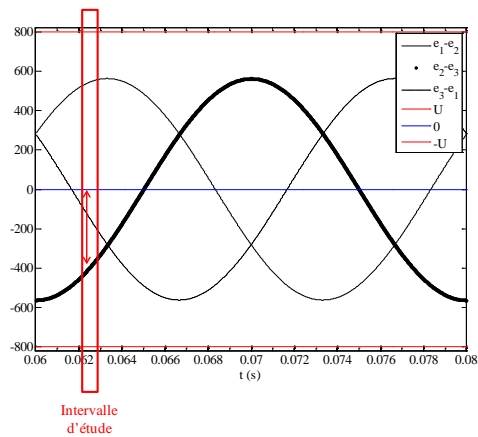
(b) HP FP

Tableau 24: Coefficient directeur des sorties de bande

Ce Tableau 24 montre que la pente des erreurs dépend de l'écart entre niveau de tension (de ligne ou polygonal) et f.e.m (de ligne ou polygonale). Ces écarts sont illustrés par des doubles flèches rouges pour l'intervalle d'étude choisi sur une période complète Figure 110.



(a) Tension de phase  $v_{kN}$  et f.e.m  $e_k$



(b) Tension polygonale ( $v_{kN} - v_{k'N}$ ) et f.e.m polygonale ( $e_k - e_{k'}$ )

Figure 110: niveaux de tension modulée et f.e.m réseau

Les écarts entre niveau de tension composées et f.e.m composées (Figure 110 (b)) sont plus importants que ceux entre niveau de tension de lignes et f.e.m de ligne (Figure 110 (a)). Ce sont ces écarts importants qui sont à l'origine des sorties de bande importantes en HP. Ces sorties de bande montrent que les vecteurs appliqués par la stratégie HP FT sont mal adaptés pour conserver les erreurs polygonales dans leur bande d'hystérésis.

## II.2.2 Limitation des sorties de bande de l'HP FT

Les sorties des erreurs de deux fois la largeur de bande sont un inconvénient de l'HP FT et doivent être solutionnées.

Deux solutions sont envisageables puisqu'il existe deux degrés de liberté à ce contrôle qui sont la largeur de bande d'hystérésis ou la stratégie de commande. La stratégie de commande étant fixée (HP FT), les travaux se sont orientées sur la variation de la largeur de bande d'hystérésis.

L'erreur ayant l'évolution la plus rapide est celle associée au courant polygonal de référence avec la dérivée maximale en valeur absolue. La stratégie choisie à présent est de ne pas faire commuter l'erreur associée au courant polygonal de référence dont la dérivée est maximale en valeur absolue, c'est-à-dire au courant polygonal de référence minimal en valeur absolue. En pratique, pour éviter de contrôler cette erreur, on lui impose simplement une largeur de bande deux fois plus grande ( $4\delta_j$ ) que celle des deux autres erreurs. Dorénavant, on cherche implicitement à contrôler deux erreurs sur trois. D'après le couplage entre les trois phases de l'onduleur ce raisonnement est logique puisque le contrôle de cette troisième erreur devrait découler de celui des deux autres. La Figure 111 montre le résultat obtenu en conservant la stratégie précédente, inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top et en imposant une largeur de bande deux fois plus grande que les deux autres, tel qu'expliqué ci-dessus.

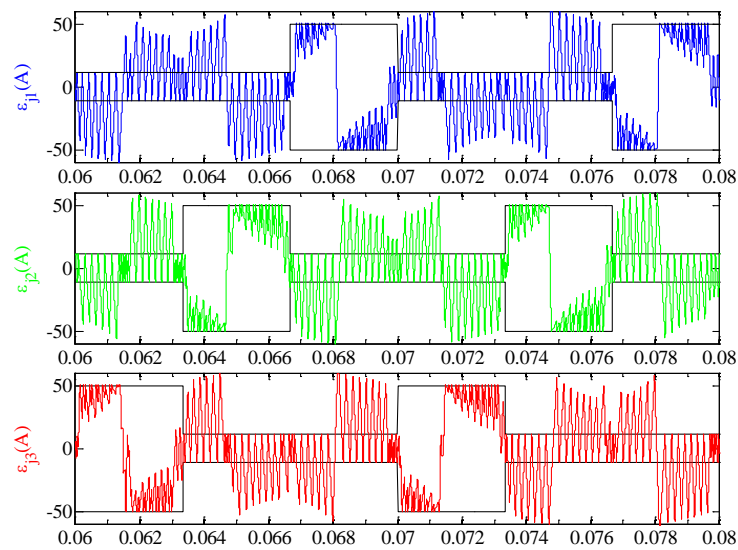
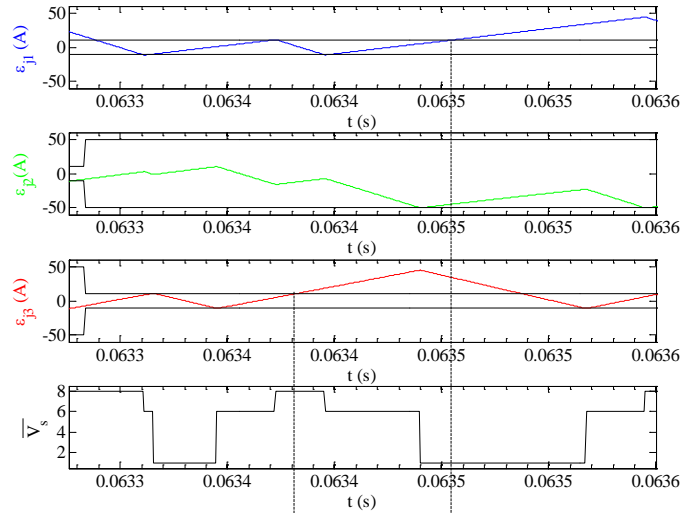


Figure 111: Evolution des erreurs sur une période complète

La Figure 111 montre que le problème de sorties de bande des erreurs n'est pas solutionné. L'erreur qui a été « amplifiée », doit impérativement intervenir dans le contrôle pour assurer la convergence des deux autres erreurs. Même si ce choix ne s'avère pas concluant, il permet cependant d'expliquer de manière plus simple l'origine de ces sorties de bande.

#### a. Origine des sorties de bande

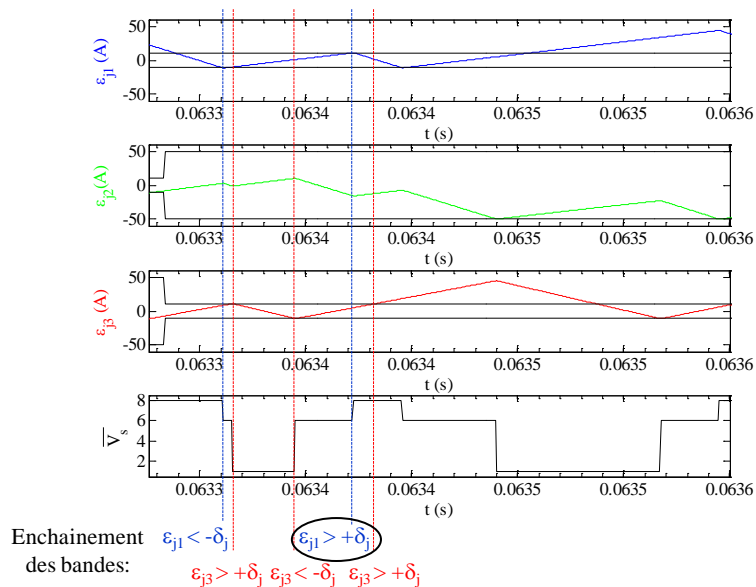
Afin de déterminer l'origine de ces sorties de bande, un agrandissement d'un intervalle de temps de la Figure 111 est réalisé Figure 112.



Contexte des sorties de bande:  $\bar{V}_s \ \& \ \varepsilon_{j3} > +\delta_j$      $\bar{V}_1 \ \& \ \varepsilon_{j1} > +\delta_j$

Figure 112: Zoom de l'évolution des erreurs polygonales

Les deux sorties de bande de la Figure 112 se justifient par l'application de la stratégie inspirée du contrôle MLI Flat Top autorisant des sorties de bande quand il n'y a pas de vecteur solution. L'origine de ces sorties de bande et de l'intervention de la troisième erreur réside dans l'enchaînement des bandes atteintes. En décortiquant le zoom de la période électrique Figure 112, l'enchaînement des bandes atteintes est précisé Figure 113.



Enchaînement des bandes:  $\varepsilon_{j1} < -\delta_j$      $\varepsilon_{j1} > +\delta_j$      $\varepsilon_{j3} > +\delta_j$      $\varepsilon_{j3} < -\delta_j$      $\varepsilon_{j3} > +\delta_j$

Figure 113: Enchaînement des bandes atteintes sur le zoom de l'évolution des erreurs polygonales

La Figure 113 montre qu'une erreur n'atteint pas successivement ses deux bandes :

L'erreur polygonale 1,  $\varepsilon_{j1}$  franchit sa bande supérieure  $+\delta_j$  (cercle noir sur la Figure 113) entre deux franchissements de bande de l'erreur polygonale  $\varepsilon_{j3}$ . L'enchaînement temporel des bandes atteintes n'est donc pas toujours le même. Or, pour solutionner les sorties des erreurs polygonales de deux fois

la largeur de bande d'hystérésis avec la stratégie inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top, il est impératif que l'enchaînement des bandes soit précis et toujours le même.

Cet argument est illustré par le contrôle indirect par MLI Flat Top lequel respecte un enchaînement particulier (Figure 114) comparé à celui basé sur les courants polygonaux (Figure 115). Sur la Figure 114, la phase 1 n'est pas représentée car sur l'intervalle de temps de cette figure, le courant de la phase 1 est maximal et positif impliquant pour le contrôle indirect par MLI Flat Top le blocage du bras 1 à 1.

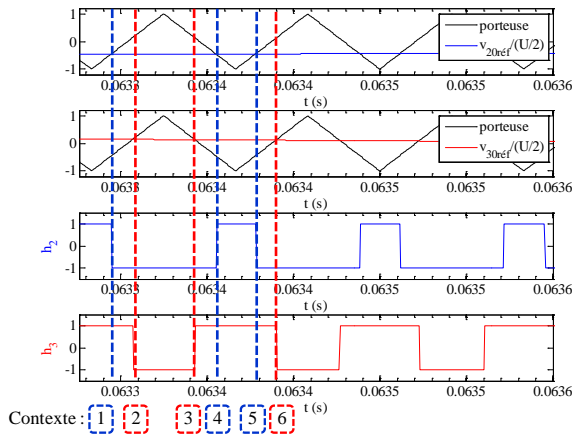


Figure 114: Enchaînement du contrôle indirect par MLI Flat Top

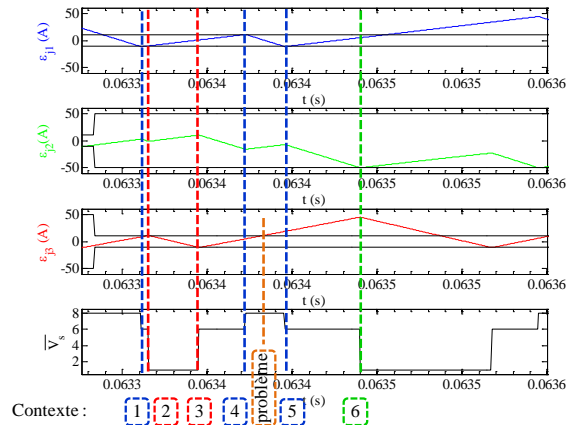


Figure 115: Enchaînement de l'HP FT

La Figure 114 montre le principe de commutation du contrôle indirect par MLI Flat Top. Ce principe consiste à alterner entre les deux phases, deux évènements consécutifs sur une même phase. Ce principe est illustré Figure 114 avec en bleu, les évènements concernant la phase 2 et en rouge ceux de la phase 3. Ces évènements étant numérotés sur cet intervalle de temps, Figure 114, on peut s'apercevoir que les numéros 2 et 3 encadrés de rouge concernent deux évènements consécutifs sur la phase 3, puis 4 et 5 encadrés de bleu ....et ainsi de suite....

La transposition de cet enchaînement des évènements du contrôle indirect au contrôle direct devrait se traduire par : chaque erreur polygonale doit atteindre consécutivement ses deux bandes.

Or la Figure 115 montre clairement que ce n'est pas le cas et conduit au problème de sortie de bande :

- l'erreur polygonale 3,  $\epsilon_{j_3}$  franchit sa bande supérieure (« problème » sur la Figure 115) sans « attendre » que l'erreur polygonale 1,  $\epsilon_{j_1}$  n'ait atteint successivement ses deux bandes (évènements en bleus numérotées 4 et 5 sur la Figure 115). Or lors du franchissement de bande  $+\delta_{j_3}$  par l'erreur polygonale 3, aucun vecteur n'est appliqué car aucun des vecteurs possibles n'est un vecteur Flat Top. Puisque le comportement du convertisseur est inchangé quand  $\epsilon_{j_3}$  franchit sa bande, l'erreur 3 sort de sa bande.
- Puis lors de l'évènement numéro 5 encadré en bleu sur de la Figure 115, l'erreur polygonale 1 franchit sa bande et le vecteur Flat Top solution est appliqué. Or ce vecteur Flat Top n'assure

pas la convergence des deux erreurs polygonales 3 et 1 mais seulement celui de l'erreur polygonale 1 alors que la 3 continue de diverger à l'extérieur de sa bande d'hystérésis.

- l'erreur 3 diverge en attendant qu'un évènement ait lieu. Cet évènement est lié à la troisième erreur qui est censée ne pas intervenir (largeur de bande doublée), mais doit ici compenser la divergence de l'erreur 3.

Pour éviter ce problème de sortie de bande, il faut que le contexte de commutation numéroté 6 de la Figure 115 se produise autrement qu'en attendant l'intervention de la troisième erreur.

Deux techniques ont alors été envisagées :

- la première technique consiste à jouer sur l'amplitude (variable ici) des bandes de façon à ce que l'erreur 3 franchisse sa bande supérieure après que l'erreur 1 ait atteint successivement ses deux bandes et plus précisément sa bande inférieure. Il faudrait trouver l'expression temporelle des bandes par hystérésis  $\pm\delta_{j_k}$  ([13] [26] [85]). Cette solution n'est pas adaptée à nos hypothèses de simplicité de contrôle choisies initialement.
- La deuxième technique conserve des bandes d'amplitudes constantes et intervient quand deux erreurs sont à l'extérieur de leur bande d'hystérésis. Elle consiste à autoriser alors une double commutation pour assurer la convergence des deux erreurs (règle 2bis). La conséquence de ces doubles commutations est que l'enchaînement des vecteurs Flat Top n'est plus scrupuleusement respecté.

#### **b. Stratégie HP FT à double commutation : HP FT 2C**

Cette solution consiste à autoriser une double commutation quand deux erreurs sont détectées à l'extérieur de leur bande. Elle est ajoutée à l'HP FT et sera nommée par la suite HP FT 2C. Cette solution est appliquée avec 2 erreurs (1 erreur avec largeur de bande doublée comme précédemment) ou 3 erreurs prises en compte dans le contrôle :

- la première se base sur le contrôle de deux erreurs. La largeur de bande de l'erreur associée au courant polygonal de référence minimum en valeur absolue est choisie deux fois plus grande que la largeur des deux autres. Ce contrôle s'intitule HP FT 2C 2 erreurs, et l'évolution de ces erreurs est présentée Figure 116 (a).

- la seconde se base sur le contrôle normal des trois erreurs polygonales et s'intitule HP FT 2C 3 erreurs. Le résultat du comportement de ces erreurs polygonales est donné Figure 116 (b).

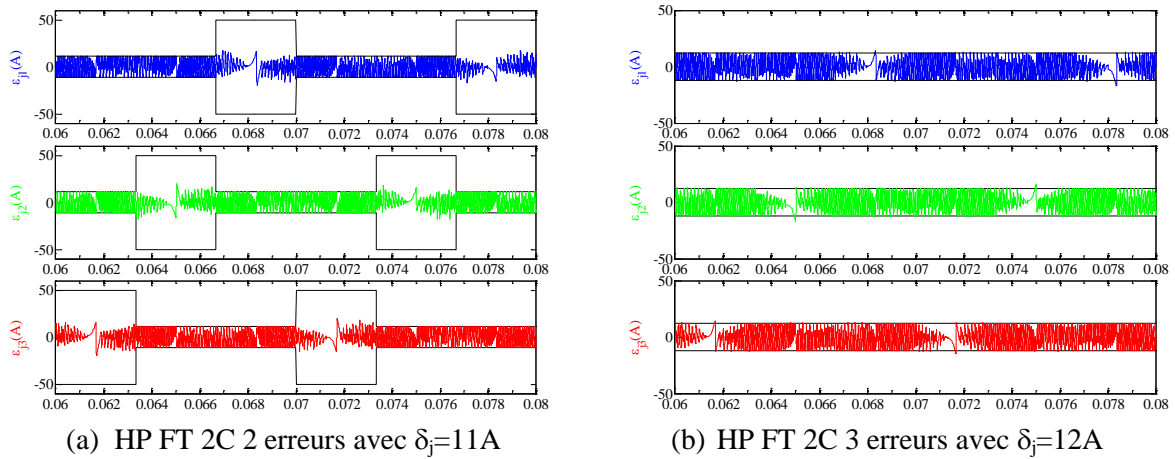


Figure 116: Représentation temporelle des trois erreurs polygonales de l'HP FT 2C

La représentation vectorielle des trois erreurs polygonales de la Figure 116 est réalisée Figure 117.

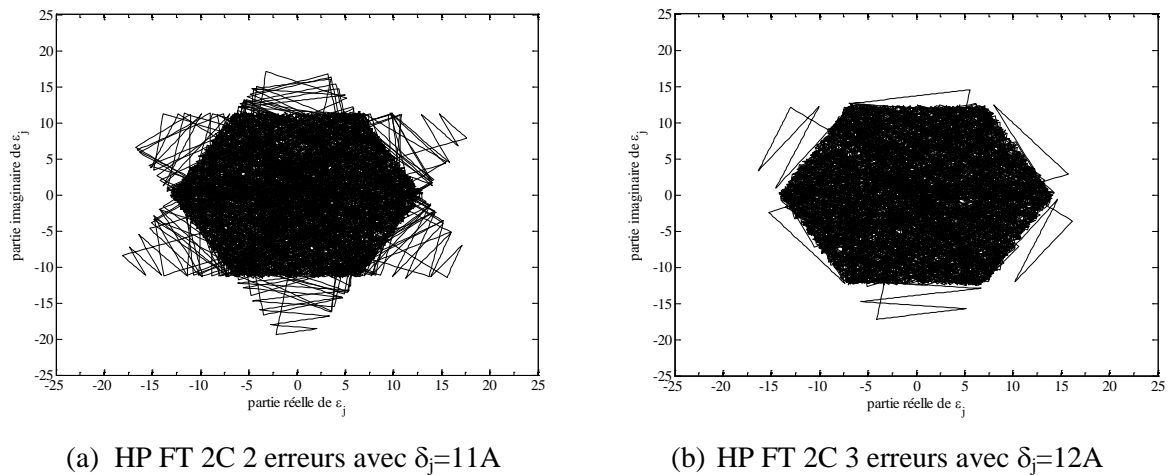


Figure 117: Représentation vectorielle des trois erreurs polygonales de l'HP FT 2C

Avec une stratégie de double commutation, la Figure 117 (a) montre qu'un contrôle de deux erreurs polygonales n'empêche pas des sorties des erreurs de deux fois la largeur de bande alors que contrôler les trois erreurs permet un meilleur contrôle (Figure 117 (b)).

Le nombre de commutations de chacun des bras sur une période électrique pour ces deux contrôles ayant recours à une double commutation est donné Tableau 25, auquel s'ajoute, pour comparaison, les résultats de l'HL FT, Tableau 26.

Bras 1	Bras 2	Bras 3
420	420	422

(a) HP FT 2C deux erreurs

Bras 1	Bras 2	Bras 3
371	371	371

(b) HP FT 2C trois erreurs

Bras 1	Bras 2	Bras 3
399	400	402

Tableau 26: Nombre de commutations par bras sur une période pour l'HP FT

Tableau 25: Nombre de commutations par bras sur une période de l'HP FT 2C

Le Tableau 25 montre que les deux contrôles basés sur une double commutation conduisent à un équilibrage des bras mais que la stratégie de double commutation appliquée aux trois erreurs polygonales (HP FT 2C 3 erreurs) engendre moins de commutations que celle réalisée sur deux (HP FT 2C 2 erreurs) et que l'HL FT (Tableau 26).

Un autre élément de comparaison des trois contrôles inspirés de la MLI Flat Top est la FFT des tensions d'onduleur. Puisque pour ces trois contrôles développés, les trois phases sont équilibrées, seule la FFT de la tension d'onduleur  $v_{10}$  est présentée Figure 118:

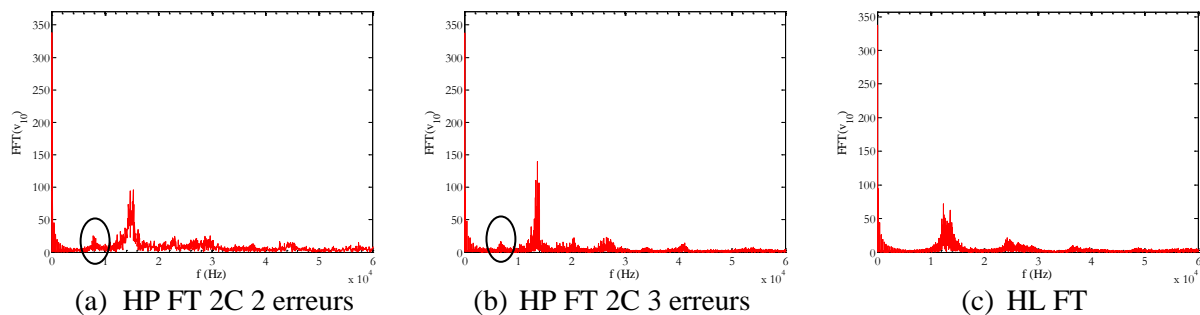


Figure 118: FFT de  $v_{10}$  pour un THDI = 3%

Les Figure 118 (a) et (b) montrent deux spectres relativement proches puisque les deux contrôles sont basés sur la même stratégie de modulation, la principale différence réside dans l'amplitude des harmoniques directement liée à la largeur de la bande d'hystérésis : les harmoniques de l'HP FT 2C 3 erreurs (Figure 118 (b) avec  $\delta_j=12A$ ) ont des amplitudes plus élevées que ceux de l'HP FT 2C 2 erreurs (Figure 118 (a) avec  $\delta_j=11A$ ).

La comparaison des Figure 118 (a), (b) à la Figure 118 (c) indique la présence d'une sous famille d'harmoniques basse fréquence (cercle noir sur la figure) pour les deux hystérésis polygonales absents de l'hystérésis de ligne. Pour des fréquences plus élevées, on constate un étalement plus grand des harmoniques pour l'HL FT que pour les deux HP.

L'HP FT 2C 2 erreurs n'est pas retenue pour la suite, en raison de plusieurs arguments :

- Dépassement des erreurs polygonales de deux fois la largeur de bande d'hystérésis autorisée
- Un nombre de commutations élevé
- Un spectre en tension riche en harmonique en basse fréquence et étalé pour des fréquences plus grande.

Seul le contrôle basé sur le contrôle des trois erreurs intitulé HP FT 2C 3 erreurs est conservé pour la suite et c'est pourquoi son fonctionnement est plus particulièrement étudié dans le même secteur d'étude que l'HL FT. Sur le secteur 11, l'évolution des erreurs et l'enchaînement des vecteurs associés sont présentés sur la Figure 119.

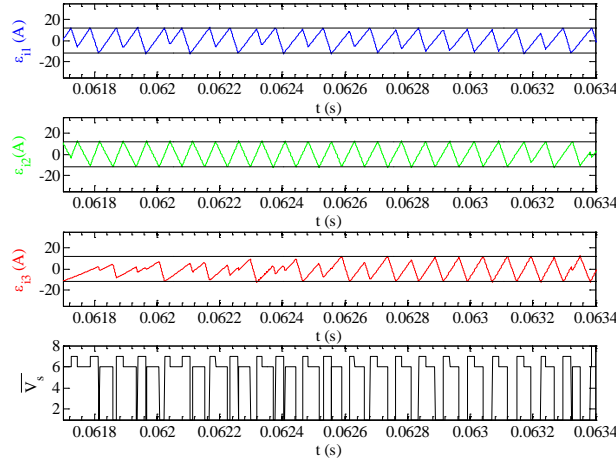


Figure 119: Enchaînement temporel des vecteurs sur le secteur 11

En négligeant l'enchaînement des vecteurs en début de secteur correspondant à la transition de secteur, le fonctionnement de l'HP FT 2C 3erreurs peut être synthétisé Figure 120 (a) et comparer à celui de la MLI Flat Top, Figure 120 (b) qui est le même que celui de l'HL FT.

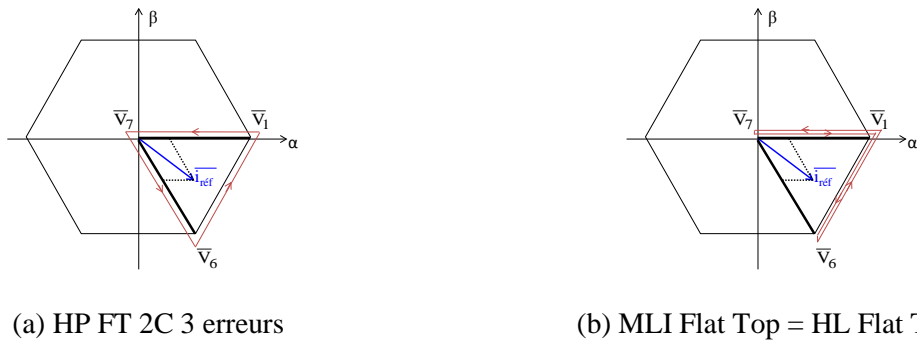


Figure 120: Comparaison de l'enchaînement des vecteurs

La Figure 120 met en évidence la principale différence de fonctionnement entre la MLI Flat Top et l'HP FT 2C 3erreurs qui réside dans l'enchaînement des vecteurs. Pour le contrôle basé sur une hystérésis polygonale, Figure 120 (a), seuls les trois vecteurs Flat Top sont présents avec un enchaînement particulier conduisant lors du passage de  $\bar{V}_7$  à  $\bar{V}_6$  à une double commutation indispensable pour la conservation des erreurs dans leur bande.



### II.2.3 Conclusion sur l'HP FT et l'HP FT 2C 3 erreurs

Dans cette partie, trois stratégies polygonales inspirées du contrôle indirect par MLI Flat Top ont été développées. La première correspondant à la transposition de l'hystérésis de ligne à l'hystérésis polygonale a été intitulée HP FT. Suite aux inconvénients mis en évidence de l'HP FT, plusieurs pistes ont été envisagées pour palier à ces inconvénients conduisant à l'élaboration des contrôles reposant sur l'autorisation des doubles commutations. Le contrôle développé basé sur le contrôle des trois erreurs nommé HP FT 2C 3 erreurs s'est avéré intéressant.

L'HP FT possède plusieurs inconvénients montrés précédemment et répertoriés ci-dessous :

- Sortie de bande des erreurs polygonales de deux fois la largeur de bande autorisées
- Nombre de commutations plus élevé que l'HL FT
- Spectre riche en harmonique basse fréquence

La résolution de ces inconvénients a conduit à un nouveau contrôle intitulé HP FT 2C 3 erreurs.

L'HP FT 2C 3 erreurs résout une partie des inconvénients de l'HP FT :

- Conservation des erreurs polygonales dans leur bande d'hystérésis
- Nombre de commutation moins élevé que l'HL FT

Mais des inconvénients restent présents malgré tout :

- Doubles commutations
- Spectre riche en harmonique basse fréquence

## II.3 Stratégie de convergence des 3 erreurs-HP $N_{com}$

La dernière stratégie (HP  $N_{com}$ ) cherche à faire converger à chaque commutation les trois erreurs polygonales pour espérer limiter le nombre de commutations. Ce critère a déjà été appliqué au contrôle sur les courant de ligne (HL  $N_{com}$ ) afin de limiter davantage les sorties de bande que l'HL  $I_{min}$ .

### II.3.1 Comparaison d'HL $N_{com}$ et d'HP $N_{com}$

Les deux contrôles HL  $N_{com}$  et HP  $N_{com}$  ont les mêmes règles de modulation et le même critère défini pour départager les configurations possibles. Afin de comparer les résultats de ces deux contrôles, un THDi égal à 3% est encore imposé.

**a. Analyse sur une période complète**

Les évolutions temporelles des courants de ligne de ces deux contrôles sont présentés Figure 121.

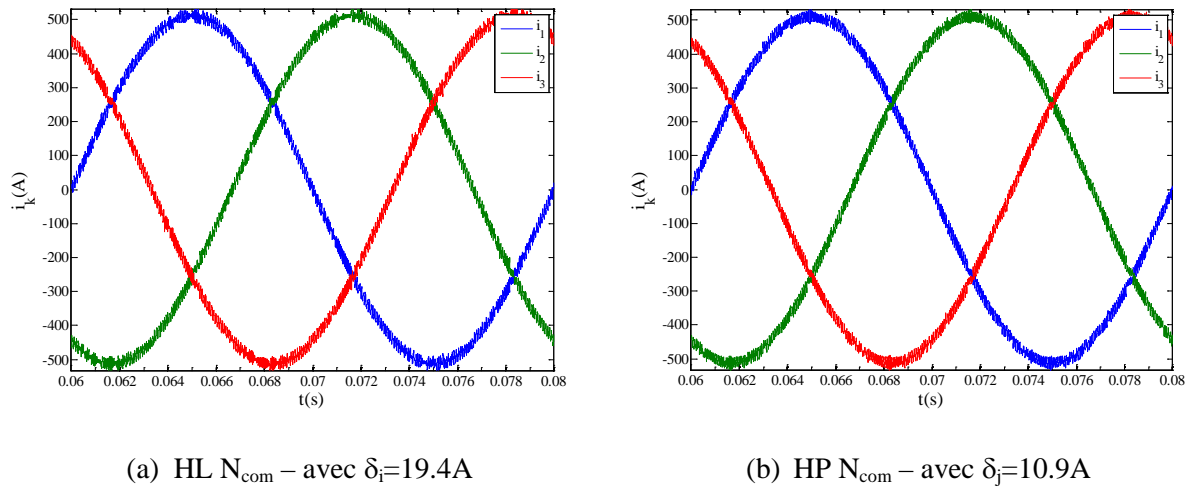


Figure 121 : Evolution temporelle des trois courants de ligne

Le nombre de commutation par bras sur une période est fourni Tableau 27.

Bras 1	Bras 2	Bras 3
347	370	353

(a) HL  $N_{com}$

Bras 1	Bras 2	Bras 3
369	358	372

(b) HP  $N_{com}$

Tableau 27: Nombre de commutation par bras sur une période

Le Tableau 27 donne une information sur le nombre maximal de commutation différent entre les bras pour les deux commandes. Pour l'HL  $N_{com}$  ce nombre est égal à 23 ( $370-347=23$ ) et pour l'HP  $N_{com}$ , il est de 14 ( $372-358=14$ ). On constate donc un équilibrage un peu meilleur des commutations entre phases pour un contrôle basé sur les courants polygonaux plutôt que sur les courants de ligne. Cet aspect est confirmé par la représentation vectorielle des erreurs des courants de ligne  $\varepsilon_i$  et des courants polygonaux  $\varepsilon_j$  fournie Figure 122 pour les deux contrôles. Comme précédemment, la grandeur sur laquelle se base le contrôle est signifiée en noir sur cette Figure 122.

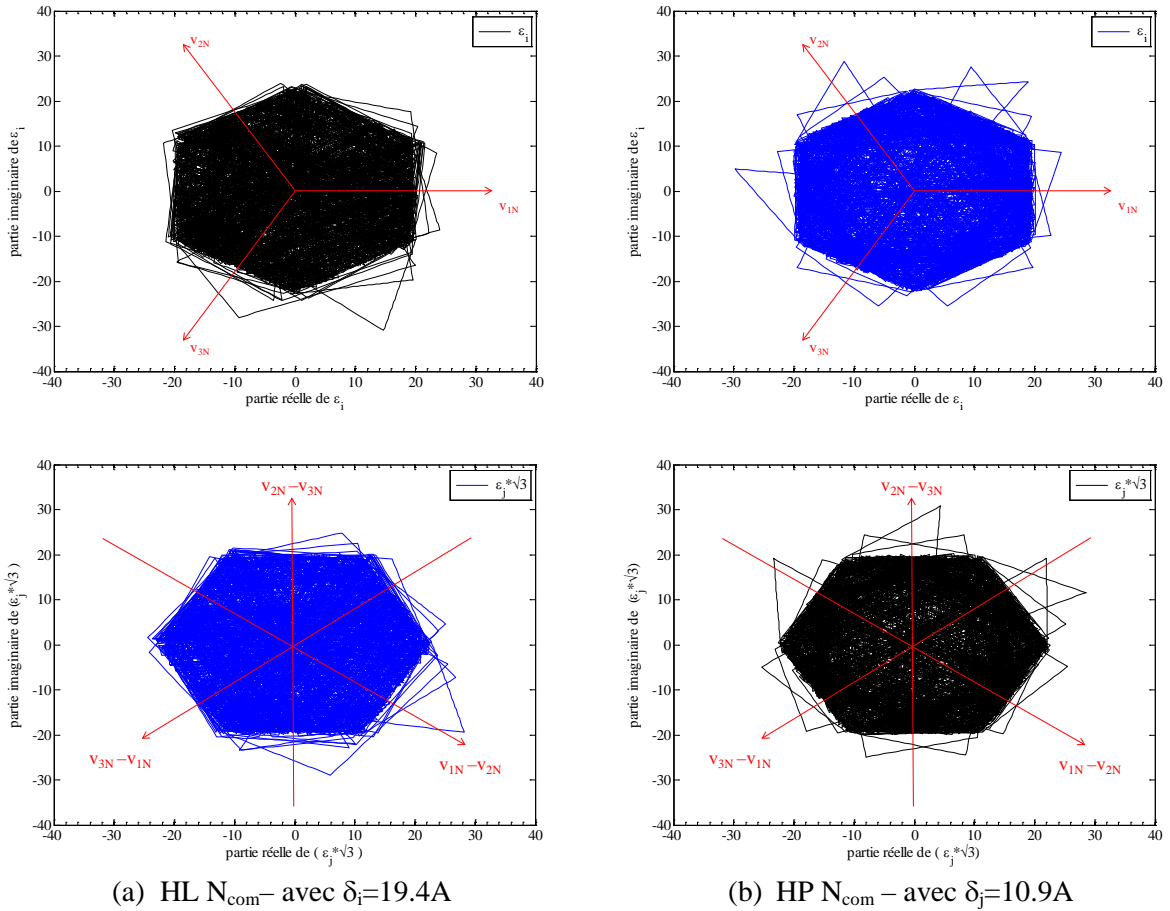


Figure 122 : Représentation vectorielle des erreurs de ligne  $\epsilon_{ik}$  et de celles polygonales  $\epsilon_{jk}$

La FFT de la tension d'onduleur  $v_{10}$  des deux stratégies de modulation est présentée Figure 123.

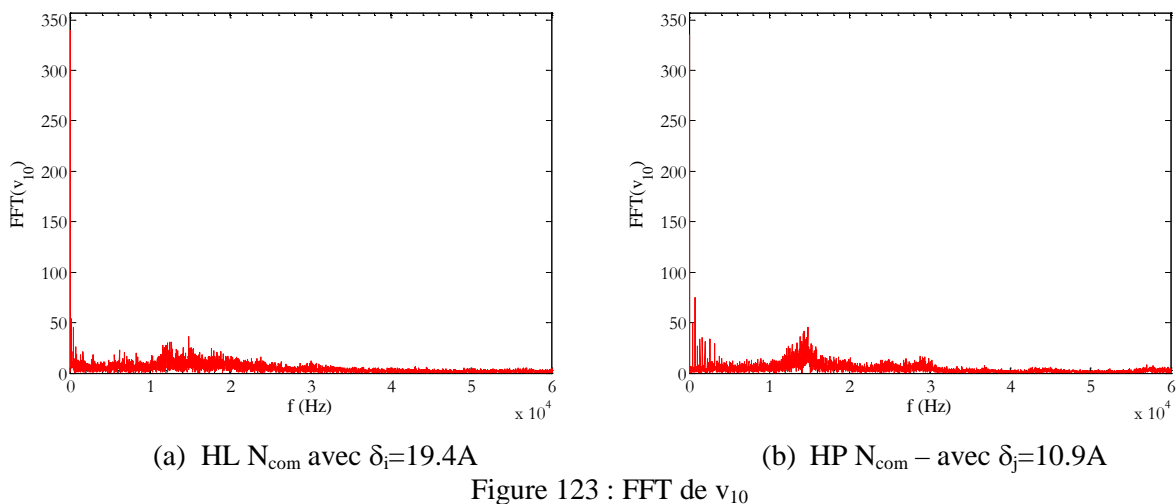
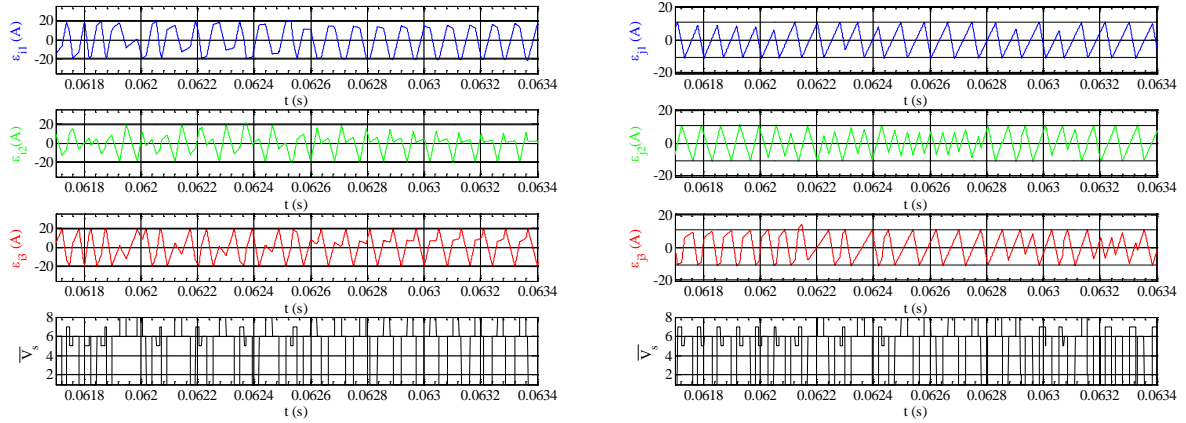


Figure 123 : FFT de  $v_{10}$

Cette Figure 123 montre un étalement des harmoniques pour la stratégie basée sur les courants de ligne (Figure 123 (a)) alors que pour la stratégie sur les courants polygonaux, les harmoniques d'amplitude les plus élevés se concentrent autour d'une fréquence particulière. On remarque aussi la présence d'harmoniques basse fréquence de valeur élevée.

**b. Différences de comportement entre HL  $N_{com}$  et HP  $N_{com}$**

Afin de justifier des différences entre HL  $N_{com}$  et HP  $N_{com}$ , les erreurs des deux grandeurs contrôlées sont comparées sur le secteur 11, Figure 124.



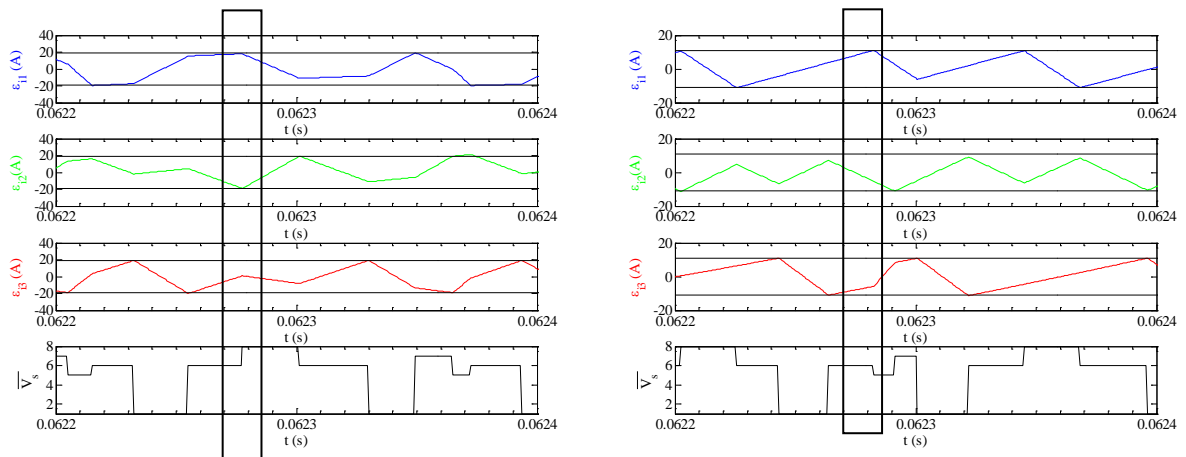
(a) HL  $N_{com}$  – avec  $\delta_i=19.4A$

(b) HP  $N_{com}$  – avec  $\delta_i=10.9A$

Figure 124 : Enchaînement des vecteurs sur le secteur 11

La Figure 124 indique que pour ces deux contrôles, les mêmes cinq vecteurs sont concernés sur chaque secteur et qu’aucun enchaînement cyclique de ces vecteurs ne peut être déduit. La différence entre ces deux contrôles réside dans l’enchaînement de ces vecteurs. Afin d’expliquer cette différence d’enchaînement des vecteurs, un agrandissement de la Figure 124 précédente est réalisé.

L’enchaînement des vecteurs est comparé Figure 125 pour ces deux contrôles sur le même intervalle d’étude et pour un même THDi égal à 3%.



(a) HL  $N_{com}$  – avec  $\delta_i=19.4A$

(b) HP  $N_{com}$  – avec  $\delta_i=10.9A$

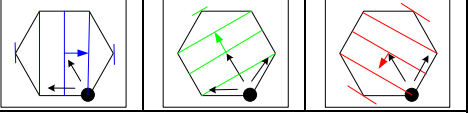
Figure 125 : Enchaînement des vecteurs

La Figure 125 permet de montrer la différence d’enchaînement des vecteurs entre l’HL  $N_{com}$  (Figure 125(a)) et l’HP  $N_{com}$  (Figure 125(b)). Cette différence est mise en évidence par les deux rectangles noirs des Figure 125(a) et Figure 125(b). Ces deux rectangles définissent un contexte de commutation

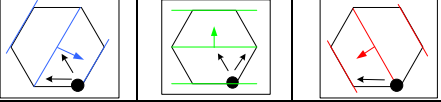
semblable puisque le même vecteur précédent est appliqué et les erreurs sont du même signe. En effet, le signe des erreurs est déterminant pour cette modulation car son critère se base sur une hypothèse rappelée ci après:

- Si le signe de l'erreur  $\varepsilon_{i_k}/\varepsilon_{j_k}$  est positif, la bande positive est supposée être atteinte impliquant une tension  $v_{kN}/(v_{kN}-v_{k'N})$  qui doit diminuer.
- S'il est négatif, c'est la bande négative et la tension  $v_{kN}/(v_{kN}-v_{k'N})$  doit augmenter.

A partir de cette hypothèse, il est possible de construire le Tableau 15 qui montre pour les deux contrôles HL  $N_{com}$  et HP  $N_{com}$ , la différence de vecteur appliqué dans ce contexte particulier.

$\overline{V}_{spré.}$	$\overline{V}_6$
k	1
$ \varepsilon_{i_k} _{max}$	$\varepsilon_{i_1}$
$\pm\delta_{i_k}$	$+\delta_{i_1}$
$ \varepsilon_{i_k} _{max}$	$\varepsilon_{i_1} \downarrow$
$\varepsilon_{i_1} + \varepsilon_{i_2} + \varepsilon_{i_3} = 0$ & critère de convergence	
Hyp.	$(\delta_{i_2}, \delta_{i_3})$
D'après la règle de modulation	
$v_{kN}$	$V_{1N} \downarrow$ et $v_{2N} \uparrow, v_{3N} \uparrow$
Rep.	
$\overline{V}_{ssol}$	$\overline{V}_8$

$\overline{V}_{spré.}$	$\overline{V}_6$
k	1
$ \varepsilon_{j_k} _{max}$	$\varepsilon_{j_1}$
$\pm\delta_{j_k}$	$+\delta_{j_1}$
$ \varepsilon_{j_k} _{max}$	$\varepsilon_{j_1} \downarrow$
$\varepsilon_{j_1} + \varepsilon_{j_2} + \varepsilon_{j_3} = 0$ & critère de convergence	
Hyp.	$(\delta_{j_2}, \delta_{j_3})$
D'après la règle de modulation	
$[v_{kN}-v_{k'N}]$	$[V_{1N}-V_{2N}] \downarrow$ et $[V_{2N}-V_{3N}] \uparrow, [V_{3N}-V_{1N}] \uparrow$
Rep.	
$\overline{V}_{ssol}$	$\overline{V}_8$ si $ i_{2,ref}(t)  <  i_{1,ref}(t) $ ou $\overline{V}_5$ si $ i_{1,ref}(t)  <  i_{2,ref}(t) $
Or sur ce secteur d'étude: $ i_{2,ref}(t)  >  i_{1,ref}(t)  >  i_{3,ref}(t) $	
$\overline{V}_{ssol}$	$\overline{V}_5$

(a) pour HL  $N_{com}$  -

(b) pour HP  $N_{com}$  -

Tableau 28: Impact du critère de convergence des trois erreurs

Ce Tableau 28 montre l'origine des différences entre HL  $N_{com}$  et HP  $N_{com}$  qui repose sur des niveaux de tension moins nombreux pour l'hystérésis polygonale et aboutit à des solutions différentes.

### II.3.2 Conclusion sur l'HL $N_{com}$ et l'HP $N_{com}$

Ces deux contrôles ne peuvent pas être départagés de façon tranchée car chacun de ces contrôles a des avantages et des inconvénients.

L'HP  $N_{com}$  présente par rapport à l'HL  $N_{com}$ :

- Un nombre de commutation un peu plus équilibré entre les trois bras
- Des harmoniques basses fréquences plus élevés
- Des sorties de bande plus élevées dues à des écarts entre niveau de tension et f.e.m respectives différentes

### III.Synthèse de l'HP et comparaison avec HL

Cinq stratégies ont donc été développées pour l'HP. Afin de résumer et de compiler ces cinq stratégies, le Tableau 29 répertoriant leurs principales caractéristiques est donné ci-dessous.

	Stratégie à courant commuté minimum - HP $I_{\min}$ -	Stratégie inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top -HP FT-	Stratégie de double commutation avec contrôle de deux erreurs polygonales -HP FT 2C 2erreurs -	Stratégie de double commutation avec contrôle des trois erreurs polygonales -HP FT 2C 3erreurs -	Stratégie de réduction du nombre de commutation -HP $N_{\text{com}}$ -
Grandeur concernée par la stratégie	$ i_{k \text{ réf}}(t) _{\min}$	Imposer les 3 vecteurs Flat Top	Imposer les 3 vecteurs Flat Top --avec-- $ \varepsilon_k(t) $	Imposer les 3 vecteurs Flat Top --avec-- $ \varepsilon_k(t)  > \delta_j$	$ \varepsilon_k(t) $
Objectif	Commuter le bras avec le courant le plus faible	Enchaînement FLAT TOP des vecteurs	Enchaînement FLAT TOP des vecteurs --avec-- Contrôle de 2 erreurs	Enchaînement FLAT TOP des vecteurs --avec-- Contrôle de 3 erreurs	Faire converger les 3 erreurs
Nombre de vecteur utilisés par secteur	4	3	3	3	5

Tableau 29: Synthèse des caractéristiques des cinq stratégies HP

Trois stratégies HP ont été réalisées selon les mêmes principes que les trois stratégies HL: HP  $I_{\min}$ , HP FT et HP  $N_{\text{com}}$ . Deux stratégies HP supplémentaires ont dû être élaborées, HP FT 2C 2erreurs et HP FT 2C 3 erreurs afin de solutionner les sorties de bande de l'HP FT.

Les performances de contrôle d'une modulation sont évaluées selon cinq critères Tableau 30:

- L'équilibrage des bras c'est-à-dire un fonctionnement « similaire » des trois bras
- L'enchaînement cyclique des vecteurs traduisant un fonctionnement périodique de l'onduleur
- L'allure des spectres
- Les sorties de bande d'hystérésis des erreurs évaluant la qualité du contrôle
- Le nombre de commutation qui donne un tout premier aperçu des performances énergétiques et des problèmes de CEM

CHAPITRE 3 : Contrôle direct par Hystérésis des courants Polygonaux fictifs (HP)

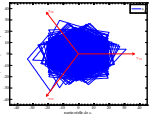
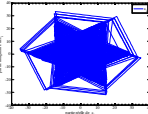
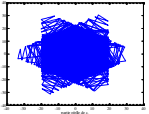
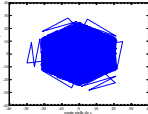
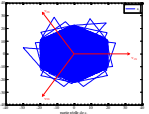
	Stratégie à courant commuté minimum - HP $I_{min}$ -	Stratégie inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top -HP FT-	Stratégie de double commutation avec contrôle de deux erreurs polygonales -HP FT 2C 2erreurs-	Stratégie de double commutation avec contrôle des trois erreurs polygonales -HP FT 2C 3erreurs-	Stratégie de réduction du nombre de commutation -HP $N_{com}$ -
Equilibrage des bras	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>	non
Enchaînement cyclique des vecteurs	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>	non
Allure des spectres	Spectre étalé en fréquence avec des harmoniques peu élevé	Harmoniques d'amplitude faible très étalés	Harmonique d'amplitude les plus élevés localisés autour de la fréquence de découpage de la MLI Flat Top Harmoniques basse fréquence d'amplitude peu élevée	Harmonique d'amplitude les plus élevés localisés autour de la fréquence de découpage de la MLI Flat Top Harmoniques basse fréquence d'amplitude peu élevée	Spectre riche en basse fréquence
Sortie de bande à Pmax					
Nombre de commutation par bras	<b>380</b>	402	422	<b>371</b>	372

Tableau 30: Performances de contrôle des cinq stratégies HP

Ces performances peuvent être comparées aux performances des stratégies HL (Tableau 29).

Le point commun entre HL et HP sont qu'aucune grandeur, autre que les courants de phase, n'a été utilisée. Les différences entre HL et HP à l'origine de sorties de bande plus nombreuses sont :

- un écart entre niveaux de tension (composée ou de ligne) et f.e.m (composée ou de ligne) différent et plus important pour l'HP que pour l'HL.
- un déphasage entre courant de ligne à contrôler et f.e.m composées.

Dans ce Tableau 30, les avantages de chacune des stratégies sont précisés en noir et en gras et les inconvénients en rouge.

### CHAPITRE 3 : Contrôle direct par Hystérésis des courants Polygonaux fictifs (HP)

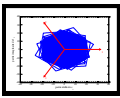
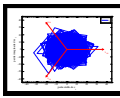
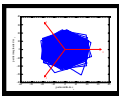
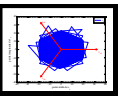
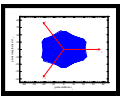
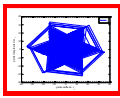
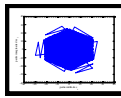
	- HL $I_{min}$ -	- HP $I_{min}$ -	-HL $N_{com}$ -	-HP $N_{com}$ -	-HL FT-	-HP FT-	HP FT 2C
Equilibrage des bras	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>non</b>	<b>non</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>
Nombre de vecteurs utilisés par secteur	<b>4</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>5</b>	<b>3</b>	<b>3</b>	<b>3</b>
Enchaînement cyclique des vecteurs	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>non</b>	<b>non</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>
Allure des spectres	familles d'harmonique d'amplitude réduite	étalé en fréquence avec harmonique peu élevé	Spectre étalé en basse fréquence		familles d'harmonique d'amplitude réduite et étalé	Harmonique d'amplitude faible très étalé	Spectre riche en basse fréquence
Sortie de bande à $P_{max}$							
Nombre de commutation par bras	<b>510</b>	<b>389</b>	<b>370</b>	<b>372</b>	<b>348</b>	<b>402</b>	<b>371</b>

Tableau 31: Comparaison des performances de contrôle des stratégies HL et HP

Le Tableau 31 permet de dégager deux stratégies ayant les meilleures performances de contrôle : HP  $I_{min}$  et HL FT. Il reste désormais à comparer leurs performances énergétiques.



## CHAPITRE 4 : Comparaison des Performances Energétiques



L'objectif de cette partie est de comparer les performances énergétiques des différents contrôles proposés précédemment relativement à des contrôles « classiques ». Les performances de ces contrôles sont évaluées à partir de critères comparatifs liés à l'estimation des pertes silicium. La méthode de calcul de ces pertes est dans un premier temps explicitée avant d'exposer les résultats des performances énergétiques et de contrôle des différentes modulations.

La comparaison des performances énergétiques de ces différents contrôles a été réalisée pour deux valeurs d'inductance  $L$ , afin d'observer l'influence de la valeur moyenne de la fréquence de commutation sur le comportement des stratégies répertoriées.

## **I. Méthode de calcul des pertes**

Pour pouvoir comparer les différentes modulations selon différents critères énergétiques comme les pertes générées par les semi-conducteurs de l'onduleur, la structure de l'onduleur doit être commune à toutes les modulations pour que seul le contrôle soit évalué.

### **I.1 Les contrôles à comparer et les critères comparatifs**

Ces contrôles se classent en trois catégories. Ces catégories sont fonction de l'origine du contrôle qui est, soit bibliographique (chapitre I), soit issue de l'HL (chapitre II), soit de l'HP (chapitre III). Cette classification est réalisée Tableau 32 et les abréviations sont rappelées.

Pour différencier de manière simple ces trois catégories, trois couleurs seront utilisées par la suite dans les courbes comparatives :

- La couleur noire pour les quatre contrôles d'origine bibliographique
- Le rouge pour les contrôles HL
- Le bleu pour les contrôles HP

La comparaison des performances énergétiques de ces différents contrôles est réalisée en deux étapes.

La première étape consiste, pour chaque point de fonctionnement en puissance, à ajuster les paramètres de modulation qui sont la largeur de bande pour les contrôles directs ou la fréquence de commutation pour les contrôles indirects, pour avoir un THDi égal à 3%. Ainsi sur une plage de fonctionnement de l'onduleur, le THDi de tous ces contrôles est maintenu à 3% en faisant varier les paramètres de modulation.

## CHAPITRE 4 : Comparaison des Performances Energétiques

Chapitre concerné	Type de contrôle	Nom du contrôle	Abréviation
chapitre I	Contrôle Indirect par MLI	MLI sinusoïdale	MLI intersective
		MLI Flat Top	MLI Flat Top
	Contrôle Direct par hystérésis	hystérésis bang-bang	HL bb
		hystérésis en ( $\alpha$ , $\beta$ )	HL ( $\alpha$ , $\beta$ )
chapitre II	Contrôle Direct par Hystérésis des courants de Ligne couplés	à courant commuté minimal	HL $I_{min}$
		de réduction du nombre de commutation	HL $N_{com}$
		inspiré du contrôle indirect par MLI Flat Top	HL FT
chapitre III	Contrôle Direct par Hystérésis des courants Polygonaux fictifs	à courant commuté minimal	HP $I_{min}$
		de réduction du nombre de commutation	HP $N_{com}$
		inspiré du contrôle indirect par MLI Flat Top	HP FT
		à double commutation sur 3 erreurs	HP 2C

Tableau 32: Contrôles à comparer

Pour chaque point de fonctionnement, trois grandeurs sont observées :

- Le rendement du convertisseur  $\eta$  défini dans la première partie (équation (4))
- La fréquence de commutations moyenne des transistors,  $f_M$  définie à partir du nombre de commutations ( $nc$ ) des trois bras et de la période  $T$ , équation (41)

$$\text{fréquence de commutation moyenne des transistors} = f_M = \frac{1}{3} \frac{[nc_{bras1} + nc_{bras2} + nc_{bras3}]}{T} \quad (41)$$

- Les pertes générées par les semi-conducteurs de l'onduleur appelées également pertes silicium sont définies dans la prochaine partie du rapport.

La deuxième étape consiste à fixer le THDi à la puissance nominale, figeant ainsi les paramètres de modulation de chaque contrôle. Ces paramètres ne sont donc plus modifiés sur toute sa plage de fonctionnement conduisant ainsi à un THDi des contrôles variable selon le point de fonctionnement.

Ces deux étapes ont été réalisées pour deux valeurs d'inductance  $L$  afin d'observer l'influence de la valeur moyenne de la fréquence de commutation sur le comportement des stratégies répertoriées.

## I.2 Pertes Silicium – principe de calcul

Les ordres de commande ( $h_k$ ) imposés à l'onduleur impliquent des commutations forcées engendrant des pertes par commutation. Ces pertes se définissent donc à partir de la puissance instantanée non nulle consommée par l'interrupteur pendant cette phase transitoire. Ce principe est donné pour un interrupteur Figure 126 où sont représentés l'évolution du courant et de la tension caractérisant un semi-conducteur. Le comportement des interrupteurs n'est pas idéal lors de la commutation mais aussi lors de la conduction, car la tension à leurs bornes n'est pas rigoureusement nulle lorsqu'ils conduisent. Cette évolution du courant et de la tension dans un semi-conducteur doit être prise en compte dans le calcul des pertes. Pour cela les caractéristiques d'un semi-conducteur sont nécessaires et les pertes peuvent être déterminées à partir d'informations fournies par les fabricants.

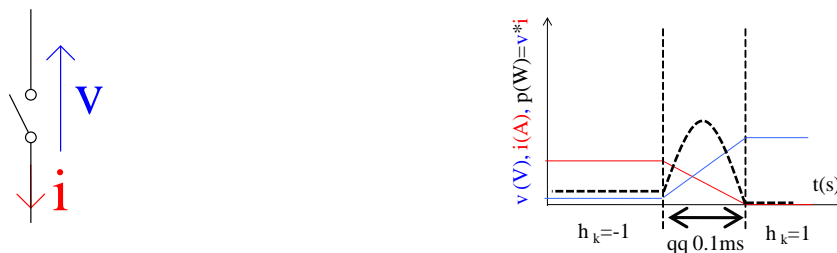


Figure 126: Evolution simplifiée courant-tension et puissance au sein d'un semi-conducteur

### I.2.1 Données constructeur

Une cellule de commutation composée d'un transistor (IGBT ou MOS) et d'une diode engendre deux types de pertes : Les pertes par conduction propres à tous les composants électriques et les pertes par commutation présentes lors du changement d'état des interrupteurs.

Les pertes par commutation se calculent à partir de l'énergie à l'ouverture et à la fermeture du composant et sont fonction du courant commuté pour une tension commutée donnée.

- Pour un transistor, les commutations sont contrôlées par sa commande de grille et impliquent des pertes par commutation à chaque changement d'état. Ces pertes sont fonction de la tension et du courant ( $i_t=i_c$ ) à commuter, de la technologie du composant et de la commande de grille. La tension et le courant commutés dépendent de la modulation. Afin de comparer différentes modulations, la technologie des composants a été fixée au modèle d'IGBTs Infineon de deuxième génération FZ600R12KS4. A niveau de courant équivalent, l'énergie nécessaire à l'ouverture  $E_{on}$  est différente de celle à la fermeture  $E_{off}$  comme le prouve la Figure 128 issue de l'abaque de la documentation technique du fabricant.

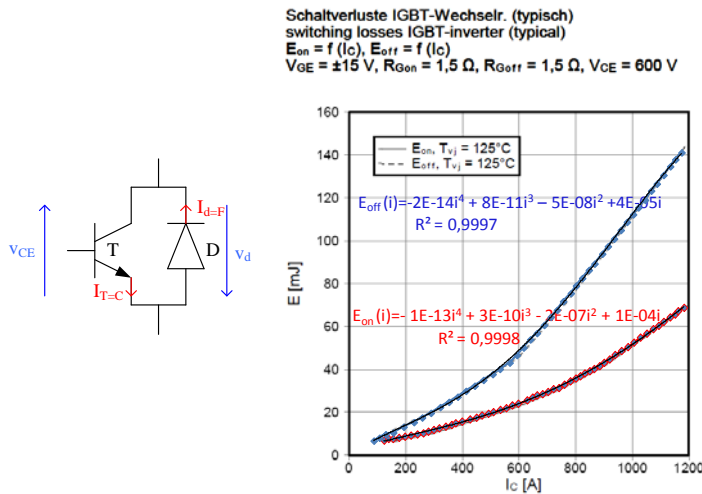
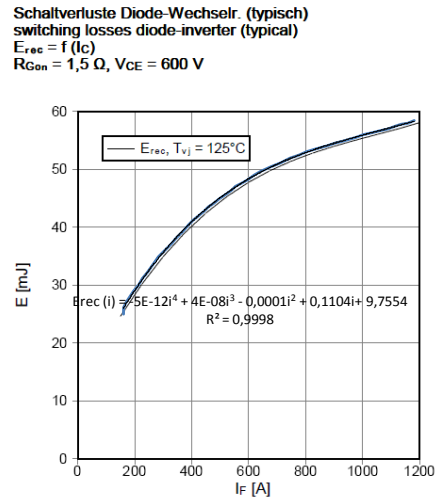


Figure 127:  
Grandeurs d'un interrupteur

Figure 128: Mise en équation de l'énergie en fonction du courant d'un IGBT FZ600R12KS4 à l'ouverture et à la fermeture



La Figure 128 montre que l'évolution de l'énergie à l'ouverture et à la fermeture en fonction du courant peut être modélisée par un polynôme du quatrième ordre. La qualité de cette modélisation est signifiée par le coefficient de détermination ( $R^2$ ) qui compare l'allure de la courbe originelle et celle issue du polynôme. Plus ce coefficient est proche de 1, plus ces deux courbes sont proches.

- La diode commute naturellement c'est-à-dire qu'aucune perte n'est idéalement générée lors de sa mise en conduction (fermeture). Lors du blocage (ouverture), par contre, une diode est parcourue par un courant inverse pour être bloquée. Une tension inverse est donc imposée impliquant une dissipation d'énergie ( $E_{rec}$ ) et donc des pertes par commutation à la fermeture. Par la même méthode que celle présentée Figure 128, on obtient à partir celle de la diode (Figure 129) conduisant à l'équation  $E_{rec}$  en fonction du courant dans la diode  $I_d$  ( $i_d = i_F$ ).

Les pertes par conduction apparaissent à l'état passant des interrupteurs du fait de la présence:

- aux bornes du transistor, d'une tension  $v_{CE}$  (tension collecteur-émetteur de l'IGBT)
- aux bornes de la diode, d'une tension  $v_d$

Ces valeurs de tension évoluent en fonction du courant traversant l'interrupteur engendrant des pertes par conduction. L'équation de ces deux tensions en fonction du courant ( $v_{CE} = f(I_c)$  et  $v_d = f(I_d)$ ) se déduit par la même méthode que précédemment.

Ces cinq grandeurs  $v_{CE}$ ,  $v_d$ ,  $E_{rec}$ ,  $E_{on}$  et  $E_{off}$  sont nécessaires pour le calcul des pertes.

### I.2.2 Calcul des pertes

Pour calculer ces pertes, il est possible de simuler le dispositif afin de connaître les valeurs électriques des courants à chaque pas de calcul (n). Pour cela, il faut déterminer quels sont les composants passants et commutants à chaque pas de calcul. Pour cette détermination, on utilise les fonctions de commande  $h_k$  de chaque bras. Tout changement de valeur de ces fonctions entre le pas de calcul précédent ( $n_{\text{précédent}}$ ) et le pas de calcul instantané (n) est analysé afin de déterminer l'origine des pertes (par conduction ou par commutation à l'ouverture ou à la fermeture). Le Tableau 33 indique à chaque pas de calcul (n) d'une simulation Matlab-Simulink® sur une période système (T) la méthode de calcul des pertes. La somme des pertes est donc réalisée par une intégration pas à pas et s'effectue en post-traitement de la simulation électrique.

Nature du composant	Pertes par conduction	Pertes par commutation à la fermeture	Pertes par commutation à l'ouverture
Diode	$v_d(i) *  i_d  * \frac{n}{T}$	0	$E_{\text{rec}}(i) * \frac{ U }{V_{\text{ces}}/2} * \frac{1}{T}$
IGBT	$v_{\text{CE}}(i) *  i_T  * \frac{n}{T}$	$E_{\text{on}}(i) * \frac{ U }{V_{\text{ces}}/2} * \frac{1}{T}$	$E_{\text{off}}(i) * \frac{ U }{V_{\text{ces}}/2} * \frac{1}{T}$

Tableau 33: calcul des pertes silicium

$V_{\text{ces}}$  correspond à la tension collecteur-émetteur maximale de l'IGBT (données constructeur) et U est la tension aux bornes de l'interrupteur (tension du bus) et i le courant qui le traverse. Cette analyse est illustrée Figure 130 avec un bras d'onduleur comprenant deux interrupteurs.

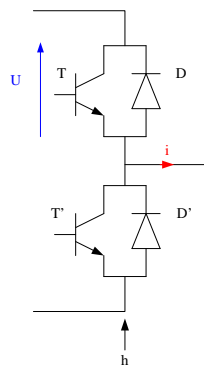


Figure 130: Bras d'onduleur deux niveaux

Le raisonnement pour identifier l'état des quatre composants (T, D, T' et D') se base sur deux indicateurs :

- le signe du courant dans le bras
- la comparaison des valeurs de la fonction de commande au pas de calcul précédent  $h(n_{\text{précédent}})$  et sa valeur en instantané  $h(n)$ . Sachant que cette fonction ne peut prendre que deux valeurs, deux cas existent :

1<sup>er</sup> cas :  $h(n_{\text{précédent}})=-1$  et  $h(n)=1$

si  $i>0 \Rightarrow D'$  s'ouvre et  $T$  se met à conduire. Il faut pour ce cas calculer  $E_{\text{rec}}$  et  $E_{\text{on}}$ .

si  $i<0 \Rightarrow T'$  s'ouvre et  $D$  se met à conduire. Il faut pour ce cas juste calculer  $E_{\text{OFF}}$ .

2<sup>ème</sup> cas :  $h(n_{\text{précédent}})=1$  et  $h(n)=-1$

si  $i>0 \Rightarrow T$  s'ouvre et  $D'$  se ferme. Il faut pour ce cas juste calculer  $E_{\text{OFF}}$ .

si  $i<0 \Rightarrow D$  s'ouvre et  $T'$  se ferme. Il faut pour ce cas calculer  $E_{\text{rec}}$  et  $E_{\text{on}}$ .

Cette méthode de calcul des pertes est commune à tous les contrôles d'onduleur. Elle permet, à technologie d'interrupteur et structure d'onduleur identique, de comparer les pertes pour ces différents contrôles.

## II. Résultats comparatifs pour une fréquence de commutation « élevée »

Dans cette partie, l'inductance en sortie de l'onduleur est celle fixée jusqu'à présent par le cahier des charges c'est-à-dire  $L=0.2\text{mH}$ . Avec les paramètres du cahier des charges, deux séries de résultats sont présentés.

Le premier a pour objectif de maintenir le THDi des contrôles égal à 3% quelle que soit la puissance d'entrée car les normes de raccordement au réseau électrique français impose un  $\text{THDi}<5\%$  quelle que soit la puissance d'entrée nominale de l'onduleur. Le second conserve le réglage du contrôle de l'onduleur réalisé à puissance nominale sur toute la plage de fonctionnement.

### II.1 Comparaison des performances à THDi fixe

Afin de comparer les pertes silicium, le rendement de l'onduleur et la fréquence de commutation moyenne des différents contrôles évoqués précédemment, un contexte commun aux simulations est réalisé sous Matlab-Simulink®. Les trois paramètres énergétiques de ces contrôles sont comparés pour un THDi commun égal à 3% ( $\pm 0,05\%$ ) du courant nominal, en réglant les paramètres de modulation qui sont la largeur de bande pour les contrôles directs et la fréquence de découpage pour les contrôles indirects. La plage de fonctionnement sur laquelle sont calculées ces pertes fait varier la puissance active de la puissance apparente nominale  $S=250\text{kW}$  correspondant à  $P_{\text{max}}=100\%$  puis décroît cette puissance avec un pas de 5%.

#### II.1.1 Comparaison de toutes les stratégies

Pour toutes les stratégies, les performances énergétiques sont comparées et les performances de contrôle sont rappelées afin de pouvoir déterminer la meilleure stratégie. Les résultats de toutes les



modulations évoquées jusqu'à présent sont fournies Figure 131 a) pour les pertes silicium, Figure 131 b) pour le rendement de l'onduleur et Figure 131 c) pour la fM.

La Figure 131 montre qu'une stratégie se distingue nettement des autres. Il s'agit de la stratégie bibliographique intitulée HL ( $\alpha, \beta$ ) conduisant :

- aux pertes les plus élevées
- au rendement le plus faible
- à la fréquence moyenne la plus élevée

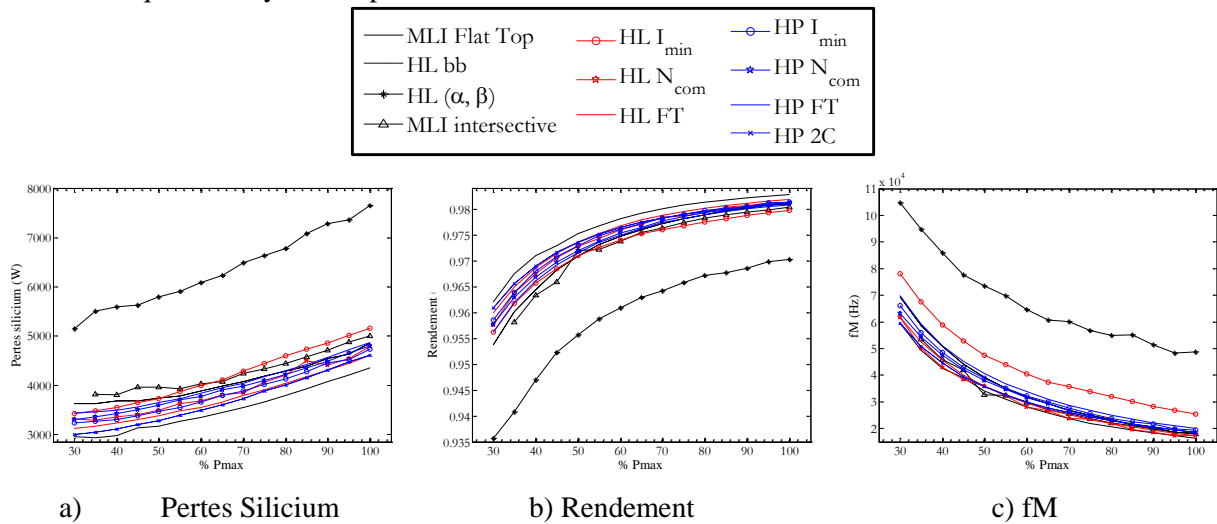


Figure 131: Tous les contrôles sur une plage de fonctionnement avec un THDi=3%

Le Tableau 34 traduit cette distinction en regroupant globalement les différentes stratégies HL et HP sous le terme HL et HP.

	MLI intersective	MLI Flat Top	HL bb	HL ( $\alpha, \beta$ )	HL	HP
Pertes silicium	+	+	+	-	+	+
Rendement	+	+	+	-	+	+
fM	+	+	+	-	+	+
Equilibrage des bras	+	+	-	-	+	+

Tableau 34: Aperçu simplifié des performances énergétiques et de contrôle des principales stratégies

Les mauvaises performances énergétiques de l'HL ( $\alpha, \beta$ ) confirment les mauvaises performances de contrôle établies dans le premier chapitre. La stratégie HL ( $\alpha, \beta$ ) étant celle ayant les performances énergétiques et de contrôle les plus mauvaises, elle ne sera plus évoquée par la suite.

Il faut à présent départager les 10 stratégies restantes. Puisque la Figure 131 montre des courbes relativement proches, trois comparaisons successives seront présentées par la suite pour une question de clarté, afin d'en extraire la plus performante.

La première comparaison est réalisée entre les trois stratégies issues du contrôle direct par hystérésis des courants de ligne (HL), la seconde entre les quatre stratégies sur les courants polygonaux fictifs (HP) et la dernière présente les meilleures stratégies HL et HP, et les trois stratégies bibliographiques.

### II.1.2 Performances des stratégies HL

Les trois stratégies HL sont comparées afin d'extraire celle ayant les meilleures performances énergétiques et de contrôle. Les performances énergétiques sont précisées Figure 132 :

HL  $I_{min}$  dont la priorité est de commuter le bras traversé par le courant le plus faible

HL  $N_{com}$  qui essaye de faire converger les 3 erreurs

HL FT qui s'inspire du contrôle par MLI Flat Top

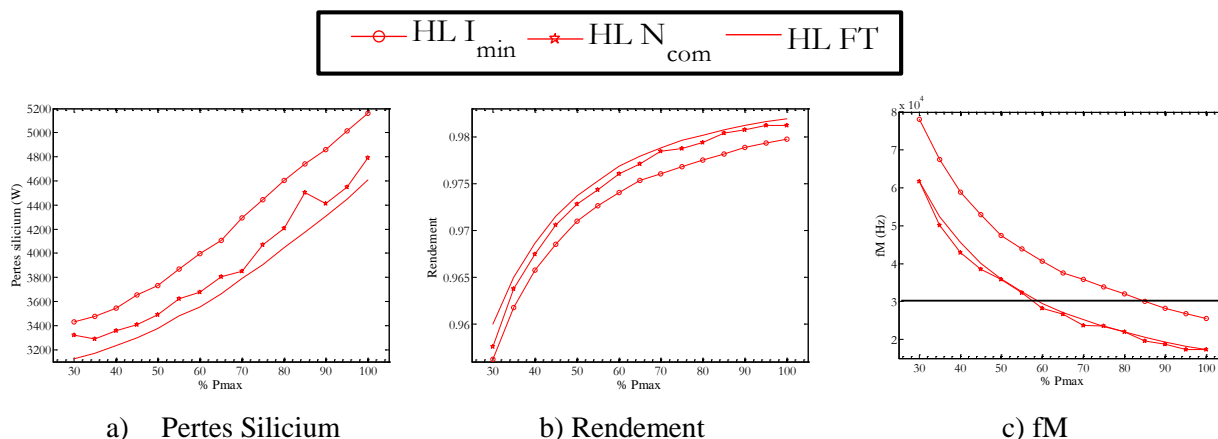


Figure 132: Stratégies HL sur une plage de fonctionnement avec un THDi = 3%

Avant de comparer les performances des différentes stratégies HL, les valeurs des fM de la Figure 132 c) doivent être précisées. La technologie des composants autorise à l'heure actuelle, une fréquence de commutation de l'ordre de 30kHz, or on peut remarquer sur la Figure 132c) que pour de faibles puissances, les fréquences nécessaires pour atteindre un THDi de 3% sont parfois irréalistes car supérieures à la fréquence des composants choisis (trait noir sur la Figure 132c)). Ces fréquences importantes sont conservées pour constater des tendances de comportement, pour estimer des ordres de grandeurs et s'explique par le fait d'avoir choisi de travailler avec des paramètres de commande fixes.

Les résultats de la Figure 132 sont traduits dans le Tableau 35 afin de classer les trois stratégies. Cette classification attribue le numéro 1 à la meilleure stratégie. Dans le cas où les stratégies sont difficiles à départager, le même classement est appliqué à ces stratégies.

	HL $I_{min}$	HL $N_{com}$	HL FT
Pertes silicium	3	2	1
Rendement	3	2	1
fM	3	1	1
Equilibrage des bras	2	3	1
Sorties de bande	3	2	1

Tableau 35: Performances énergétiques et de contrôle des stratégies HL

Parmi les trois stratégies développées sur les courants de ligne, le Tableau 35 montre que celle entraînant le moins de pertes et ayant le meilleur rendement est celle inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top (HL FT) et l'une de celle ayant la fM la plus faible.

*Parmi les trois stratégies développées sur les courants de ligne, le Tableau 35 montre que celle ayant les meilleures performances de contrôle est l'HL FT, c'est pourquoi ce sera dorénavant la seule stratégie sur les courants de ligne retenue.*

### II.1.3 Performances des stratégies HP

De même que pour les HL, les quatre stratégies HP sont comparées afin d'en extraire celle ayant les meilleures performances énergétiques et de contrôle.

Les performances énergétiques des quatre stratégies (HP I<sub>min</sub>, HP N<sub>com</sub>, HP FT, HP 2C) sur les courants polygonaux sont examinées Figure 133.

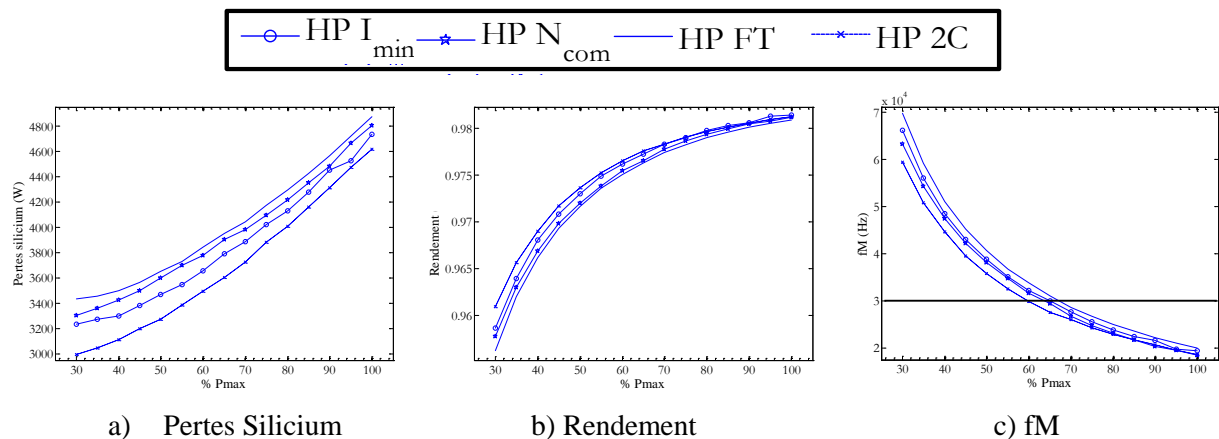


Figure 133: Stratégies HP sur une plage de fonctionnement avec un THDi=3%

Les résultats de la Figure 133 sont résumés Tableau 36 pour permettre une classification des stratégies plus synthétique de la même façon que pour les stratégies HL. Les performances de contrôle de ces quatre stratégies établies dans le troisième chapitre sont ajoutées au Tableau 36.

	HP I <sub>min</sub>	HP N <sub>com</sub>	HP FT	HP 2C
Pertes silicium	2	3	4	1
Rendement	2	3	4	1
fM	2	3	4	1
Equilibrage des bras	2	4	2	1
Sorties de bande	3	2	4	1

Tableau 36: Performances énergétiques et de contrôle des stratégies HP

Du point de vue énergétique, parmi les quatre stratégies développées sur les courants polygonaux fictifs, le Tableau 36 indique que celle entraînant le moins de pertes, le meilleur rendement et ayant la fréquence moyenne la plus faible est l'HP 2C.

Parmi ces quatre stratégies HP, celle ayant les meilleures performances est l'HP 2C, c'est pourquoi ce sera dorénavant la seule stratégie HP retenue.

### II.1.4 Comparaison entre stratégies bibliographiques et HL FT, HP 2C

Cette partie a pour objectif de déterminer la meilleure stratégie dans le contexte d'un THDi fixé à 3% sur une plage de fonctionnement en puissance de l'onduleur. En ne retenant que trois des quatre stratégies bibliographiques (est exclue l'HL ( $\alpha$ ,  $\beta$ )) ainsi que la meilleure stratégie HL (HL FT) et HP (HP 2C), trois nouvelles figures sont obtenues comprenant cinq stratégies. La Figure 134 compare les pertes de ces stratégies, la Figure 135 leur rendement et la Figure 136, la fréquence moyenne de commutation des transistors.

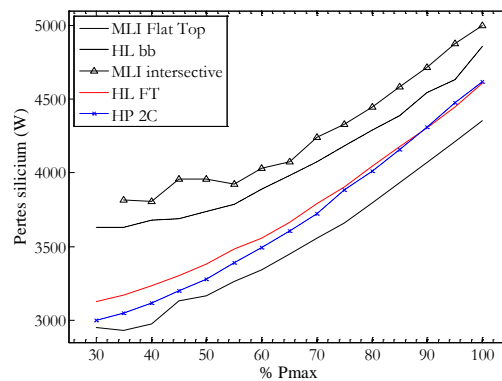


Figure 134: Pertes silicium des cinq stratégies retenues pour un THDi=3%

Cette Figure 134 permet de faire plusieurs remarques. La première concerne les deux stratégies développées dont les performances sont meilleures que deux des stratégies bibliographiques mais cependant plus mauvaises que la MLI Flat Top. Parmi les deux stratégies développées, leurs performances sont relativement proches, cependant pour de faibles puissances l'HP 2C s'avère légèrement meilleure que l'HL FT. Concernant le rendement, Figure 135 les mêmes conclusions que sur les pertes peuvent être déduites.

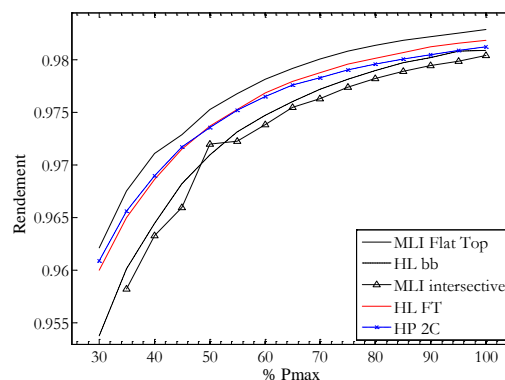


Figure 135: Rendement des cinq stratégies retenues pour un THDi=3%

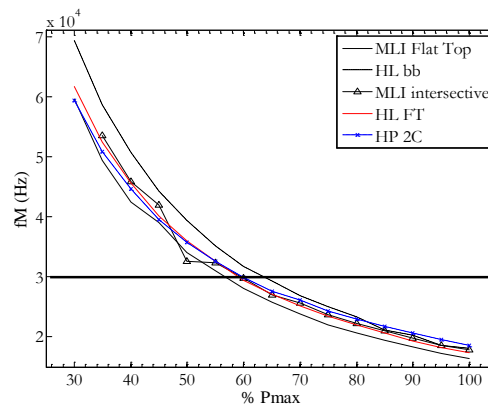


Figure 136: Fréquence moyenne des cinq stratégies retenues pour un THDi=3%

Concernant la fréquence moyenne, Figure 136 les conclusions sont légèrement différentes que celles sur les pertes et le rendement. Seule la fréquence moyenne de l'HL bb se détache des quatre autres stratégies et s'avère beaucoup plus élevée pour des faibles puissances. La MLI Flat Top conserve son statut de stratégie ayant les meilleures performances énergétique puisqu'elle est la stratégie ayant la plus faible fréquence moyenne de commutation mais cette supériorité est moins évidente pour des puissances plus faibles.

Les performances énergétiques et de contrôle de ces cinq stratégies sont résumées Tableau 37.

	MLI intersective	MLI Flat Top	HL bb	HL FT	HP 2C
Pertes silicium	5	1	4	2	2
Rendement	5	1	4	2	2
fM	5	1	2	2	2
Equilibrage des bras	1	1	5	2	2
Sorties de bande	-	-	3	1	2

Tableau 37: Résultats des stratégies aux meilleures performances énergétiques

Le Tableau 37 rappelle que la stratégie ayant les plus mauvaises performances de contrôle est l'HL bb. Les deux stratégies développées (HL FT et HP 2C) présentent de meilleures performances énergétiques que le contrôle direct par hystérésis bang-bang (HL bb). Ces deux stratégies limitent les sorties de bande, ce qui n'est pas le cas de l'hystérésis bang-bang qui entraîne des dépassements des erreurs de deux fois la largeur de bande d'hystérésis autorisée. Ainsi ces deux stratégies ont des performances énergétiques comparables, meilleures que l'hystérésis bang-bang et que le contrôle indirect par MLI intersective, mais cependant moins bonnes que celles du contrôle indirect par MLI Flat Top. Comme l'allure spectrale de la tension produite (figure 118) par l'HL FT est plus intéressante que l'HP 2C, on retient par la suite la stratégie HL FT.

## II.2 Comparaison des performances à paramètres de modulation fixes

Les résultats exposés dans cette partie répondent à une autre forme de comparaison des performances énergétiques. L'objectif n'est plus d'obtenir un THDi égal à 3% quelle que soit la puissance d'entrée de l'onduleur mais de fixer le réglage des paramètres de commande de l'onduleur réalisé à puissance nominale, sur toute la plage de fonctionnement. Les paramètres de commande fixés sont la fréquence de découpage pour les contrôles indirects et la largeur de bande pour ceux directs.

Les résultats fournis sont ceux des pertes silicium, du rendement, de la fréquence de commutation moyenne des transistors (fM) auxquels s'ajoute le THDi moyen. Ce THDi moyen se définit comme la somme des THDi de chacun des bras divisé par trois.

La comparaison des stratégies répond à la même démarche que précédemment. La stratégie bibliographique HL ( $\alpha, \beta$ ) n'est pas présentée en raison de ses mauvaises performances énergétiques. On détermine la meilleure stratégie HL, la meilleure stratégie HP et on les compare aux stratégies bibliographiques.

### II.2.1 Performances des stratégies HL

La Figure 137 expose les résultats des trois hystérésis de ligne développées.

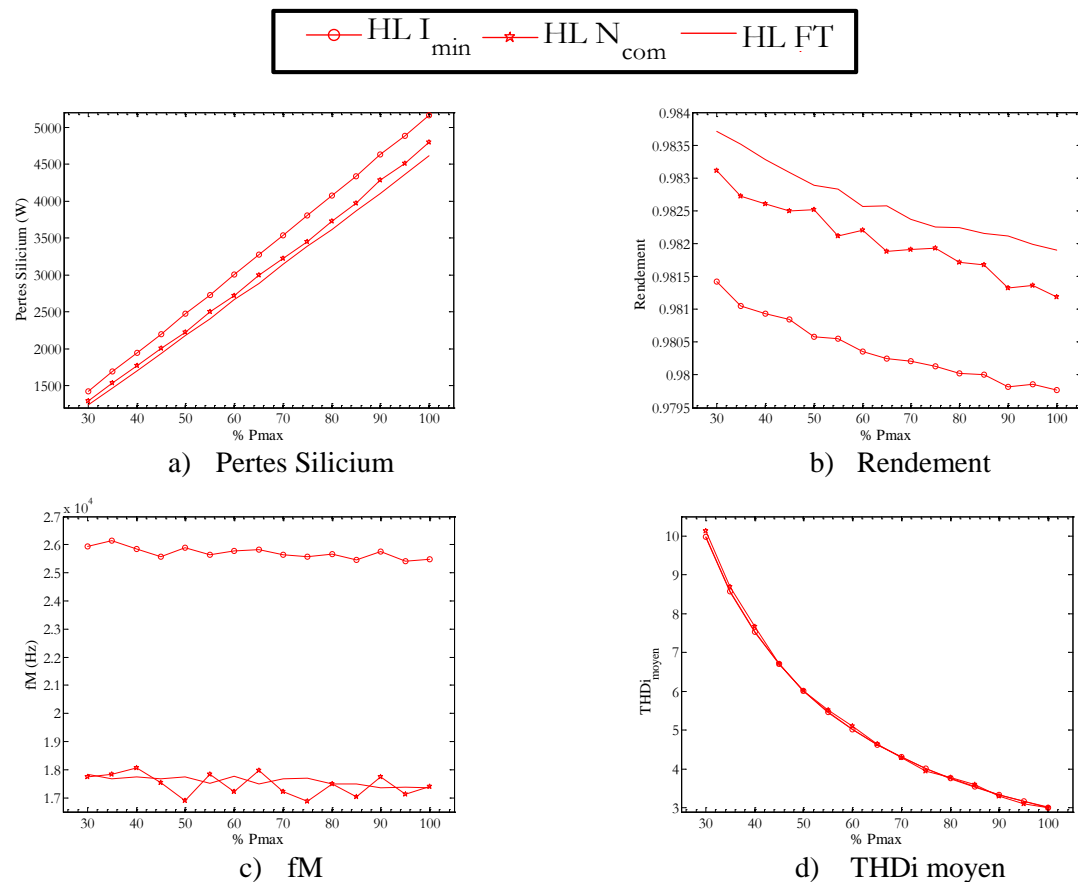


Figure 137: Stratégies HL sur une plage de fonctionnement

Les résultats de la Figure 137 sont présentés différemment Tableau 38.

	HL $I_{min}$	HL $N_{com}$	HL FT
Pertes silicium	3	2	1
Rendement	3	2	1
fM	3	1	1
THDI moyen	1	1	1

Tableau 38: Performances énergétiques des stratégies HL

Ce tableau montre que l'HL FT est la stratégie de ligne entraînant le moins de pertes, le meilleur rendement Figure 137 b). La Figure 137 b) indique que cette stratégie est celle ayant la fréquence de commutation moyenne la « plus » constante comparée aux autres et la plus faible sur toute la plage de fonctionnement. La Figure 137 c) ne permet aucune conclusion étant donné la proximité des courbes. En conclusion l'HL FT est celle possédant encore les meilleures performances énergétiques.

### II.2.1 Performances des stratégies HP

La Figure 138 présente les résultats des quatre hystérésis polygonales développées afin de déterminer celle ayant les meilleures performances énergétiques.

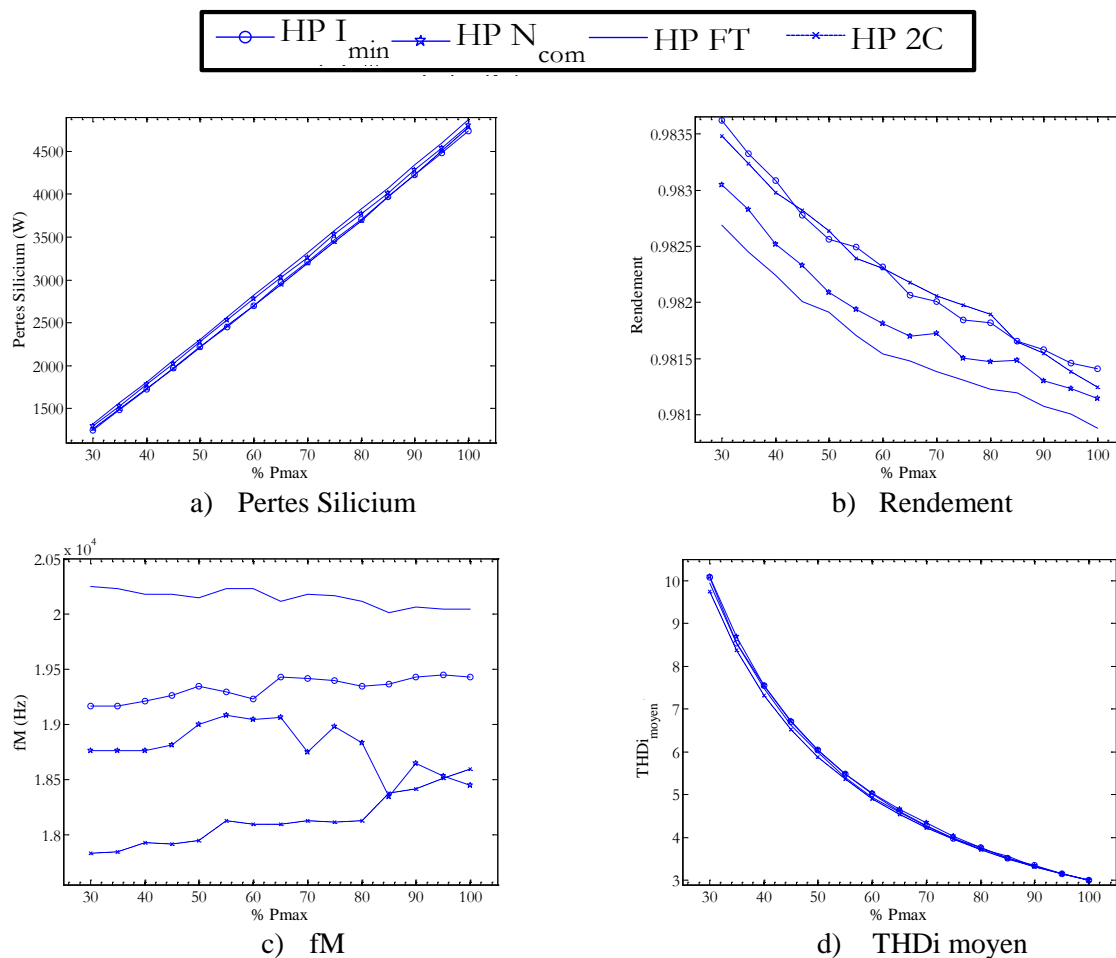


Figure 138: Stratégies HP sur une plage de fonctionnement

La Figure 138 montre que les écarts importants entre ces quatre contrôles sont les plus évidents au niveau de la fréquence de commutation moyenne, Figure 138 b). Les deux autres figures ne révèlent pas d'écart important entre ces quatre contrôles. Ces résultats sont résumés Tableau 39.

	HP $I_{min}$	HP $N_{com}$	HP FT	HP 2C
Pertes silicium	2	3	4	1
Rendement	1	3	4	1
fM	3	2	4	1
THDi moyen	1	1	1	1

Tableau 39: Performances énergétiques des stratégies HP

A partir de la Figure 138 et du Tableau 39, il est possible de conclure que l'HP 2C est encore celle ayant les meilleures performances énergétiques et de contrôle.

### II.2.2 Comparaison entre stratégies bibliographiques et HL FT, HP 2C

Cette partie a pour objectif de déterminer la meilleure stratégie dans le contexte d'un dimensionnement de l'onduleur fixé à la puissance nominale pour toute une plage de fonctionnement en puissance de l'onduleur. La Figure 139 compare les pertes des stratégies retenues, la Figure 141 leur fréquence moyenne et la Figure 142 le THDi<sub>moyen</sub>.

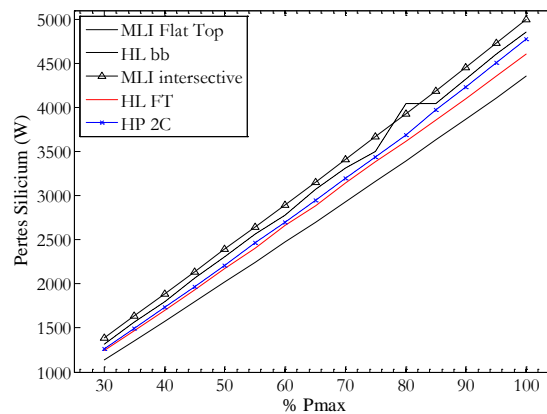


Figure 139: Comparaison des pertes silicium des cinq stratégies retenues

La Figure 139 montre que les deux stratégies développées ont plus de pertes silicium que la MLI Flat Top mais moins que la MLI intersective et l'hystérésis bang-bang. Parmi les deux stratégies développées, l'HL FT est celle conduisant à moins de pertes silicium. Ces résultats sont confirmés par la comparaison du rendement de ces stratégies Figure 140.



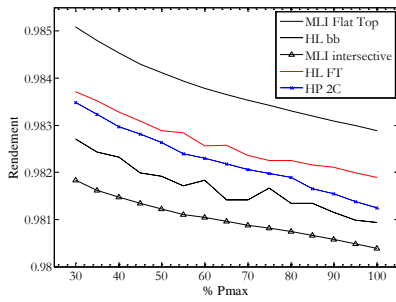


Figure 140: Comparaison du rendement des cinq stratégies retenues

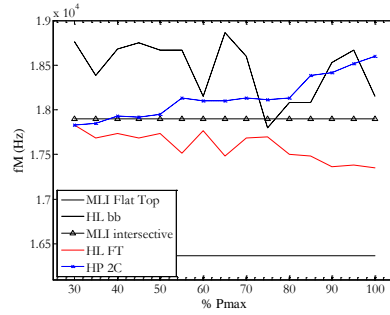


Figure 141: Comparaison de la fréquence moyenne des cinq stratégies retenues

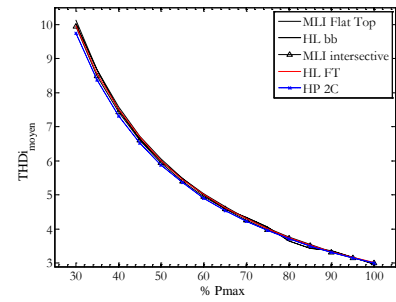


Figure 142: Comparaison du THDi<sub>moyen</sub> des cinq stratégies retenues

	MLI intersective	MLI Flat Top	HL bb	HL FT	HP 2C
Pertes silicium	5	1	4	2	3
Rendement	5	1	4	2	3
fM	3	1	5	2	4
THDi moyen	1	1	1	1	1

Tableau 40: Performances énergétiques des stratégies

La Figure 141 indique que seule l'HL FT entraîne une fréquence de commutation moyenne moins élevée que la MLI intersective. Un deuxième constat peut être fait sur cette figure : les deux contrôles développés ont une fréquence de commutation moyenne plus faible et varient moins que l'HL bb sur la plage de fonctionnement. La Figure 142 confirme des THDi moyen très proches.

*En conclusion, la MLI Flat Top est le contrôle ayant les meilleures performances énergétiques suivi par l'HL FT.*

### III. Résultats comparatifs pour une fréquence de commutation « faible »

Les mêmes paramètres énergétiques ont été observés avec une valeur d'inductance L plus élevée afin d'observer les différences de comportement des stratégies proposées pour des fréquences moyennes de commutation de l'onduleur plus faibles. Ainsi l'inductance en sortie de l'onduleur a été choisie égale à 1.4mH.

Ce changement de valeur d'inductance maintient les critères de conversion établis avec la faible valeur d'inductance. En effet, les sorties de bande, l'équilibrage des bras, les spectres propres à chaque stratégies sont conservés quelle que soit la valeur d'inductance autorisée par le cahier des charges. Seul le nombre de commutation est différent : de l'ordre de 350 commutations pour une faible valeur d'inductance à 50 pour la forte valeur. Pour comparaison, les allures des courants de ligne de l'HL FT sont affichées Figure 143 pour les deux valeurs d'inductances.

## CHAPITRE 4 : Comparaison des Performances Énergétiques

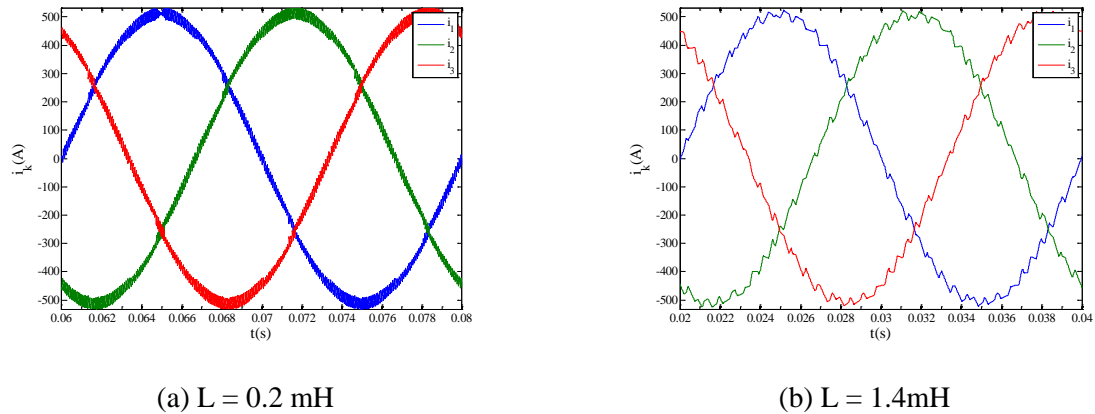


Figure 143: Evolution temporelle des trois courants de ligne de l'HL FT pour un THDi=3%

Comme précédemment, les performances énergétiques sont présentées à THDI fixe, puis à paramètres de commande fixés.

### III.1 Comparaison des performances à THDi fixe

La stratégie HL ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) ayant les performances énergétiques les plus mauvaises, elle n'est pas présentée. La démarche de présentation des résultats est la même que précédemment. Dans un premier temps les trois HL sont comparés afin d'en extraire la meilleure du point de vue énergétique, puis se sont les quatre HP. Les contrôles ayant les meilleures performances énergétiques de ces deux catégories sont ensuite comparés aux trois stratégies bibliographiques.

#### III.1.1 Performances des stratégies HL

Les performances énergétiques des trois hystérésis de ligne sont comparées Figure 144.

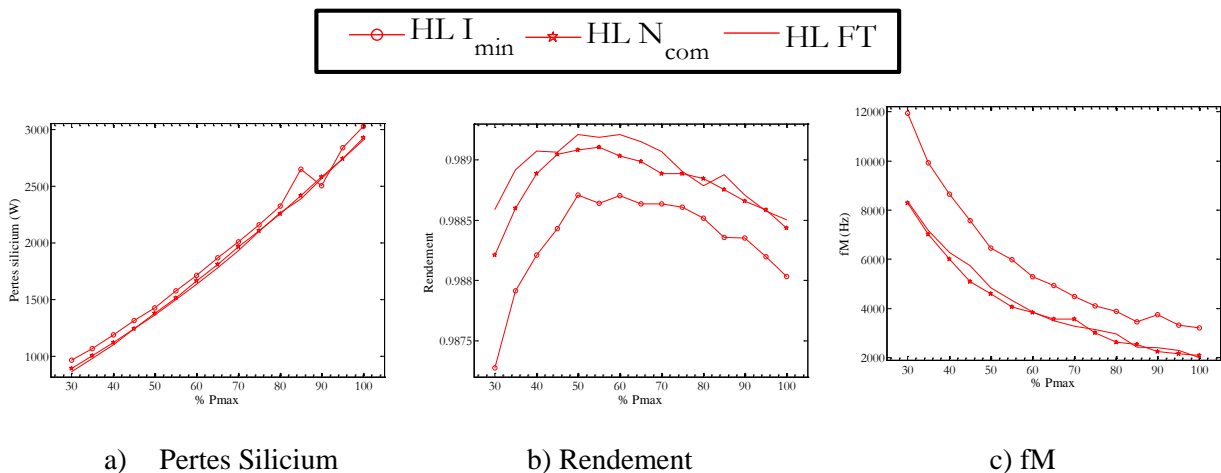


Figure 144: Stratégies HL sur une plage de fonctionnement

Les résultats de la Figure 144 compilés Tableau 41 montrent que l’hystérésis de ligne inspirée du contrôle indirect par MLI Flat Top (HL FT) est l’HL développée ayant les meilleures performances énergétiques.

	HL $I_{min}$	HL $N_{com}$	HL FT
Pertes silicium	3	2	1
Rendement	3	2	1
fM	3	1	1

Tableau 41: Performances énergétiques des stratégies HL

Cette stratégie est retenue pour la suite afin d’être comparée à la meilleure hystérésis polygonale et aux trois stratégies bibliographiques.

### III.1.2 Performances des stratégies HP

Les performances énergétiques des quatre hystérésis polygonales sont comparées Figure 145.

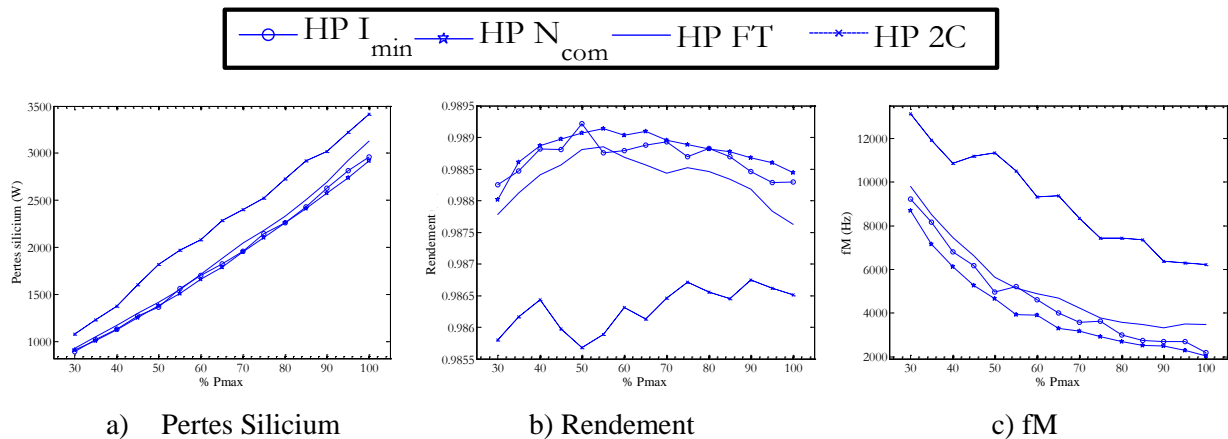


Figure 145: Stratégies HP sur une plage de fonctionnement

La Figure 145 et le Tableau 42 indiquent que l’HP  $N_{com}$  est l’HP développée ayant les meilleures performances énergétiques. Dans le même contexte avec une inductance plus faible, l’HP 2C était la meilleure.

	HP $I_{min}$	HP $N_{com}$	HP FT	HP 2C
Pertes silicium	2	1	2	4
Rendement	2	1	3	4
fM	2	1	3	4

Tableau 42: Performances énergétiques des stratégies HP

L’HP  $N_{com}$  est la stratégie HP ayant les meilleures performances énergétiques parmi les stratégies HP mais elle reste cependant la stratégie HP ayant les moins bonnes performances de contrôle. Il a été montré dans le chapitre 3 que cette stratégie entraînait un déséquilibre des bras et un fonctionnement sans enchainement cyclique des vecteurs. Cette stratégie est cependant conservée pour observer ses performances énergétiques.

### III.1.3 Comparaison entre stratégies bibliographiques et HL FT, HP N<sub>com</sub>

Les performances énergétiques (pertes, rendement et fréquence moyenne) des cinq stratégies retenues sont comparées Figure 146, Figure 147 et Figure 148.

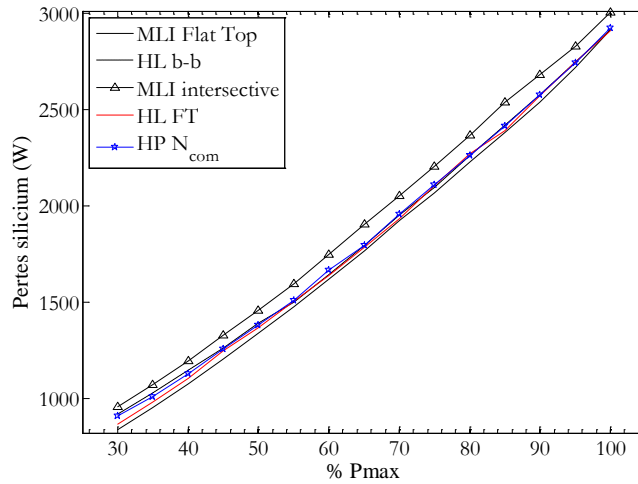


Figure 146: Comparaison des pertes silicium des cinq stratégies retenues

La Figure 146 permet de conclure facilement que la MLI intersective est la stratégie entraînant le plus de pertes silicium et la MLI Flat Top celle en ayant le moins. Par contre en raison de la proximité des courbes, le départage des trois stratégies restantes s'avère difficile et aucune stratégie ne ressort clairement. Les deux autres paramètres énergétiques doivent être étudiés pour les départager.

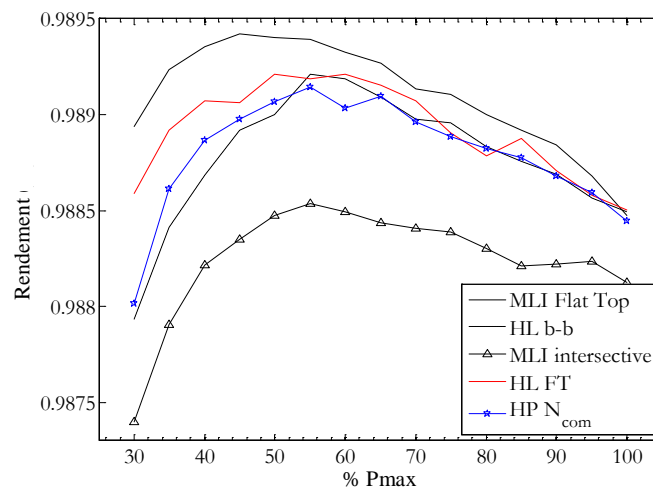


Figure 147: Comparaison du rendement des cinq stratégies retenues

Concernant les MLI intersective et Flat Top, les mêmes conclusions que pour les pertes sont valables pour le rendement. Concernant les trois stratégies restantes, la Figure 147 permet des conclusions plus évidentes que la Figure 146. On constate d'après la Figure 147 que l'HL FT est la stratégie par hystérésis ayant le meilleur rendement en plus d'avoir une meilleure conservation des

trois erreurs dans leur bande d'hystérésis que l'HP  $N_{com}$  et l'HL bb autorisant quant à elle des dépassements des erreurs de deux fois leur largeur de bande d'hystérésis (chapitre I).

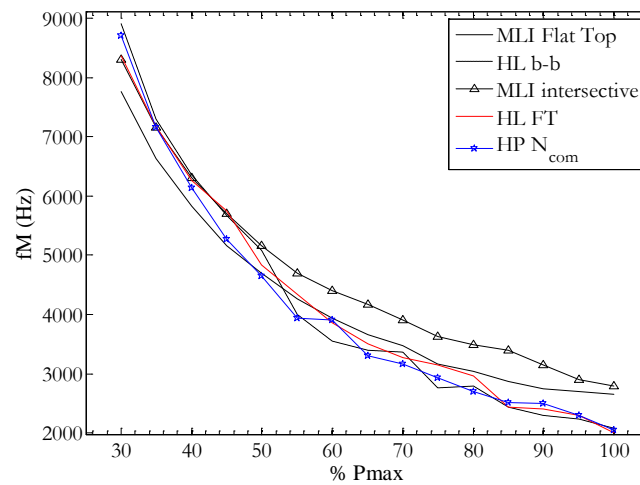


Figure 148: Comparaison de la fréquence moyenne des cinq stratégies retenue pour un  $THDi=3\%$

Du point de vue de la fréquence moyenne de commutation, les trois stratégies par hystérésis ont un meilleur résultat que les deux contrôles indirects. Parmi les trois stratégies par hystérésis, celle ayant de manière générale, la fréquence moyenne la plus faible est l'HP  $N_{com}$ .

Les performances énergétiques et de contrôle des meilleures stratégies sont synthétisées Tableau 43.

	MLI intersective	MLI Flat Top	HL bb	HL FT	HP $N_{com}$
Pertes silicium	5	1	1	1	1
Rendement	5	1	3	2	3
fM	5	1	1	1	1
Equilibrage des bras	1	1	3	1	2
Cycles de vecteurs	1	1	3	1	2

Tableau 43: Performances énergétiques et de contrôle des meilleures stratégies

En conclusion, les performances des deux stratégies développées s'avèrent meilleures que celles des stratégies bibliographiques, excepté pour la MLI Flat Top.

Parmi les stratégies développées, l'HL FT est celle ayant les meilleures performances énergétiques et de contrôle.

### III.2 Comparaison des performances à paramètres de commande fixés

La deuxième série de résultats, consistant à conserver le réglage de commande réalisé à puissance nominale sur toute la plage de fonctionnement, est exposée à présent. Les résultats fournis sont ceux des pertes, du rendement, de la fréquence de commutation moyenne des transistors auxquels s'ajoute le THDi moyen.

### III.2.1 Performances des stratégies HL

Les résultats des trois hystérésis de ligne sont présentés Figure 149.

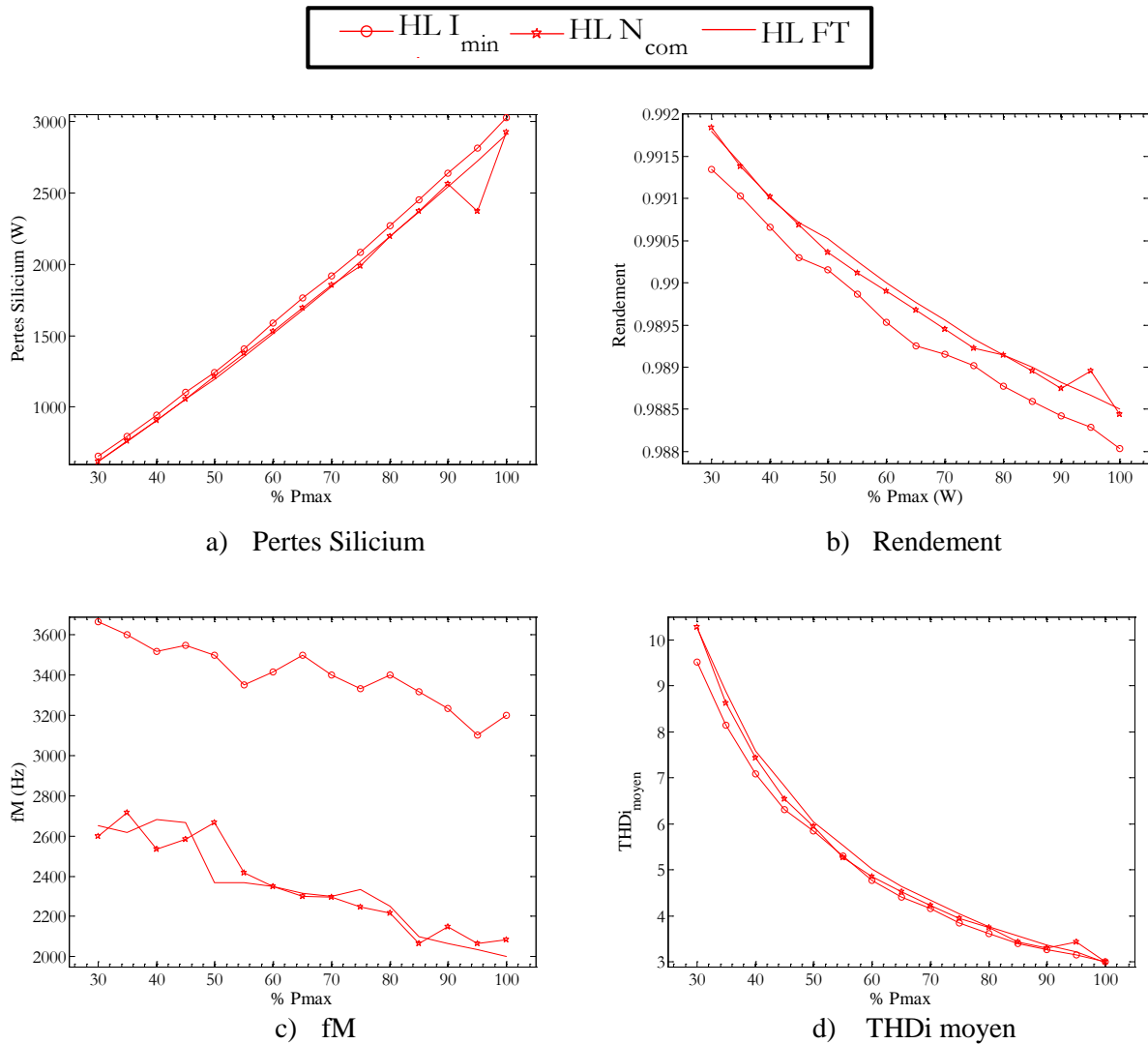


Figure 149: Stratégies HL sur une plage de fonctionnement

Parmi ces trois stratégies, deux (HL  $N_{com}$  et HL FT) sont difficiles à départager étant donné la proximité de leurs résultats. Mais d'après la Figure 149 b) comparant leur rendement et puisque dans le chapitre II, on a pu constater que l'HL FT conserve beaucoup mieux les erreurs dans leur bande d'hystérésis que l'HL  $N_{com}$ , ceci permet de conclure que l'HL FT est la meilleure stratégie HL (Tableau 44).

	HL $I_{min}$	HL $N_{com}$	HL FT
Pertes silicium	3	1	1
Rendement	3	2	1
fM	3	1	1
THDI moyen	1	1	3

Tableau 44: Performances énergétiques des stratégies HL

### III.2.2 Performances des stratégies HP

Les résultats des quatre hystérésis polygonales sont présentées Figure 150.

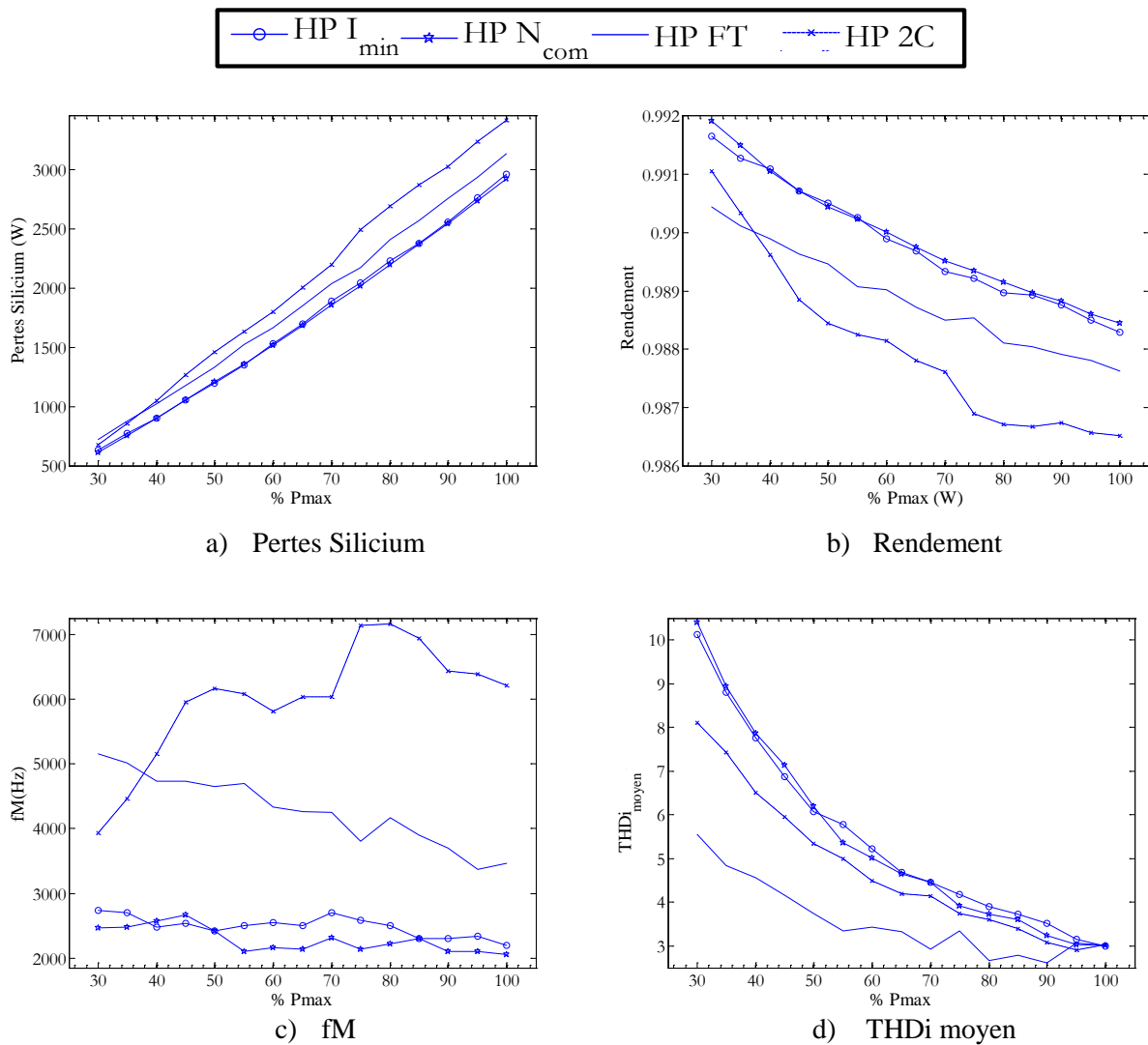


Figure 150: Stratégies HP sur une plage de fonctionnement

Cette Figure 150 montre que du point de vue des pertes et de la fréquence de commutation moyenne, deux stratégies se distinguent par leur résultats: HP I<sub>min</sub> et HP N<sub>com</sub>. L'HP FT est la stratégie entrainant le plus de pertes et ayant la fréquence de commutation la plus élevée c'est pourquoi son THDi moyen est le plus faible. Deux stratégies sont conservées pour la suite : HP I<sub>min</sub> et HP N<sub>com</sub> (mauvaises performances de contrôle), Tableau 45.

	HP I <sub>min</sub>	HP N <sub>com</sub>	HP FT	HP 2C
Pertes silicium	1	1	3	4
Rendement	2	1	3	4
fM	2	1	3	4
THDi moyen	4	3	1	2

Tableau 45: Performances énergétiques des stratégies HP

### III.2.3 Comparaison entre stratégies bibliographiques et meilleures HL, HP

Etant donné les comparaisons difficiles entre toutes les stratégies évoquées, six stratégies sont comparées Figure 151, Figure 152, Figure 153 et Figure 154.

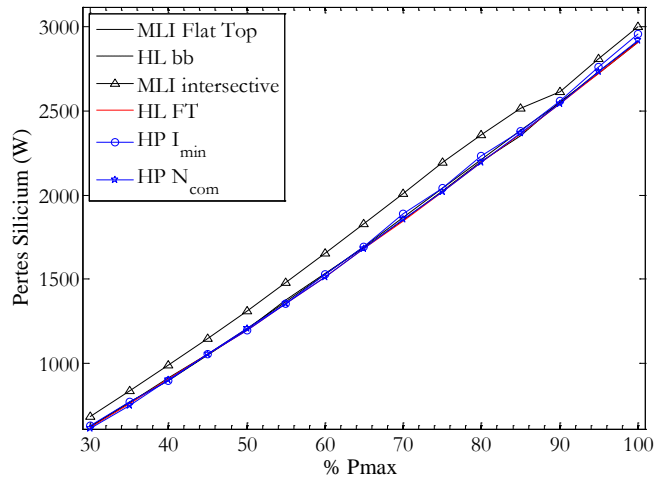


Figure 151: Comparaison des pertes silicium des cinq stratégies retenues

Les résultats des pertes de la Figure 151 sont comparables à ceux du rendement Figure 152.

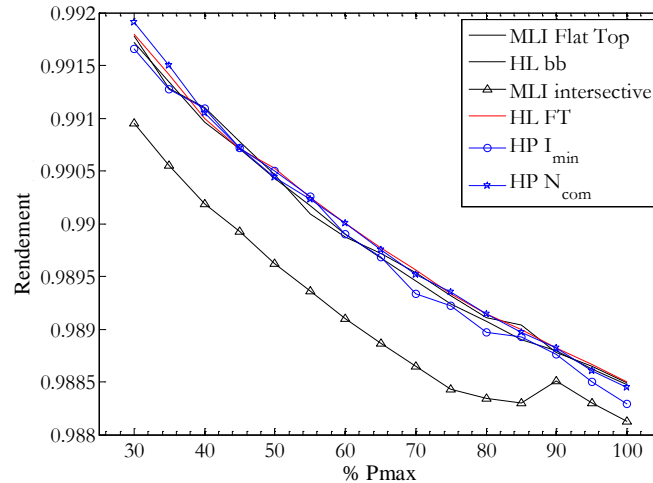


Figure 152: Comparaison du rendement des cinq stratégies retenues

Ces deux figures, Figure 151 et Figure 152 montrent que la MLI interseptive se distingue des autres stratégies. Cette MLI entraîne des pertes plus élevées que les autres stratégies qui ont quant à elle des valeurs de pertes très proches ne permettant pas de départager distinctement ces cinq stratégies restantes. D'autres critères que les pertes doivent être pris en compte.



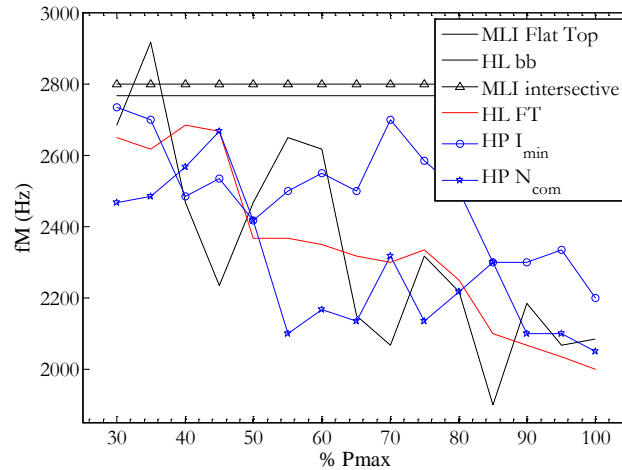


Figure 153: Comparaison de la fréquence moyenne des cinq stratégies retenues

La Figure 153 indique des fréquences moyennes de commutation plus faibles pour les quatre contrôles directs que les deux contrôles indirects c'est-à-dire qu'à rendement équivalent les contrôles directs commutent moins, ce qui implique un meilleur comportement C.E.M. Leur fréquence varie sur la plage de fonctionnement et sont du même ordre de grandeurs que l'HL bb, mais avec une meilleure conservation des erreurs dans leur bande d'hystérésis.

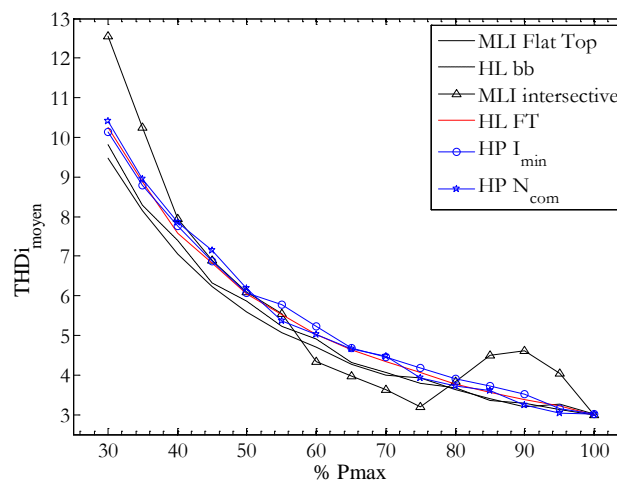


Figure 154: Comparaison du THDi<sub>moyen</sub> des cinq stratégies retenues

La Figure 154 confirme les résultats des Figure 151 et Figure 153. Les écarts entre MLI Flat Top et les contrôles directs développés ne sont pas si évidents que précédemment, Tableau 46.

	MLI intersective	MLI Flat Top	HL bb	HL FT	HP I <sub>min</sub>	HP N <sub>com</sub>
Pertes silicium	6	1	1	1	1	1
Rendement	6	4	3	1	5	1
fM	6	5	1	1	1	1
THDi moyen	3	1	2	4	4	4

Tableau 46: Performances énergétiques des stratégies

Parmi les contrôles directs, l'HL FT reste la stratégie aux meilleures performances énergétiques.

## IV. Conclusion

L'objectif de cette partie est de départager les stratégies évoquées dans les parties précédentes du rapport. Pour départager ces stratégies, quatre contextes distincts ont été réalisés. Deux valeurs d'inductances  $L$  ont été choisies pour regarder l'influence de la fréquence de commutation. Ensuite, pour ces deux valeurs, deux séries de résultats ont été réalisés. Le premier fixe le THDi à 3% sur une plage de fonctionnement, le deuxième fixe les paramètres de contrôle sur cette même plage.

Pour évaluer un contrôle, deux approches sont prises en compte : ses performances énergétiques à travers ses pertes silicium, son rendement, sa fréquence moyenne de commutation des transistors et dans certain cas son THDi moyen, mais aussi sa qualité électrique.

Les contrôles par hystérésis développés présentent plusieurs avantages. Leur fréquence de commutation est régulière (dans le sens où cette fréquence n'est pas constante mais que les spectres des grandeurs électriques présentent des familles d'harmoniques comme pour les modulations à fréquence fixe ou quasi fixe) sans intervenir autrement que sur leur stratégie de contrôle et en travaillant à bande fixe. Le comportement d'un contrôle par hystérésis est influencé par la fréquence de commutation moyenne du système. Plus cette fréquence diminue, plus l'écart en pertes relativement aux contrôles indirects diminue. Dans ce cas, les contrôles par hystérésis sont difficiles à départager et d'autres critères qu'énergétiques sont à prendre en compte tels que les critères de qualité électriques.

Aucun contrôle ne peut être décrété meilleur car le comportement des contrôles dépend de la fréquence de commutation moyenne. Pour de forte fréquence, la MLI Flat Top est le meilleur contrôle mais lorsque la fréquence diminue, les écarts entre MLI Flat Top et contrôles directs développés s'amenuisent jusqu'à disparaître. Les pertes (rendement) deviennent équivalentes avec cependant moins de commutation pour les contrôles directs impliquant un meilleur comportement C.E.M de l'onduleur commandé par des contrôles directs que par les commandes indirectes.

	Fréquence de commutation élevée	Fréquence de commutation basse
THDi fixe	MLI Flat Top - HL FT	MLI Flat Top - HL FT
Commande fixe	MLI Flat Top - HL FT	MLI Flat Top (fM fixe et élevée) HL FT (fM variable et faible)

Tableau 47: Meilleures stratégies

Les résultats des comparaisons des performances énergétiques des différents contrôles évoqués sont résumés Tableau 47 en faisant apparaître la meilleure stratégie directe et indirecte, sachant que les écarts entre MLI Flat Top et HL FT s'estompent quand la fréquence de commutation diminue.

## Conclusion et Perspectives



Les exigences des normes de raccordement des sources de production décentralisées au réseau électrique français imposent au système de conversion de prendre en compte la qualité des grandeurs électriques en sortie des convertisseurs, mais également leur rendement étant donné les puissances mises en jeu. Pour répondre à ces exigences, des commandes de convertisseur ayant des « bonnes » performances énergétiques, tout en conservant une qualité de conversion comparable ont été recherchées.

Pour réaliser cet objectif, différentes stratégies de conversion ont été développées pour une structure d'onduleur triphasé deux niveaux. Suite à l'étude bibliographique réalisée dans le chapitre 1, les stratégies de commande vers lesquelles nous nous sommes orientés sont basées sur des stratégies par hystérésis (contrôle direct) triphasée pour garantir un comportement identique des trois courants de ligne. Pour les contrôles par hystérésis, deux principaux degrés de liberté existent :

- la stratégie de commande, imposant leur principe
- la forme et la largeur des bandes, définissant les instants des commutations

L'étude s'est focalisée sur le premier degré de liberté. Dans ce travail, la forme des bandes a été considérée fixe, mais ce degré de liberté pourrait être exploité dans le but de jouer sur les performances de conversion.

Deux types de contrôle par hystérésis triphasées ont été envisagés. Ils sont basés sur les mêmes règles et critères simples de modulation, mais l'un contrôle les trois courants de ligne, alors que l'autre contrôle les trois courants polygonaux fictifs, calculés à partir des courants de ligne. Etant donné les degrés de liberté de l'onduleur, trois stratégies sur les courants de ligne ont été mise en œuvre (chapitre 2) et quatre sur les courants polygonaux fictifs (chapitre 3), dont trois inspirées directement de celles sur les courants de ligne.

Les performances de contrôle (qualité de conversion) de ces sept stratégies ont été évaluées selon différents critères tels que l'équilibrage des bras, l'enchaînement cyclique des vecteurs, la conservation des erreurs dans leur bande, le spectre harmonique des tensions produites par l'onduleur. À partir de cette étude, une stratégie s'est particulièrement distinguée. Il s'agit de la stratégie HL FT, basée sur le contrôle direct des courants de ligne, imposant prioritairement les mêmes vecteurs que la stratégie indirecte par MLI Flat Top.

De même dans le chapitre 4, leurs performances énergétiques ont été évaluées et comparées selon différents critères. Les performances des stratégies développées se sont avérées meilleures que celles des stratégies bibliographiques, excepté pour la MLI Flat Top. Parmi les stratégies développées, l'HL FT est celle ayant les meilleures performances énergétiques et l'écart entre cette commande et la MLI FT diminue, voire s'inverse quand la fréquence de commutation diminue.

Le principal inconvénient des stratégies par hystérésis, qui est une fréquence de commutation variable et un spectre étendu, n'a pas été constaté sur la plupart des stratégies développées. Ainsi la

stratégie HL FT présente des familles d'harmoniques similaires à la MLI Flat Top, mais avec des amplitudes plus faibles, ce qui est un résultat remarquable et lui donne un réel intérêt.

Les stratégies développées peuvent certainement être encore améliorées. La forme des bandes, deuxième degré de liberté, après la stratégie de commande, n'a pas été exploitée. Lorsqu'on fixe la largeur de bande, on observe une variation modérée de la fréquence moyenne de commutation de l'HL FT, qui pourrait par ailleurs être ajustée en temps réel en jouant sur la largeur des bandes.

D'autres méthodes pour obtenir une fréquence de commutation des bras sensiblement constante [86], [87] en agissant sur la largeur de bande sont présentes dans la littérature scientifique:

- pour les applications machine, cela nécessite de connaître la vitesse de la machine [88]
- en utilisant une horloge [89], [90] et [91] mais cela entraîne une dégradation des performances du contrôle [28], [92].
- par estimation des paramètres de charge [93] ou leur mesure directe [94], [95][96][97].
- par PLL [98], [90] [93] [95].
- par ajout d'une étape supplémentaire : comparaison de la fréquence du système et de celle de référence [99] (utilisation de la dérivée et d'un intégrateur).

Cette variation de la largeur de bande peut avoir d'autres fonctions, comme résoudre les problèmes d'interaction entre phases sans connaissance des paramètres de charge [100]. Cependant, il est annoncé que la forme des bandes dépend du facteur de puissance [101]. S'il est élevé, il est préférable de conserver des bandes équidistantes, alors que quand il est faible, des bandes variables peuvent être envisagées.

Les stratégies développées peuvent bien entendu être étendues aux structures d'onduleur multiniveaux, voire à des structures entièrement commandées plus complexes (convertisseur matriciel).

Leur implantation doit être envisagée avec les moyens modernes de commande de convertisseur. La simplicité des commandes, ne prenant en compte que l'information sur la mesure des courants et la synchronisation au réseau (pour créer les courants de référence) devrait conduire à des systèmes de contrôles s'appuyant sur des contrôleurs temps réel simples à mettre en œuvre. Ces deux informations sont de nature analogique, le reste de la commande peut être réalisée de façon numérique (type FPGA), avec cependant une précaution consistant à évaluer l'influence de l'échantillonnage fini issu d'une conversion analogique-numérique sur les performances des contrôles directs implantés dans le circuit programmable.

## Bibliographie





- [1] Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.32, no.3, pp.509,517, May/Jun 1996.
- [2] R. B. F. Labrique, G. Segulier, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome 4 : la conversion continu-alternatif 2ème édition," *TEC&DOC Lavoisier*, pp. pages 40–55–113/75.
- [3] A. Asbafkan, B. Mirzaeeian, M. Niroomand, H.A. Zarchi, "Frequency adaptive repetitive control of grid connected inverter for wind turbine applications," *Electrical Engineering (ICEE), 2013 21st Iranian Conference on* , vol., no., pp.1,6, 14-16 May 2013.
- [4] M. Hojabri, A. Z. Ahmad, A. Toudeshki, and M. Soheilrad, "An Overview on Current Control Techniques for Grid Connected Renewable Energy Systems" , *International Conference on Power and Energy Systems*, vol. 56, pp. 119–126, 2012.
- [5] D. G. Holmes, S. Member, R. Davoodnezhad, S. Member, and B. P. Mcgrath, "An Improved Three-Phase Variable-Band Hysteresis Current Regulator," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.28, no.1, pp.441,450, Jan. 2013.
- [6] Persson, E.; Mohan, N.; Banerjee, B.B., "Adaptive tolerance-band current control of standby power supply provides load-current harmonic neutralization," *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE* , vol., no., pp.320,326 vol.1, 29 Jun-3 Jul 1992.
- [7] A. Tripathi, P. C. Sen, "Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 63–73, 1992.
- [8] Kato, T.; Miyao, K., "Modified hysteresis control with minor loops for single-phase full-bridge inverters," *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE* , vol., no., pp.689,693 vol.1, 2-7 Oct. 1988.
- [9] P. a. Dahono, "New hysteresis current controller for single-phase full-bridge inverters," *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 5, p. 585, 2009.
- [10] F. B. Rectifier, "Dual hysteresis loops for a high-performance four-switch boost rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1174–1176, 2000.
- [11] T. M. Jahns, "A study of single phase hysteresis current control for reducing switching loss using the slope of reference current," *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 1295–1298, May 2009.
- [12] Y. Huang and T. Jong, "A constant hysteresis-band current controller with fixed switching frequency," *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE-02*, pp. 1021–1024 vol.3, 2002.
- [13] Bode, G.H.; Holmes, D.G., "Load independent hysteresis current control of a three level single phase inverter with constant switching frequency," *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, vol.1, no., pp.14,19 vol. 1, 2001.
- [14] Malesani, L.; Rossetto, L.; Zuccato, A., "Digital adaptive hysteresis current control with clocked commutations and wide operating range," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.32, no.2, pp.316,325, Mar/Apr 1996.

- [15] R. R. K, J. Praveen, and M. Sushama, "Indirect Current Control Technique For Shunt Active Filter," *National Conference on Electrical Power Engineering and Industrial Drives*, may 18-19, 2012.
- [16] Rowan, T.M.; Kerkman, R.J., "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.IA-22, no.4, pp.678,690, July 1986.
- [17] Hamrouni, N.; Jraidi, M.; Younsi, S.; Cherif, A., "Current control for inverter-interfaced grid-connected photovoltaic generator," *Electrotechnical Conference (MELECON), 2012 16th IEEE Mediterranean*, vol., no., pp.296,299, 25-28 March 2012.
- [18] T. Narongrit, K.-L. Areerak, and K.-N. Areerak, "Current control of shunt active power filter using space vector PWM," *9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, pp. 1–4, May 2012.
- [19] Thèse de S. L. Capitaneanu, "Onduleur de tension deux-niveaux", [http://ethesis.inp-toulouse.fr/archive/00000637/01/capitaneanu.pdf?origin=publication\\_detail](http://ethesis.inp-toulouse.fr/archive/00000637/01/capitaneanu.pdf?origin=publication_detail), 2002.
- [20] P. B. Jyoti, J. Amarnath, and D. Subbarayudu, "Comparison of Harmonics and Current Ripple Reduction Using Various PWM Techniques in Indirect Vector Control", *International Journal of Computer Science & Network Security*, Vol. 12 Issue 12, pp. 35–42, December 2012.
- [21] Palaniappan, Rasappa G.; Vithayathil, Joseph, "A Control Strategy for Reference Wave Adaptive Current Generation," *Industrial Electronics and Control Instrumentation, IEEE Transactions on*, vol.IECI-27, no.2, pp.92,96, May 1980.
- [22] J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey," *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, vol., no., pp.11,18 vol.1, 29 Jun-3 Jul 1992.
- [23] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 3, pp. 562–570, May 1985.
- [24] Tungpimolrut, K.; Matsui, M.; Fukao, T., "A simple limit cycle suppression scheme for hysteresis current controlled PWM VSI with consideration of switching delay time," *Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE*, vol., no., pp.1034,1041 vol.1, 4-9 Oct 1992.
- [25] R. J. Patel, J. C. Patel, and P. J. Patel, "Comparison of vector-based hysteresis current control schemes for three-phase three wire shunt active power filter," *2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–6, Dec. 2012.
- [26] Tekwani, P. N.; Kanchan, R. S.; Gopakumar, K., "Novel Current Error Space Phasor Based Hysteresis Controller Using Parabolic Bands for Control of Switching Frequency Variations," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.54, no.5, pp.2648,2656, Oct. 2007.
- [27] Tianfu Huang; Xinchun Shi; Junpeng Liu; Pin Sun; Yi Wang, "Current deadbeat decoupling control of three-phase grid-connected inverter," *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, vol.3, no., pp.2240,2244, 2-5 June 2012G.
- [28] Bode, G.H.; Holmes, D.G., "Improved current regulation for voltage source inverters using zero crossings of the compensated current errors," *Industry Applications Conference, 2001*.

*Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE* , vol.2, no., pp.1007,1014 vol.2, Sept. 30 2001-Oct. 4 2001.

- [29] Ma Feng; Li Lei, "Research on constant-frequency hysteresis current control in differential three-level grid-connected inverter," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* , vol., no., pp.730,733, 25-28 Oct. 2012.
- [30] H. Diab, H. El-Helw, and H. Talaat, "Intelligent maximum power tracking and inverter hysteresis current control of grid-connected PV systems," *2012 International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET)*, pp. 1–5, Aug. 2012.
- [31] Lim, C.; Levi, E.; Jones, M.; Abd Rahim, N.; Hew, W., "FCS-MPC Based Current Control of a Five-Phase Induction Motor and its Comparison with PI-PWM Control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.PP, no.99, pp.1, 2013.
- [32] M. P. Kazmierkowski and W. Sulkowski, "A novel vector control scheme for transistor PWM inverter-fed induction motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 1, pp. 41–47, 1991.
- [33] J. F. Martins, a. J. Pires, and J. F. Silva, "A novel and simple current controller for three-phase IGBT PWM power inverters-a comparative study," *ISIE '97 Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 241–246.
- [34] Silva, J.F.; Rodrigues, N.; Costa, J., "Space vector alpha-beta sliding mode current controllers for three-phase multilevel inverters," *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual* , vol.1, no., pp.133,138 vol.1, 2000.
- [35] Ackva, A.; Reinold, H.; Olesinski, R., "A simple and self-adapting high-performance current control scheme for three phase voltage source inverters," *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE* , vol., no., pp.435,442 vol.1, 29 Jun-3 Jul 1992.
- [36] Chereau, V.; Auger, F.; Loron, L., "A new three-phase varying-band hysteresis current controller for voltage-source inverters," *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*, vol., no., pp.1179,1186, 27-30 Nov. 2007.
- [37] Olesinski, R.; Grochal, P.; Barlik, R., "Polar control of current for PWM inverters," *Industrial Electronics, 1993. Conference Proceedings, ISIE'93 - Budapest., IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.443,447, 1993.
- [38] Silva, J.F.; Rodrigues, N.; Costa, J., "Space vector alpha-beta sliding mode current controllers for three-phase multilevel inverters," *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual* , vol.1, no., pp.133,138 vol.1, 2000.
- [39] Jordan, Kalman R.; Dewan, S.B.; Slemon, G.R., "General Analysis of Three-Phase Inverters," *Industry and General Applications, IEEE Transactions on* , vol.IGA-5, no.6, pp.672,679, Nov. 1969.
- [40] T. Chang and C. Pan, "A practical vector control algorithm for  $\mu$ -based induction motor drives using a new space vector current controller," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 1, pp. 97–103, 1994.

- [41] H. R. Magham, E. Ma, J. S. Moghani, B. Abdi, and G. B. Gharehpetian, "DC Link Voltage Effects on the Performance of the Two Current Control Strategies of Voltage Source Converters", *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 5, no. 1, pp. 105–121, March 2013.
- [42] C. Pan and T. Chang, "An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 97–104, 1994.
- [43] A. K. Panda, M. Suresh, and Y. Suresh, "Real-time implementation of adaptive fuzzy hysteresis-band current control technique for shunt active power filter," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 7, pp. 1188–1195, Aug. 2012.
- [44] G. Pfaff, A. Weschta, and A. F. Wick, "Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 4, pp. 814–821, Jul. 1984.
- [45] C. D. Schauder and R. Caddy, "Current Control of Voltage-Source Inverters for Fast Four-Quadrant Drive Performance," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-18, no. 2, pp. 163–171, Mar. 1982.
- [46] Truong Dan Vu Nguyen; Fujita, G., "Nonlinear control of DFIG under symmetrical voltage dips with demagnetizing current solution," *Power System Technology (POWERCON), 2012 IEEE International Conference on*, vol., no., pp.1,5, Oct. 30 2012-Nov. 2 2012.
- [47] K. P. Rao, "Development of A Grid Connected Inverter for Solar PV Systems with Energy Capture Improvement Based On Current Control Strategy," *International Journal of Scientific and Research Publications*, vol. 3, no. 4, pp. 1–6, Avril 2013.
- [48] Bowes, S.R.; Grewal, S., "Three-level hysteresis band modulation strategy for single-phase PWM inverters," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol.146, no.6, pp.695,706, Nov 1999.
- [49] Bouafia, A.; Krim, F.; Gaubert, J-P, "Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.56, no.6, pp.1984,1992, June 2009.
- [50] X. Liu, J. Wang, and G. Yao, "A Novel Hysteresis Current Control Strategy with Fuzzy Bandwidth for Active Power Filter," *Journal of Electronics and Electrical Engineering*, vol. 4, no. 4, 2012.
- [51] S. K. Routray, N. Nayak, and P. K. Rout, "A Robust Fuzzy Sliding Mode Control Design for Current Source Inverter based STATCOM Application," *Procedia Technology*, vol. 4, pp. 342–349, Jan. 2012.
- [52] Martins, J.; Pires, A.J.; Silva, J.F., "A novel and simple current controller for three-phase PWM power inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.45, no.5, pp.802,804, Oct 1998.
- [53] B. Bouzidi, A. Yangui, A. Guermazi, and A. Masmoudi, "DTC based position control induction motor a comparison between different strategies," *2009 6th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, pp. 1–10, Mar. 2009.

- [54] R. Sharma, K. K. Prajapat, and A. Sood, "Performance Analysis of Direct Torque Control of PMSM Drive Using Two Level Inverter," *2012 International Conference on Communication Systems and Network Technologies*, no. 3, pp. 825–829, May 2012.
- [55] Cortes, P.; Rodriguez, J.; Antoniewicz, P.; Kazmierkowski, M., "Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.23, no.5, pp.2516,2523, Sept. 2008.
- [56] Vazquez, S.; Sanchez, J.A.; Carrasco, J.M.; Leon, J.I.; Galvan, E., "A Model-Based Direct Power Control for Three-Phase Power Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.4, pp.1647,1657, April 2008.
- [57] Serpa, L.A.; Ponnaluri, S.; Barbosa, P.M.; Kolar, J.W., "A Modified Direct Power Control Strategy Allowing the Connection of Three-Phase Inverters to the Grid Through LCL Filters," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.43, no.5, pp.1388,1400, Sept.-oct. 2007.
- [58] Ohnishi, T., "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on* , vol., no., pp.819,824 vol.1, 28 Oct-1 Nov 1991.
- [59] Restrepo, J.; Aller, J.M.; Viola, J.; Bueno, A., "A simplified rectifier voltage vector selection for Direct Power Control," *Devices, Circuits and Systems, 2008. ICCDCS 2008. 7th International Caribbean Conference on* , vol., no., pp.1,5, 28-30 April 2008.
- [60] B. S. Chen and G. Joos, "Direct Power Control of Active Filters With Averaged Switching Frequency Regulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2729–2737, Nov. 2008.
- [61] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 703–709, Sep. 2008.
- [62] S. Khalid and A. Triapthi, "Comparison of Constant Source Instantaneous Power & Sinusoidal Current Control Strategy for Total Harmonic Reduction for Power Electronic Converters in High Frequency Aircraft System," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 1, no. 5, pp. 314–322, November 2012.
- [63] Cortes, P.; Kazmierkowski, M.P.; Kennel, R.M.; Quevedo, D.E.; Rodriguez, J., "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.12, pp.4312,4324, Dec. 2008.
- [64] S. A. Davari, D. A. Khaburi, and R. Kennel, "Using a weighting factor table for FCS-MPC of induction motors with extended prediction horizon," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2086–2091, Oct. 2012.
- [65] Kennel, R.; Linder, A., "Predictive control of inverter supplied electrical drives," *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual* , vol.2, no., pp.761,766 vol.2, 2000.
- [66] Preindl, M.; Schaltz, E.; Thogersen, P., "Switching Frequency Reduction Using Model Predictive Direct Current Control for High-Power Voltage Source Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.58, no.7, pp.2826,2835, July 2011.

- [67] Vazquez, S.; Leon, J.I.; Franquelo, L.G.; Carrasco, J.M.; Martinez, O.; Rodriguez, J.; Cortes, P.; Kouro, S., "Model Predictive Control with constant switching frequency using a Discrete Space Vector Modulation with virtual state vectors," *Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on*, vol., no., pp.1,6, 10-13 Feb. 2009.
- [68] R. Kennel and a. Linder, "Predictive control of inverter supplied electrical drives," *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, vol. 2, pp. 761–766.
- [69] Xia Li; Wu, Zhengguo; Xia, Li; Zhou, Weiping, "A novel predictive current control method for shunt active power filter," *Modelling, Identification & Control (ICMIC), 2012 Proceedings of International Conference on*, vol., no., pp.211,216, 24-26 June 2012.
- [70] Rodriguez, J.; Pontt, J.; Silva, C.A.; Correa, P.; Lezana, P.; Cortes, P.; Ammann, U., "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.54, no.1, pp.495,503, Feb. 2007.
- [71] Mikail, R.; Husain, I.; Sozer, Y.; Islam, M.; Sebastian, T., "A fixed switching frequency predictive current control method for switched reluctance machines," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, vol., no., pp.843,847, 15-20 Sept. 2012.
- [72] Haddad, M.; Rahmani, S.; Fnaiech, F.; Al-Haddad, K., "A Lyapunov-based current control strategy of three phase Shunt Active Power Filter for harmonic elimination, power-factor correction, and load unbalance compensation," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, vol., no., pp.3340,3345, 25-28 Oct. 2012.
- [73] Suriya, A; Balamurugan, P, "Speed control of induction motor using predictive current control and SPWM," *International Journal of Advance Research*, vol. 09, no. 85, pp. 24–28, 2013.
- [74] J. Holtz and B. Beyer, "Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1110–1120, 1995.
- [75] J. Holtz and B. Beyer, "The trajectory tracking approach-a new method for minimum distortion PWM in dynamic high-power drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 1048–1057, 1994.
- [76] J. Fei, T. Li, F. Wang, and W. Juan, "A Novel Sliding Mode Control Technique for Indirect Current Controlled Active Power Filter," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2012, pp. 1–18, 2012.
- [77] Thèse de A. ARDJOOUN, "Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation," 2010.
- [78] Thèse de N. Maherzi, "Etude, conception, et réalisation d'un convertisseur d'énergie DC/DC associé à des supercondensateurs," pp 48-49, 2010.
- [79] Hamadi, A.; Rahmani, S.; Al-Haddad, K., "Sliding mode control of three-phase shunt hybrid power filter for current harmonics compensation," *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.1076,1082, 4-7 July 2010.

- [80] Khazraei, M.; Ferdowsi, M., "Modeling and Analysis of Projected Cross Point Control—A New Current-Mode-Control Approach," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.60, no.8, pp.3272, 3282, Aug.2013.
- [81] Hamadi, A.; Al-Haddad, K.; Rahmani, S.; Kanaan, H., "Comparison of fuzzy logic and proportional integral controller of voltage source active filter compensating current harmonics and power factor," *Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04. 2004 IEEE International Conference on* , vol.2, no., pp.645,650 Vol. 2, 8-10 Dec. 2004.
- [82] Zouidi, A.; Fnaiech, F.; Al-Haddad, K.; Rahmani, S., "Adaptive linear combiners a robust neural network technique for on-line harmonic tracking," *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE* , vol., no., pp.530,534, 10-13 Nov. 2008.
- [83] Zouidi, A.; Fnaiech, F.; Al-Haddad, K.; Rahmani, S., "Artificial Neural Networks as Harmonic Detectors," *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on* , vol., no., pp.2889,2892, 6-10 Nov. 2006.
- [84] Borle, L.J.; Nayar, C.V., "Zero average current error controlled power flow for AC-DC power converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.10, no.6, pp.725,732, Nov 1995.
- [85] Iwaszkiewicz, J., "A predictive algorithm for current controlled voltage source inverter," *Industrial Electronics, 1993. Conference Proceedings, ISIE'93 - Budapest., IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.514,518, 1993.
- [86] G. Adam, A. Zbant, G. Livint, "A fuzzy adaptative hysteresis band current control for single phase shunt active power filters", *IJCEE*, no. 4, pp. 241–245, 2012.
- [87] A. Kawamura and R. Hoft, "Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 4, pp. 769–775, Jul. 1984.
- [88] T. Chun and M. Choi, "Development of adaptive hysteresis band current control strategy of PWM inverter with constant switching frequency," *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, vol. 1, pp. 194–199, 1996.
- [89] Buso, S.; Fasolo, S.; Malesani, L.; Mattavelli, P., "A dead-beat adaptive hysteresis current control," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.36, no.4, pp.1174,1180, Jul/Aug 2000.
- [90] Malesani, L.; Mattavelli, P.; Tomasin, P., "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.33, no.5, pp.1194,1202, Sep/Oct 1997.
- [91] V. J. Gosbell and P. M. Dalton, "Current control of induction motors at low speeds," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, no. 2, pp. 482–489, Mar./ Apr.1992.
- [92] Wang, L. Yi, X. Zou, S. He, and M. Li, "The design of constant frequency hysteresis current controller with voltage space vector in PV grid-connected inverter," *Automation Congress, 2008. WAC 2008. World* , vol., no., pp.1,5, Sept. 28 2008-Oct. 2 2008.
- [93] Malesani, L.; Tenti, P., "A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.26, no.1, pp.88,92, Jan/Feb 1990.

- [94] A. N. Jog and N. G. Apte, "An Adaptive Hysteresis Band Current Controlled Shunt Active Power Filter," *2007 Compatibility in Power Electronics*, pp. 1–5, May 2007.
- [95] Malesani, L.; Tenti, P.; Gaio, E.; Piovani, R., "Improved current control technique of VSI PWM inverters with constant modulation frequency and extended voltage range," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.27, no.2, pp.365,369, Mar/Apr 1991.
- [96] Malesani, L.; Mattavelli, P.; Tomasin, P., "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.33, no.5, pp.1194,1202, Sep/Oct 1997.
- [97] Bose, B.K., "An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.37, no.5, pp.402,408, Oct 1990.
- [98] S. Begag, N. Belhaouchet, and L. Rahmani, "Fonctionnement à fréquence de commutation constante d' un onduleur de tension triphasé par une nouvelle technique de commande en courant par hystérésis," *4<sup>th</sup> International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007*, no., pp. 0–5, November 2007.
- [99] A. Nabae, S. Ogasawara, and H. Akagi, "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp. 697–701, Jul. 1986.
- [100] Q. Yao and D. G. Holmes, "A simple, novel method for variable-hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency," *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, pp. 1122–1129.
- [101] K. M. Rahman, M. R. Khan, M. a. Choudhury, and M. a. Rahman, "Variable-band hysteresis current controllers for PWM voltage-source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 964–970, 1997.



## Annexe 1



Cahier des charges

L'onduleur étudié se caractérise selon la puissance apparente  $S_n$  qu'il doit être capable d'injecter sur le réseau. Une puissance apparente  $S_n$  (égale à la puissance active  $P$ , puisque la puissance réactive  $Q$  est nulle d'après la contrainte  $\cos(\widehat{i_k, e_k})=1$ ) de 250kVA a été imposée. A partir de la définition de la puissance apparente et connaissant la charge, il est possible de calculer la valeur efficace  $I_{eff}$  du courant injecté sur le réseau (42).

$$I_{eff} = \frac{S_n}{3 \times e_{eff}} = 362.32 \text{ A} \quad (42)$$

A partir des informations sur la charge et l'onduleur, le dimensionnement du bus continu est réalisé à partir du diagramme de Fresnel pour une phase  $k$ , Figure 155. Sur cette Figure 155 apparaît la pulsation  $\omega$  définie comme  $2 \cdot f \cdot \pi$ .

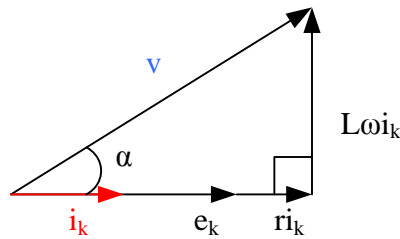


Figure 155 : Diagramme de Fresnel pour la phase  $k$

Il en résulte la tension efficace nécessaire  $v_{eff}$  en sortie de l'onduleur, équation (43).

$$v_{eff} = \sqrt{(e_{eff} + rI_{eff})^2 + (L\omega I_{eff})^2} = 238.3 \text{ V} \quad (43)$$

Or pour pouvoir contrôler les courants, il faut respecter une condition entre la tension  $U$  et la valeur crête de la tension maximale ( $v_{max}$ ) que doit produire l'onduleur (44) pour le point de fonctionnement à puissance maximale.

$$\frac{U}{2} > v_{max} = 337 \text{ V} \quad (44)$$

Cette contrainte est nécessaire en monophasé, mais peut être réduite en triphasé. En injectant une composante homopolaire non nulle (non définie) dans les références de tension des commandes indirectes de l'onduleur (voir chapitre 1), il est possible de faire de la surmodulation. Dans ce cas, la condition précédente est modifiée et devient :

$$\frac{U}{2} > \frac{\sqrt{3}}{2} v_{max} = 292 \text{ V} \quad (45)$$

La valeur de  $U$  choisie par la suite est de 800V et vérifie donc ces conditions avec des modulations comprenant ou non une composante homopolaire de commande (commande indirecte). Ce dimensionnement est également utilisé pour le bras monophasé, cas étudié dans le premier chapitre.



## Résumé :

Les exigences des normes de raccordement des sources de production décentralisées au réseau électrique français imposent au système de conversion une qualité des grandeurs électriques en sortie des convertisseurs. Leur rendement est également une exigence de premier plan étant donné les puissances mises en jeu. L'enjeu est ici d'évaluer et améliorer le compromis qualité/rendement de ces systèmes de conversion par leur stratégie de commande MLI.

Pour répondre à ces exigences, des stratégies à hystérésis triphasé (contrôle direct), appliquées sur une structure d'onduleur de tension triphasé deux niveaux, ont été développées garantissant un comportement comparable des trois courants de ligne. Des contrôles sur les courants de ligne, ainsi que sur les courants polygonaux fictifs ont été mis en œuvre. Ces deux types de contrôle sont basés sur les mêmes règles et critères simples de modulation, afin de pouvoir être implantés simplement sur des systèmes temps réel et pouvoir être ensuite étendus à des structures de convertisseur entièrement commandés plus complexes. La plupart de ces contrôles ont fait apparaître des familles d'harmoniques dans le spectre de tension produit, traduisant une régularité naturelle dans les commutations produites de ces contrôles directs. Dans ce travail, la largeur des bandes d'hystérésis a été considérée fixe, mais ce paramètre de réglage pourrait être exploité dans le but de jouer également sur le rendement.

Les performances électriques et énergétiques de ces nouveaux contrôles directs ont été évaluées et certains se sont révélés meilleurs sur ces deux critères que les contrôles directs bibliographiques.

## Summary :

Standards connections requirements of decentralized generating sources in the electricity network impose on conversion system to take care of output currents quality. Converter efficiency is also a major requirement according to the high value of rated power in such systems. A challenge is to assess and improve the quality / efficiency compromise of these conversion systems, according to their PWM control strategy.

To answer to these requirements, three phase hysteresis strategies (direct control), applied on a two-levels inverter structure have been developed to ensure a similar behavior of the three line currents and converter legs. Direct controls on line currents, and then on fictitious polygonal currents were implemented. These two types of control are based on same rules and simple modulation criteria, in order to be simply implanted on real-time systems, and then to extend easily these controls to more complex fully controlled converters. Most of these controls produce harmonic families in the output voltage spectrum, reflecting a natural regularity in the switching sequences of these direct controls. In this work, the width of the hysteresis band is fixed and constant, but this parameter may vary in order

to look for better performances. Finally, electrical and energy performances of these new direct controls have been evaluated and a few of them give better performances than the bibliographic ones.