



Department: **Electrical Engineering**

Order N° : . .... / **2020**

Defense authorization N° ...../2020

## DOCTORAL THESIS

3rd Cycle Doctoral (D-LMD)

Presented by

**HACHI NOUAR**

With a view to obtaining the doctoral diploma in 3rd Cycle Doctoral (D-LMD)

Branch: **Electrical Engineering**

Specialty: **Power electronics and electrical energy quality**

### Topic

**Investigation on multi-phase converter control based  
on model predictive approach**

Supported, on :25/06 / 2020, before the jury composed of:

Last and first name	Grade	Institution of affiliation	Designation
<b>Mr Ameer Miloud kaddouri</b>	MCA	Universty of Djelfa	President
<b>Mr Abdellah KOUZOU</b>	Professor	Universty of Djelfa	Supervisor
<b>Mr Atif Iqbal</b>	Professor	Universty of Qatar, Qatar	Co-Supervisor
<b>Mr Abudura Salam</b>	Professor	Universty of Médéa	Examiner
<b>Mr Noureddine HENINI</b>	MCA	Universty of Médéa	Examiner
<b>Mr Ahmed HAFIFA</b>	Professor	Universty of Djelfa	Examiner

**Djelfa University, FST - 2020**



Département : Génie Electrique

Laboratoire d'Automatique Appliquée et Diagnostic Industriel

N° d'ordre : . .... / 2020

Autorisation de soutenance N° ...../2020

## THÈSE DE DOCTORAT

Doctorat 3<sup>ème</sup> Cycle (D-LMD)

Présentée par

**HACHI NOUAR**

En vue de l'obtention du diplôme de Docteur en 3<sup>ème</sup> Cycle D-LMD

**Option : Electronique de Puissance et la Qualité de l'Energie Electrique**

Thème

***Contribution à la commande prédictive à base de modèle d'un convertisseur polyphasé***

Soutenue publiquement, le 25 /06 /2020, devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement de rattachement	Désignation
<b>Mr Kaddouri Ameer Miloud</b>	MCA	Université de Djelfa	Président
<b>Mr Abdellah KOUZOU</b>	Professeur	Université de Djelfa	Directeur de thèse
<b>Mr Atif Iqbal</b>	Professeur	Université de Qatar, Qatar	Co Directeur de thèse
<b>Mr Abudura Salam</b>	Professeur	Université de Médéa	Examineur
<b>Mr Noureddine HENINI</b>	MCA	Université de Médéa	Examineur
<b>Mr Ahmed HAFIFA</b>	Professeur	Université de Djelfa	Examineur

**Université de Djelfa, FST, 2020**

# Remerciements

*En premier lieu, je remercie Dieu, tout puissant, de m'avoir donné la volonté et la force pour dépasser toutes les difficultés.*

*Je remercie infiniment mon encadreur le professeur **KOUZOU A***

*pour sa disponibilité et la confiance qu'il m'a accordée. Pour ses conseils et ses directives.*

*J'exprime toutes mes gratitude au professeur **HAFIFA A** qui m'a soutenu durant la réalisation de ce modeste travail.*

*J'adresse mes vifs remerciements à toute personne qui m'a aidé pour achever cette thèse.*

# Dédicace

**J** *dédie ce travail*

**A** *ma mère Doula B*

**A** *mon père(Sayeh).*

**A** *ma femme (Fatima A).*

**A** *mes frères et mes sœurs.*

**A** *toute la famille.*

**A** *tous mes amis .*

**A** *tous ceux que j'aime et je respecte.*

## Résumé

L'utilisation des machines polyphasés, qui sont destinées à accomplir des tâches spéciales et relative au nombre de phases supérieur à trois, conduit à une commande appropriée qui correspond essentiellement au coût et à la simplicité de la manipulation et nécessite une source d'alimentation polyphasés produite par des convertisseurs du même nombre de phases. L'analyse d'un onduleur à cinq phases (précédé par l'étude de l'onduleur triphasé le plus utilisé dans l'industrie) ainsi que la charge à cinq phases sont modulées dans des plans dq et simulées avec MATLAB / SIMULINK. Le calcul de l'action de commutation peut être fourni à l'onduleur est disponible de nombreuses méthodes. Dans cette thèse, le concept des vecteurs voisins et le contrôle prédictif du modèle sont exploités pour le calcul des différentes commutations. Ces deux méthodes sont comparées en prenant en compte leurs effets sur le courant de sortie. De plus, le contrôleur MPC à base de modèle est implémenté pour de nombreuses valeurs du paramètre de réglage Lamda. Une simulation expérimentale utilisant MATLAB / SIMULINK confirme l'influence de chaque méthode sur la qualité du courant de sortie, c'est-à-dire la distorsion harmonique totale. L'espace Simulink utilisé présente des avantages permettant à l'opérateur de manipuler les paramètres de manière simple et rapide et d'afficher les résultats.

**Mots clés :** onduleur cinq phases, SVPWM, MPC.

## Abstract

The use of multi-phase machines, which are destined to achieve specific objectives related to the number of phases superior to three phases, leads to a suitable control which essentially corresponds to the cost and simplicity of manipulation and requires a multi-phase power source produced by inverters of the same number of phases. The analysis of a five-phase inverter as well as the five phase load (preceded by the analysis of three phase inverter mostly used in industry) are modulated in dq planes and simulated with MATLAB / SIMULINK. the calculation of the switching action can be delivered to the inverter is available in many methods. In this paper both the concept of neighbor vectors and the model predictive control are exploited for the calculation of the different switching. These two methods are compared to each other taking into account their effects on the output current. In addition the MPC controller is implemented for many values of the tuning parameter Lamda. Experimental simulation using MATLAB / SIMULINK confirms the influence of every method on the quality of the output current, i.e. the total harmonic distortion. the Simulink space, which is used, has advantages allowing the operator to manipulate the parameters in easy and fast way, and display the results.

**Keywords :** Five-phase inverter, SVPWM, MPC.

## ملخص

يؤدي استخدام الآلات متعددة الأطوار ، والتي تهدف إلى تحقيق أهداف محددة تتعلق بعدد الأطوار التي تفوق ثلاث و التي لا تستطيع الآلات ثلاثية الأطوار تحقيقها لنفس الكفاءة و المردود، إلى تحكم مناسب يتوافق بشكل أساسي مع تكلفة وبساطة المعالجة وبتطلب مصدر طاقة متعدد الأطوار يتم تحقيقه بواسطة موجات من نفس عدد الأطوار.

ان دراسة و تحليل المموج خماسي الاطوار ( و التي تسبقها دراسة مماثلة للموج قلاقي الاطوار ) و كذا الحمولة المتصلة به بتضمينها في معلم ثنائي الابعاد dq و اجراء محاكاة لها في البرنامج ماتلاب / MATLAB / SIMULINK.

إن حساب اوقات و اوامر غلق و فتح قاطعات الاستطاعة المشكلة للموج متاح باستعمال كثير من الطرق. في هذه الاطروحة ، تم التركيز على احدى الطرق المتقدمة MPC التحكم التنبئي المبني على نموذج و تمت مقارنته بطريقة اخرى واسعة الاستعمال و ذات كفاءة عالية SVPWM تعتمد على مبدأ الأشعة المتجاورة. ان مقارنة الطريقتين تعتمد اساسا على تأثير الطريقتين على جودة اشارة تيار الخروج المنتج. اضافة الى ذلك فالتحكم على الطريقة الاولى اخذ في الحسبان اجراء التجارب بقيم مختلفة لعوامل الترجيح. ان النتائج لعملية المتحصل عليها اثبتت تأثير كل طريقة على جودة تيار الخروج ن خلال حساب التشويه التوافقي الكلي. ان استعمال فضاء المحاكاة ماطلاب MATLAB / SIMULINK / يسمح بالتعامل مع مختلف العوامل بسهولة و سرعة كبيرتين و اظهر النتائج بكل وضوح.

**الكلمات المفتاحية:** المموج خماسي الاطوار، التحكم التنبئي المبني على نموذج، تضمين عرض النبضة الشعاعي

---

# Table des matières

<b>Notations</b>	<b>12</b>
<b>Introduction</b>	<b>13</b>
<b>1 Généralités sur la Commande prédictive à Base de modèle MPC</b>	<b>17</b>
1.1 Introduction . . . . .	17
1.2 Etat de l'art . . . . .	18
1.3 Classification de la commande prédictive . . . . .	19
1.3.1 Principe de fonctionnement d un FCS-MPC . . . . .	21
1.3.2 Eléments d un MPC . . . . .	22
1.3.2.1 Le modèle du système . . . . .	22
1.3.2.2 Fonction du coût . . . . .	23
1.3.2.3 Algorithme d'optimisation . . . . .	25
1.4 La mise en ouvre d'une commande MPC pour un onduleur . . . . .	26
1.5 Conclusion . . . . .	27
<b>2 systèmes polyphasés</b>	<b>28</b>
2.1 Introduction . . . . .	28
2.2 Système polyphasé . . . . .	29
2.3 Transformation des systèmes polyphasés : . . . . .	30
2.4 L'onduleur . . . . .	32
2.4.1 Applications des onduleurs . . . . .	33
2.4.2 Classification des onduleurs Classification des onduleurs . . . . .	34
2.4.3 Types d'onduleurs autonomes de tension : . . . . .	36
2.4.3.1 Onduleur monophasé . . . . .	36
2.4.3.2 Onduleur triphasé . . . . .	40
2.4.3.3 Onduleurs polyphasé . . . . .	40

2.5	Conclusion . . . . .	43
<b>3</b>	<b>La commande prédictive à base de modèle (MPC) appliquée à un ondu- leur triphasé</b>	<b>45</b>
3.1	Introduction . . . . .	45
3.2	La commande classique d'un onduleur triphasé à deux niveaux . . . . .	46
3.2.1	La commande plein onde . . . . .	47
3.2.2	La commande décalée . . . . .	49
3.2.3	La commande MLI vectoriel (SVPWM) . . . . .	51
3.2.3.1	Synthèse du vecteur de la tension de référence . . . . .	53
3.2.3.2	Implémentation de la commande SVPWM (Séquence d'ap- plication des vecteurs élémentaires) . . . . .	55
3.2.3.3	Généralisation . . . . .	57
3.3	Le principe de la commande MPC . . . . .	58
3.4	Resultats de simulation . . . . .	59
3.4.1	Résultats de simulation de la commande SVPWM . . . . .	61
3.4.2	Résultats de simulation de la commande SVPWM . . . . .	66
3.5	Conclusion . . . . .	70
<b>4</b>	<b>La commande prédictive à base de modèle (MPC) appliquée à un ondu- leur triphasé</b>	<b>71</b>
4.1	Introduction . . . . .	71
4.2	La commande pleine onde (dix étapes ou ten-steps) . . . . .	72
4.2.1	Les tensions de sorties de l'onduleur . . . . .	72
4.2.2	Les tensions entre phases et neutre . . . . .	76
4.3	Le principe SVPWM . . . . .	79
4.3.1	Tensions de phase . . . . .	80
4.3.2	Le calcul des temps de passage de chaque vecteur . . . . .	83
4.3.3	Généralisation . . . . .	85
4.3.4	Séquence d'application des vecteurs . . . . .	86
4.3.5	Le principe de MPC . . . . .	90
4.3.6	La distorsion harmonique totale : . . . . .	92
4.4	Résultats de simulation . . . . .	92
4.4.1	La commande SVPWM . . . . .	92
4.4.1.1	Présentation du modèle de simulation . . . . .	92

4.4.1.2	Résultats de simulation . . . . .	94
4.4.2	La commande MPC . . . . .	97
4.4.2.1	Présentation du modèle de simulation . . . . .	97
4.4.2.2	Résultats de simulation . . . . .	98
4.4.2.3	Résultats de simulation :Scénario 1 . . . . .	98
4.4.2.4	Résultats de simulation :Scénario 2 . . . . .	104
4.5	Conclusion . . . . .	106
<b>Conclusion générale</b>		<b>108</b>
<b>Bibliography</b>		<b>111</b>
<b>Bibliography</b>		<b>112</b>

---

## Table des figures

1.1	classification de la commande prédictive . . . . .	21
1.2	Principe de la commande FCS-MPC . . . . .	21
1.3	structure de base d'une commande MPC . . . . .	22
1.4	MPC pour un onduleur polyphasé . . . . .	25
2.1	conversion continue -alternative . . . . .	32
2.2	Onde sinusoïdale . . . . .	32
2.3	Onde carrée . . . . .	33
2.4	Onde carrée modifiée . . . . .	33
2.5	Onduleur de courant . . . . .	35
2.6	Onduleur de tension . . . . .	35
2.7	Onduleur monophasé en demi-pont . . . . .	36
2.8	(a) Onduleur monophasé en demi-pont . . . . .	37
2.9	(b) Onduleur monophasé en demi-pont . . . . .	37
2.10	Onduleur monophasé en point complet . . . . .	39
2.11	(a) Onduleur monophasé en point complet . . . . .	39
2.12	(b) Onduleur monophasé en point complet . . . . .	39
2.13	Onduleur de tension triphasé . . . . .	40
2.14	Onduleur de tension polyphasé sans point milieu . . . . .	42
2.15	Onduleur de tension polyphasé sans point milieu . . . . .	43
2.16	Onduleur de tension polyphasé avec point milieu . . . . .	43
2.17	Onduleur de tension polyphasé avec point milieu . . . . .	43
3.1	Topologie d'onduleur triphasé . . . . .	47
3.2	les différentes configurations du mode $180^\circ$ . . . . .	48
3.3	les différentes configurations du mode $120^\circ$ . . . . .	50

3.4	Représentation des vecteurs d'espace pour les différentes combinaisons des états de l'onduleur (vecteurs élémentaires) . . . . .	54
3.5	Représentation du vecteur de tension de références et sa synthèse dans le secteur I. . . . .	55
3.6	SVPWM pour onduleur à trois phases . . . . .	60
3.7	svpwm pour onduleur à trois phases . . . . .	60
3.8	Principe d'utilisation de la fonction du coût dans la commande MPC . . . .	61
3.9	Les courants dans les trois phases de la charge avec la commande SVPWM .	62
3.10	Le courant dans la phase « a3 de charge et le courant de référence avec la commande SVPWM . . . . .	62
3.11	Les courants biphasés de la charge selon les axes d et q avec la commande SVPWM . . . . .	63
3.12	La dynamique des courants biphasés dans le plan dq avec la commande SVPWM . . . . .	63
3.13	La tension aux bornes de la charge phase « A » avec la commande SVPWM	64
3.14	La tension à la sortie de l'onduleur de la phase « A » avec la commande SVPWM . . . . .	64
3.15	La tension entre le point neutre de la charge « n » et le neutre réel « N » avec la commande SVPWM . . . . .	65
3.16	La tension entre les phases « A » et « B » avec la commande SVPWM . .	65
3.17	Les courants dans les trois phases de la charge avec la commande MPC . . .	67
3.18	Le courant dans la phase « a3 de charge et le courant de référence avec la commande MPC . . . . .	67
3.19	Les courants biphasés de la charge selon les axes d et q avec la commande MPC . . . . .	68
3.20	La dynamique des courants biphasés dans le plan dq avec la commande MPC	68
3.21	La tension aux bornes de la charge phase « A » avec la commande MPC . .	69
3.22	La tension entre le point neutre de la charge « n » et le neutre réel « N » avec la commande MPC . . . . .	69
3.23	La tension entre les phases « A » et « B » avec la commande MPC . . . .	70
4.1	Topologie d'onduleur à cinq phases . . . . .	73
4.2	État de commutation du bras A de l'onduleur de tension cinq phases( (a et c) $i_A > 0$ ; (b et d) $i_A < 0$ . . . . .	74

4.3	État de commutation du bras A de l'onduleur de tension cinq phases( (a et c) $i_A > 0$ ; (b et d) $i_A < 0$ ) . . . . .	75
4.4	Tensions entre phases et neutre pour le mode dix étapes . . . . .	78
4.5	tensions de ligne adjacentes pour le mode dix étapes . . . . .	79
4.6	tensions de ligne non adjacentes pour le mode dix étapes . . . . .	79
4.7	le principe de la commande SVPWM . . . . .	82
4.8	Le principe de la technique de contrôle SVPWM utilisée pour l'onduleur cinq phases à deux niveaux étudié. . . . .	94
4.9	Le courant de charge dans les cinq phases basé sur la technique de contrôle SVPWM . . . . .	95
4.10	Le courant de charge de la phase «A» basé sur la technique de contrôle SVPWM	95
4.11	Tension de sortie de l'onduleur à cinq phases pour la phase «A» basée sur la technique de contrôle SVPWM . . . . .	96
4.12	Les courants de charge dans le sous-espace $\alpha\beta$ et dans le sous-espace $xy$ basés sur la technique de contrôle SVPWM. . . . .	96
4.13	Le principe du modèle de contrôleur prédictif du courant (MPC) utilisé pour le contrôle de l'onduleur cinq phases à deux niveaux. . . . .	97
4.14	La variation de la THD du courant en fonction de la valeur du facteur de poids. 99	
4.15	Le courant de charge dans les cinq phases basé sur la technique de contrôle MPC . . . . .	102
4.16	Courant de charge de la phase «A» basé sur la technique de contrôle MPC .	102
4.17	Tension de sortie de l'onduleur à cinq phases pour la phase "A" basée sur la technique de contrôle MPC . . . . .	103
4.18	Courants de charge dans le sous-espace $\alpha\beta$ et dans le sous-espace $xy$ basés sur la technique de contrôle MPC. . . . .	103
4.19	Les courants de charge dans les cinq phases basé sur la technique de commande MPC . . . . .	104
4.20	LE couant de charge de la phase "A" basé sur la technique de commande MPC	105
4.21	Les courants de charge dans le repère dq et dans le repère xy basé sur la technique de commande MPC . . . . .	105
4.22	Le courant d en fonction de courant q dans le plan dq . . . . .	106
4.23	Le courant x en fonction du courant y dans le plan xy . . . . .	106

---

## Liste des tableaux

2.1	La tension à la sortie de l'onduleur monophasé en demi-pont . . . . .	37
2.2	La tension à la sortie de l'onduleur monophasé en pont complet . . . . .	38
3.1	Les tensions de sortie à chaque bras pour le mode 180° . . . . .	48
3.2	Les tensions de phases et les tensions de lignes pour le mode 180° . . . . .	49
3.3	Les tensions à la sortie des bras et les tensions de lignes pour le mode 120° .	50
3.4	Les tensions de phases et les tensions de lignes pour le mode 120° . . . . .	51
3.5	tensions de phase . . . . .	52
3.6	La présentation vectoriel de la tension de sortie de l'onduleur . . . . .	53
3.7	vecteur de tension dans le plan $dq$ . . . . .	55
3.8	présente les différents vecteurs appliqués dans les six secteurs. . . . .	57
4.1	Tensions à la sortie de chaque pole pour le mode dix étapes . . . . .	74
4.2	Tensions entre phase et neutre pour le mode dix étapes . . . . .	77
4.3	Tensions de ligne adjacentes pour le mode dix étapes . . . . .	77
4.4	tensions de ligne non adjacentes pour le mode dix étapes . . . . .	78
4.5	ordre de commutation . . . . .	87
4.6	Les vecteurs de tension zéro, moyen et large dans le plan $\alpha\beta$ . . . . .	88
4.7	Les vecteurs de tension zéro, moyen et large dans le plan $\alpha\beta$ . . . . .	89
4.8	THD du Tension et du courant pour différentes valeurs du paramètre de réglage $\gamma$ . . . . .	100

---

## Notations

$i^p(k)$	Courant de prédiction à l'instant d'échantillonnage $k$
$V_{10}$	tension à la sortie du bras
$V_{1N}$	tension simple ou de phase
$V_{12}$	tension composé ou ligne
$V_{ref}$	tension de reference
$N_p$	horizon de prediction
$N_u$	horizon de prediction
$N_s$	horizizon de commande
$T_s$	periode d'échantillonnage
$g$	foncton du cout ou fonction d'objectives
$\gamma$	facteur de ponderation
$MBC$	Model Predictive Ccontrol
$FCS - MPC$	Finite Control Set Model Predictive Control
$CCS - MPC$	continous Control Set Model Predictive Control
$QP$	Quadratic Programming
$THD$	Total Harmonic Distortion
$HVDC$	High Voltage Direct Current
$DC$	Direct Current
$AC$	Alternating Current
$MOS$	Metal Oxyde Semiconductor
$IGBT$	Insulted Gate Bipolar Transistor
$GTO$	Gate Turn-Off thyristor
$S$	Switch
$MLI$	Modulation de largeur d'impulsions

---

## Introduction

Les entraînements électriques à vitesse variable basé sur les machines alternatives occupent une importante partie dans les différentes applications industrielles sur une large gamme de puissance. Ils sont basés essentiellement sur l'utilisation des machines triphasées dont la majorité des cas c'est la machine asynchrone qui est la plus utilisée. Cependant, comme les entraînements à vitesse variable en courant alternatif nécessitent un convertisseur de type  $DC - AC$  principalement pour la commande de l'alimentation de ces machines. Dans la grande majorité des cas, un convertisseur à deux étages est utilisé, le premier étage assure la conversion  $AC-DC$ , tandis que le deuxième étage assure la conversion  $DC - AC$  où une liaison en courant continu  $-DC - link-$  est nécessaire entre les deux. En effet l'utilisation de ce type de convertisseur permet de surmonter le problème de l'alimentation avec un système polyphasé où un nombre de phase plus que trois n'est essentiellement pas limité. Cela a conduit à une augmentation de l'intérêt pour les applications d'entraînement à courant alternatif multiphasé, puisque les machines multiphasées offrent certains avantages inhérents par rapport à leur homologue triphasé. Dans ce contexte, plusieurs travaux de recherche ont été effectués où des résultats très intéressants ont été publiés ces dernières années sur les entraînements multiphasés [1]-[6]. Les principaux avantages de l'utilisation d'une machine multiphasée au lieu d'une machine triphasée sont [1]-[29]

- Haute degré de liberté ;
- Une segmentation de la puissance ;
- Un courant réduit par phase d'onduleur ;
- une densité de couple plus élevée ;
- un meilleur rendement ;
- des pulsations de couple réduites ;
- une plus grande tolérance aux pannes ;

- une réduction de la puissance nominale requise par bras d'onduleur (et donc un équipement de conditionnement de l'énergie plus simple et plus fiable) ;
- Caractéristiques sonores des entraînements multiphasés sont meilleures lorsqu'elles sont comparées à l'entraînement triphasé ;
- le nombre de phases élevé permet d'obtenir un couple plus régulier grâce à l'augmentation simultanée de la fréquence de la pulsation du couple et à la réduction de l'amplitude du couple.

Pour assurer l'alimentation en énergie et la commande des machines multiphasées, un onduleur multi-phases est nécessaire. Les chercheurs sont donc confrontés à un défi dans le domaine des onduleurs multiphasés, où plusieurs techniques de commande ont été proposées pour surmonter les principaux problèmes rencontrés avec les onduleurs triphasés, tels que les pertes de commutation et les contraintes de tension et de courant au niveau des interrupteurs d'électroniques de puissance.

D'autre part, il est clair que pour commander les onduleur avec un ordre de phase supérieure à trois, on peut avoir un schéma de conversion tel que l'alimentation triphasée ou monophasée qui est disponible est convertie en une alimentation multiphasée contrôlable, soit par le biais d'une liaison en courant continu, soit sans celle-ci. Le premier cas à été prise dans cette thèse avec un nombre de phase égale à cinq. En effet ce choix repose sur l'évolution et l'attente des applications industrielles pour l'utilisation de la machine cinq phases [2]-[12].

La présente thèse propose l'application de la commande prédictive à base du model (MPC) à un onduleur à cinq phases dans le but de de réduire la fréquence de commutation et d'avoir une dynamique rapide à la variation brusque du courant de charge. Dans cette contribution, l'optimisation du facteur de pondération de la fonction objectif proposé du modèle étudié, est prise en compte. On peut dire que jusqu'à présent, il n'existe pas de technique permettant d'atteindre exactement ce point lors de l'application de la commande prédictive à base du model. Tandis que, les résultats qu'on a obtenus sont très prometteurs pour résoudre ce genre de problème dans cette technique.

Les objectifs de cette thèse peuvent donc être résumés brièvement comme suit :

- La présentation de la technique de commande dite commande prédictive à base de modèle
- La présentation du système de tensions polyphasé et la transformation qui y est liée pour le passage au système biphasé multiple.

- L'application de la commande prédictive à base de modèle sur un onduleur triphasé à deux niveaux en tenant compte d'une formulation d'une fonction objective spécifique.
- L'application de la commande prédictive à base de modèle sur un onduleur cinq phases à deux niveaux en tenant compte d'une formulation d'une fonction objective spécifique.
- L'optimisation de la valeur du facteur de point contenue dans la fonction objective utilisée.
- Une comparaison avec la méthode MLI vectorielle en terme de robustesse, dynamique de poursuite, erreur avec la référence et le niveau du taux de distorsion harmonique.
- Une validation par simulation sur la plateforme Simulink/Matlab.

Cette thèse est composée de quatre chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à la présentation générale de la commande prédictive à base de modèle (Model predictive control (MPC)). On a commencé par une brève présentation de l'état d'art et les principaux avantages de ce type de commande. Ensuite on a présenté le principe de fonctionnement avec la présentation de l'idée principale de la fonction objective présentant le cœur de cette technique.
- Le deuxième chapitre présente principalement de volets. Le premier est consacré à la présentation du système de tensions polyphasé ou multiphasé où le principe de transformation de Clark de ce type de système est expliqué en détail. Ce chapitre est terminé par la classification des onduleurs de tension ou les deux cas particulier de la modélisation des onduleurs à trois phases et à cinq phases sont présentés en détail.
- Le troisième chapitre s'intéresse à l'application de la commande prédictive à base de model sur l'onduleur triphasé à deux niveaux avec un passage sur les deux commandes classique, à savoir la commande à pleine onde et la commande MLI vectorielle. Ce chapitre est terminé par la présentation des résultats de simulations pour la validation de la fonction objective utilisé dans la MPC.
- Le quatrième chapitre est consacré aux deux techniques de commande appliquées à un onduleur cinq phases deux niveaux, la première commande est la MLI vectorielle qui est un peu compliquée par rapport au cas de l'onduleur triphasé à deux niveaux. La deuxième commande c'est la commande prédictive à base de model appliqué au même onduleur. Dans cette partie on essayer de trouver la valeur optimale qu'on peut utiliser pour achever une erreur minimale entre la tension de sortie de référence et la fondamentale de la tension obtenue à la sortie de l'onduleur cinq phases avec

la prise en considération le taux de distorsion harmonique. Ce chapitre est terminé par les résultats de simulation obtenus et qui montrent clairement l'avantage de la technique prédictive de commande à base de modèle et le bon choix de la valeur du facteur de poids de la fonction objectif utilisé.

Enfin, la thèse se termine par une conclusion qui résume l'essentiel de notre contribution et propose quelques perspectives de recherches futures.

## 1.1 Introduction

La commande prédictive à base de modèle *MPC* (Model Predictive Control en Anglais) est une commande avancée qui a été appliquée pour la commande des différents systèmes linéaires ou non linéaire. Dans la présente thèse l'application de cette technique de commande est limitée aux convertisseurs statiques de puissance *DC-AC* bien spécifiques. L'idée principale de la commande prédictive repose sur l'utilisation d'un modèle du système à commander pour prédire sa sortie (le comportement futur du processus) sur un certain horizon fini appelé horizon de prédiction, la décision d'une commande sera prise en tenant compte de la référence, la sortie actuelle, la sortie précédente, et parfois les contraintes. Cette action de décision optimale sera prise en minimisant une fonction du coût. La procédure se répète à la prochaine période d'échantillonnage en appliquant à chaque période d'échantillonnage uniquement la composante qui correspond à la valeur minimale de la fonction objective parmi les différentes combinaisons qui puissent avoir lieu.

En effet la commande prédictive à base de modèle (*MPC*) est une technique de contrôle basé sur le principe anticipatif des actions sur un horizon fini pour éviter les grandes écarts possible entre la référence et la sortie, et permet de prendre des mesures de contrôle préventif. Elle est très puissante et donne des bons résultats lorsque la trajectoire de sortie est prédéfinie. Cela présente plusieurs avantages tels que :

- la haute précision, flexibilité et stabilité ;
- Robustesse ;
- Respecter des contraintes les entrées et les sorties ;
- Elle présente un outil très puissant pour affronter les restrictions ;

- Simple à implémenter ;
- Bonne poursuite de référence surtout avec les systèmes lents ;
- Elle donne des meilleurs performances si le système réagit avec un retard ;
- Elle donne des meilleurs performances si les consignes du système sont connu d'avance ;
- Prend en compte la nature discrète du système à commander ;
- simple à appliquer dans les systèmes multi variables, systèmes linéaires et non linéaires ;
- les différentes contraintes du système peuvent être incorporées dans le contrôleur ;
- Nombre fini d'optimisation durant une période d'échantillonnage

Mais elle présente trois crucial inconvénients :

- Temps de calcul élevé ; en particulier avec un nombre élevé d'états de commutation et de longs horizons de prédiction pour certains convertisseurs
- Les performances dépendent essentiellement l'écart entre le modèle du système et le système réel à commander.
- Sélection heuristique des facteurs de pondération

## 1.2 Etat de l'art

Aux années 70 a connu l'intégration de la commande prédictive dans le domaine de l'industrie par les travaux de Richalet suivi plus tard par beaucoup des recherches et travaux qui ont mis en exergue la commande MPC plus populaire et applicable en divers domaines de l'industrie :

- Richalet et al.[30]-[31] : la formulation de la commande heuristique prédictive basée modèle MPHC "Model Prédictive Heuristic Control".
- De Keyser et Van Cauwenberghe [32]-[33] : la commande auto adaptative prédictive étendue.
- Cutler et Ramaker [34] : la formulation d modèle dynamique du processus en réponse indicielle et réponse impulsionnelle DMC "Dynamic Matrix Control".
- Garcia, Prett et Morari [35] : la plupart des applications se centrent dans le domaine des systèmes multi variables avec restrictions.
- Ydstie [36] : la commande adaptative à horizon étendu.
- Clarke, Mohtadi y Tuffs [37]-[39] : la commande prédictive généralisée.

- Greco et al [40] : “Multi Step Multivariable Adaptive Control”.
- Lemos et Mosca[41] : “Multtipredictor Receding Horizon Adaptive Control”.
- -Morari [42] : la commande prédictive sous la représentation d état des variables.
- Ramirez et Camacho [43] : des recherches concernant l’optimisation.
- Bemporad et al. [44] : des recherches concernant l’optimisation.

### 1.3 Classification de la commande prédictive

Le développement des techniques de la commande numérique des convertisseurs de puissance est un sujet de recherche en cours qui est actuellement en évolution continue. Dans ce contexte, ils existent deux familles de contrôleurs [45]-[48] :

1. les contrôleurs classiques comprennent la commande à hystérésis et la commande linéaire,
2. contrôleurs avancés qui regroupent la commande prédictive et d’autres types de commandes tels que la commande en mode glissant et les commandes base sur l’intelligence artificielle (comme la commande en logique floue)

Les techniques de la commande prédictive peuvent être classées en tenant compte de la présence de modulation :

1. Commande prédictive avec modulation
2. Commande prédictive sans modulation

Comme elle peut être divisée en quatre catégories

1. la commande prédictive base sur le temps mort (deadbeat) qui utilise un modèle du système pour calculer la tension de référence requise pour atteindre la valeur de référence. Cette tension sera appliquée aux convertisseurs via un modulateur à l’instant d’échantillonnage prochain. Cette approche a été appliquée pour la commande en courant dans les onduleurs triphasés [23, 49] ,
2. La techniques de la commande prédictive basées sur l’hystérésis. Dans cette technique la variable à commander est mise dans une bande d’hysterisis. Cette méthode n’exige pas un bloc intermédiaire de modulation, mais les signaux de commande sont envoyés directement au convertisseur. Cette type de commande a été proposé par Holtz et Stadtfeld [50]

3. La techniques de la commande prédictive basées sur la poursuite d'une trajectoire optimale, dans cette technique les variables à commander sont forcées une trajectoire pré calculé [51, 52]. Elle n'exige pas le bloc intermédiaire de modulation où les signaux de commande sont envoyés directement au convertisseur.
4. la commande prédictive à base de modèle (MPC) est reconnue comme une stratégie de contrôle simple et puissante pour la commande des convertisseurs de puissance et les moteurs électriques grâce à ses avantages. Le MPC appliqué aux convertisseurs de puissance peut être classé en deux groupes principaux :
  - (a) la commande prédictive à ensemble de commande continue MPC (CCS-MPC)
  - (b) la commande prédictive à ensemble de commande fini (FCS-MPC).

Dans la commande CCS-MPC, les variables de commande sont continues, le problème d'optimisation peut être résolu en ligne et en temps réel en utilisant généralement une programmation numérique [1, 53]. Dans cette technique il faut un modulateur pour générer les états de commutation à partir de la sortie continue du contrôleur prédictif, ce qui conduit à une fréquence fixe de commutation.

Dans la commande FCS-MPC, le temps de calcul du problème d'optimisation est réduit en évaluant uniquement la fonction de coût avec un nombre fini d'états de commutation et en choisissant l'entrée de commande qui atteint la valeur de la fonction de coût la plus basse [54, 55].

Avec le FCS-MPC, tous les états de commutation doivent être évalués pour la fonction de coût pour obtenir la valeur optimale dans un horizon très court. Dans cette technique on évite du calcul qui mène à un temps de traitement très élevée.



Le système est discrétisé et comme il est indiqué sur la figure le MPC prend en compte l'état actuel, l'état passé et l'état futur de processus à chaque période d'échantillonnage. la procédure à suivre est la suivante :

1. le calcul de la sortie (les variables de sortie) prédite sur un horizon fini  $N_p$  ;
2. Minimiser un critère de performance afin d'atteindre une poursuite de trajectoire avec l'écart le plus petit possible entre la sortie prédite du système et la consigne future ;
3. la minimisation du critère de performance permet d'avoir une séquence de commande sur un horizon de commande  $N_u$  ;
4. seule la première valeur de la séquence de commande ayant l'écart minimal sera appliquée ; La procédure sera répétée à chaque période d'échantillonnage.

### 1.3.2 Eléments d un MPC

En général tout contrôleur MPC comprend les éléments suivants :

- Modèle de la prédiction pour simuler le système réel et prédire le comportement futur du processus ;
- Fonction du coût pour minimiser l'écart entre la référence et la sortie et avoir de meilleures performances ;
- Algorithme d'optimisation.

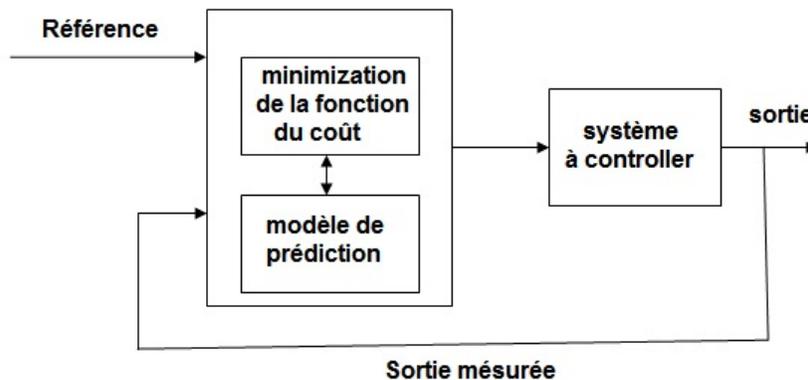


FIGURE 1.3 – structure de base d'une commande MPC

#### 1.3.2.1 Le modèle du système

Un modèle sert à prédire les futures sorties du système en fonction de la sortie optimale précédente et la commande actuelle et la commande passée. Pour avoir une grande précision

le modèle doit prendre en compte la dynamique du système à contrôler. Le modèle doit être discret en fonction de la variable à contrôler.

L'équation différentielle d'une variable contrôlée  $x$  est :

$$\frac{dx}{dt} = f(u, x) \quad (1.1)$$

Ou

$x$  :Le variable à contrôler

$u$  :L'entrée

Pour discrétiser l'équation précédente la méthode d Euler a été utilisée et qui donne la formule suivante :

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (1.2)$$

Ou

$x(k+1)$  :La variable de sortie a l'instant suivante

$x(k)$  :La variable de sortie a l'instant actuel

$T_s$  :La période d échantillonnage

De l equ. 1 et l equ. 2 on obtient la sortie à l instant suivant :

$$f(u, x) = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s}$$

Alors

$$x(k+1) = x(k) + T_s \cdot f(u(k), x(k)) \quad (1.3)$$

### 1.3.2.2 Fonction du coût

La fonction du coût ou fonction objective est essentiellement une fonction de somme des termes (importants et secondaires) qui peuvent être de nature différente où cette variété répond aux exigences de système à contrôler, les termes importants et la consigne. Les termes secondaires regroupent les non-linéarités, les contraintes, les mesures de sécurité..etc. En général la fonction du coût exprime la somme pondérée des écarts ou l'erreurs entre les variables à contrôler et les références et peut être formulé sous quartes forme :

- absolue
- quadratique
- exponentiel ou
- intégral

$$g = \|x^* - x^p\| \quad (1.4)$$

$x^*$  :La valeur de la référence

$x^p$  :La valeur prédite de la variable à commandé

$\|x^* - x^p\|$  :est une mesure des écarts entre les valeurs de référence et les valeurs prévues, généralement il peut être mis en œuvre comme une valeur absolue, valeur carrée , valeur exponentiel ou valeur intégrale de l'erreur pour une période d'échantillonnage :

$$g = |x^* - x^p| \quad (1.5)$$

$$g = (x^* - x^p)^2 \quad (1.6)$$

$$g = e^{|x^* - x^p|} \quad (1.7)$$

$$g = \left| \int_k^{k+1} (x^*(t) - x^p(t)) dt \right| \quad (1.8)$$

L'erreur absolue donne de bonne précision avec un seul terme mais avec un nombre plus des termes les autres formes vont être plus précis et mènent à une poursuite de référence avec une erreur réduit.

Étant mentionné que ces termes peuvent être plus qu'un seul terme et probablement de nature physique différente et leurs unités et magnitudes peuvent également être très différent. La fonction de coût contient des termes principaux (un objectif de contrôle plus important qui doit être atteint afin de fournir un bon comportement du système) et d'autre secondaires(les exigences qui devraient également être remplies pour améliorer les performances du système). Ceci conduit à l'intégration des coefficients de pondération ou facteurs de pondération ou facteur de poids  $\gamma$ , pour chaque terme de la fonction de coût.la valeur du facteur de pondération reflète l'importance de terme inclus dans la fonction du coût.

$$g = \gamma_x \|x^* - x^p\| + \gamma_y \|y^* - Y^p\| + \dots + \gamma_z \|z^* - z^p\| \quad (1.9)$$

### Exemple 1

la fonction du coût pour un onduleur triphasé

Pour ce type d onduleur on a un seul terme principale, alors la forme absolue est suffisante pour décrire la fonction du cout

$$g_{\alpha\beta} = \|i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k)\| + \|i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k)\| \quad (1.10)$$

**Exemple 2**

la fonction du coût pour un onduleur cinq phases

$$g_{\alpha\beta} = \|i_{\alpha}^*(k + 1) - i_{\alpha}(k)\| + \|i_{\beta}^*(k + 1) - i_{\beta}(k)\| \tag{1.11}$$

$$g_{xy} = \|i_x^*(k + 1) - i_x(k)\| + \|i_y^*(k + 1) - i_y(k)\| \tag{1.12}$$

On a deux grandeurs de même nature alors on intègre le facteur de pondération et la forme quadratique sera mieux que la forme absolue

$$j_{\alpha\beta xy} = \|g_{\alpha\beta}\|^2 + \gamma \|g_{\alpha\beta}\|^2 \tag{1.13}$$

**1.3.2.3 Algorithme d'optimisation**

Sert à calculer une séquence de commande, pour un horizon de commande inférieur ou égale à l'horizon de prédiction, qui minimise la fonction du coût en satisfaisant tout les contraintes imposés et seule la première commande sera appliquée.

**Exemple 3**

la commande MPC pour un onduleur polyphasé

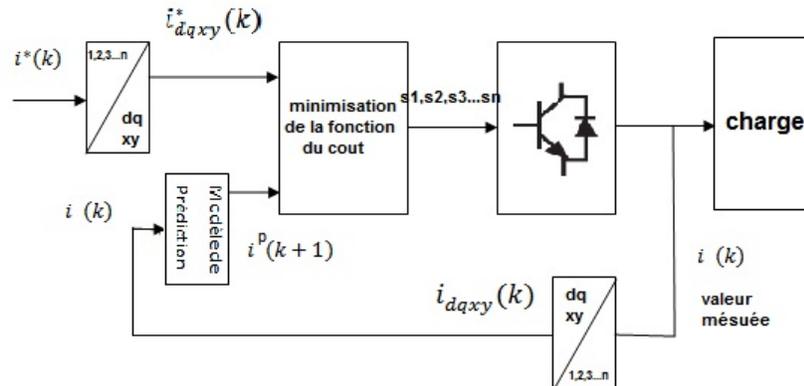


FIGURE 1.4 – MPC pour un onduleur polyphasé

Le modèle de la prédiction du courant pour une charge  $RL$  peut être obtenu en se basant sur l'équation, à l'instant  $k$

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(k) - i(k - 1)}{T_s} \tag{1.14}$$

Avec le modèle de la dynamique de charge :

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (1.15)$$

d'où :

$$v = Ri + L \frac{i(k) - i(k-1)}{T_s} \quad (1.16)$$

Alors

$$i(k) = \frac{1}{RT_s + L} (L \cdot i(k-1)) + T_s \cdot v(k) \quad (1.17)$$

Pour la période d'échantillonnage suivante  $k + 1$

$$i(k+1) = \frac{1}{RT_s + L} (L \cdot i(k)) + T_s \cdot v(k+1) \quad (1.18)$$

La fonction du cout pour un onduleur triphasé :

Selon l'équation

Le courant a été transformé sur le plan  $dq$

$$g_{\alpha\beta} = \|i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k+1)\| + \|i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k+1)\| \quad (1.19)$$

## 1.4 La mise en ouvre d'une commande MPC pour un onduleur

Pour mieux concevoir un onduleur la modélisation du système à contrôler après la discrétisation doit être très précise pour donner des bonnes performances et la fonction du cout doit répondre aux exigences du système à contrôler. La modélisation du l onduleur prend en considération tous les combinaisons des interrupteurs constituant ce convertisseur pour aboutir à exprimer les tensions fournies en fonction des états des interrupteurs.

La mise en œuvre d'une commande MPC suit les étapes suivantes :

**Etape1 :**

Mesurer les courants de sortie a l instant  $k$

**Etape 2 :**

Calculer les courants de référence à l'instant  $k$

**Etape3 :**

Mesurer les courants de charge a l'instant  $k$  et faire la transformation en plan bidimensionnel

**Etape4 :**

Obtenir les courants courant prédit à l'instant  $k + 1$  à travers le modèle de prédiction pour les différents vecteurs de tension

**Etape5 :**

Calculer la fonction du cout pour (l'écart entre le courant prédit et le courant de référence) pour tous les vecteurs de tension et avec la comparaison de toutes les fonctions du cout obtenues, on fait sélectionné les valeurs minimales. Les états des interrupteurs correspondant au vecteur de tension de la fonction minimale seront appliqués.

La même procédure sera répété à l instant d'échantillonnage suivante.

## 1.5 Conclusion

Le concept principal de la commande prédictive à base de modèle, ces avantages et ces inconvénients ont été présentés avec discussion dans chapitre. On a présenté en détail la formulation de la fonction du coût qui présente le noyau de la commande MPC. Cependant notre objectif principale de la présente thèse est l'application de la technique de commande MPC pour assure une commande performante d'un onduleur triphasé et à cinq phases, donc on a expliqué dans ce chapitre la proposition de la formulation de la fonction du coût de ces deux type de systèmes alimentant une charge RL. A la fin de ce chapitre on a présenté la procédure de l'application de la commande prédictive à base de modèle.

## 2.1 Introduction

Bien que les machines triphasées soient la tendance commune dans toutes les applications d'entraînement électrique, due essentiellement à l'existence partout des sources de tensions triphasées. L'intérêt de la communauté des chercheurs et les acteurs industriels ont récemment mis l'accent sur les machines multiphasées qui ont plus de trois phases, en raison de leurs avantages inhérents en termes de fiabilité et la continuité de fonctionnement même après défaillance partielle. C'est le cas des applications de sécurité, où la capacité de tolérance aux pannes des entraînements multiphasés a attiré beaucoup plus l'intérêt de la communauté scientifique. En effet, le fait d'avoir plus de trois phases permet le fonctionnement défectueux de l'entraînement dans des limites spécifiques de tension, de courant et/ou de puissance, ce qui fait des entraînements multiphasés une solution intéressante dans les applications industrielles critiques. On a présenté dans l'introduction de cette thèse les avantages principaux de ce type de machine [65-68]. Cependant, il apparut évident que le principal obstacle devant la large utilisation de ce type de machines malgré ces avantages, est l'inexistence directe des sources de tensions multiphasé ou polyphasé. Heureusement, cet obstacle n'est plus un problème qui puisse limiter l'utilisation de ce type de machine grâce à l'évolution remarquable et continue du développement des différentes topologies des convertisseurs d'électroniques de puissance où la réalisation de la multiplication du nombre de phase est devenue une réalité pratique indiscutable. Ainsi, les entraînements multiphasés peuvent toujours être utilisés sans la nécessité de modifications topologiques importantes dans le convertisseur de puissance, même si une phase est manquante, à condition que le nombre de phases restantes soit égal ou supérieur à trois. D'autre part, la plupart des recherches récentes sur les entraînements multiphasés se sont concentrées sur l'extension des méthodes de contrôle ha-

bituellement appliquées dans les entraînements triphasés conventionnels, ainsi que sur leur amélioration afin de fournir les meilleures performances du système [56]-[70].

Dans ce chapitre on va présenter le système de tensions multiphasé et sa transformation généralisé de Clark, une classification des onduleurs de tension et en fin les onduleurs multiphasés.

## 2.2 Système polyphasé

Un système est dit polyphasé lorsqu'il possède un nombre de phases supérieur à trois. il est dit équilibré lorsqu'il délivre n tensions de même amplitude et même fréquence et déphasé régulièrement l'une de l'autre d'un angle  $360^\circ/n$ .

La notation des phases peut être : 1, 2, 3... ou a, b, c... ou A, B, C... Par convention la phase 2 est en arrière de la phase 1 par un angle  $360^\circ/n$  et la phase 3 est en arrière de la phase 2 par un angle  $360^\circ/n$  et ainsi de suite.

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V.e^{j2.\pi} \\
 V_2 &= V.e^{j2.\pi/n} \\
 V_3 &= V.e^{2.2.\pi/n} \\
 V_4 &= V.e^{3.2.\pi/n} \\
 &(\dots) \\
 V_k &= V.e^{(k-1).j.2.\pi/n} \\
 &(\dots) \\
 V_n &= V.e^{(n-1).j.2.\pi/n}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

Les tensions peuvent être écrire :

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V.(\cos(2\pi) + j \sin(2.\pi)) \\
 V_2 &= V.(\cos(2\pi/n) + j \sin(2.\pi/n)) \\
 V_3 &= V.(\cos(2.2\pi/n) + j \sin(2.2.\pi/n)) \\
 V_4 &= V.(\cos(3.2\pi/n) + j \sin(3.2.\pi/n)) \\
 &(\dots) \\
 V_k &= V.(\cos((k - 1)2\pi/n) + j \sin((k - 1)2.\pi/n)) \\
 &(\dots) \\
 V_n &= V.(\cos((n - 1)2\pi/n) + j \sin((n - 1)2.\pi/n))
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

Par convention la phase 2 est en arrière de la phase 1 par un angle  $360^\circ/n$  et la phase 3 est en arrière de la phase 2 par un angle  $360^\circ/n$  et ainsi de suite.

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset) \\
 V_2 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - 2.\pi/n) \\
 V_3 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - 2.2.\pi/n) \\
 V_4 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - 3.2.\pi/n) \\
 &\quad (\dots) \\
 V_k &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - (k - 1).2.\pi/n) \\
 &\quad (\dots) \\
 V_n &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - (n - 1).2.\pi/n)
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Pour un système triphasé :  $n = 3$

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset) \\
 V_2 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - 2.\pi/3) \\
 V_3 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - 4.\pi/3)
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Pour un système triphasé :  $n = 5$

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset) \\
 V_2 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - 2.\pi/5) \\
 V_3 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - 4.\pi/5) \\
 V_4 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - 6.\pi/n) \\
 V_5 &= V \cdot \cos(\omega t - \emptyset - 8.\pi/n)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

## 2.3 Transformation des systèmes polyphasés :

Le passage d un système de trois grandeurs vers un système diphasé et une grandeur homopolaire est fait par plusieurs transformations. Une des plus connue est la transformation de Clarke [78]-[80] qui a été généralisée pour un système polyphasé de  $n$  phases ( $n$  nombre

impair) comme suit :

$$T = m \begin{bmatrix} 1 & \cos(a) & \cos(2a) & \cos(3a) & \dots & \cos((n-1)a) \\ 0 & \sin(a) & \sin(2a) & \sin(3a) & \dots & \sin((n-1)a) \\ 1 & \cos(2a) & \cos(4a) & \cos(6a) & \dots & \cos(2(n-1)a) \\ 0 & \sin(2a) & \sin(4a) & \sin(6a) & \dots & \sin(2(n-1)a) \\ 1 & \cos(3a) & \cos(6a) & \cos(9a) & \dots & \cos(3(n-1)a) \\ 0 & \sin(3a) & \sin(6a) & \sin(9a) & \dots & \sin(3(n-1)a) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(k.a) & \cos(2k.a) & \cos(3k.a) & \dots & \cos((n-1)k.a) \\ 0 & \sin(k.a) & \sin(2k.a) & \sin(3k.a) & \dots & \sin((n-1)k.a) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$k = (n-1)/2$$

$m = \frac{n}{2}$  Pour un système de puissance non conservée

$m = \sqrt{\frac{n}{2}}$  Pour un système de puissance conservée

Un système polyphasé de  $n$  phases peut être décomposé en zéro composant et  $(n-1)/2$  sous espaces non nulles[62]-[66],[71].

Les deux premières lignes correspond à la première composante non nulle (fondamental ou harmonique de rang 1), les deux lignes suivantes correspond a la deuxième composante (harmonique de rang 2)... La dernière ligne est celle de la composante nulle .

Pour un système triphasé :

$$n = 3, m = \frac{2}{3}, k = 1$$

Une seule composante non nulle et une composante nulle.

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ 1 & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Pour un système cinq phases :

$$n = 5, m = \frac{2}{5}, k = 1$$

Deux composantes non nulles et une composante nulle

$$T = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) \\ 1 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

## 2.4 L'onduleur

**Définition** : Avec le développement de l'outil informatique et grâce aux progrès technologiques, les convertisseurs statiques  $DC/DC$ ,  $DC/AC$ ,  $AC/DC$ ,  $AC/AC$  ont un champ d'applications très élève dans le monde industriel et pour répondre aux exigences diverses. La conversion  $DC/AC$  [72]-[74] est assurée par l'élément appelé onduleur qui sert à convertir une tension/courant continue d'entrée en une tension/courant de sortie alternative symétrique d'amplitude et de fréquence désirée. La tension/courant à l'entrée d'un onduleur peut être issue d'une batterie, issue des panneaux solaires, piles à combustible ou d'une tension continue redressée. La forme d'onde de la tension/courant de sortie d'un onduleur idéal doit être

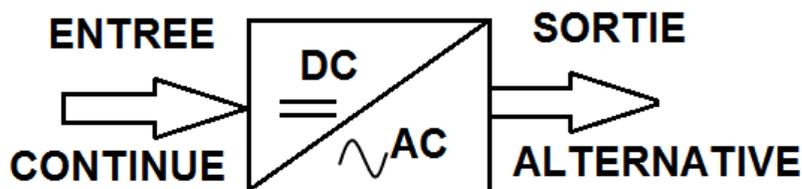


FIGURE 2.1 – conversion continue -alternative

sinusoïdale. Mais en pratique elle peut prendre la forme :

1. onde carrée.
2. onde carrée modifiée.
3. onde sinusoïdale modifiée

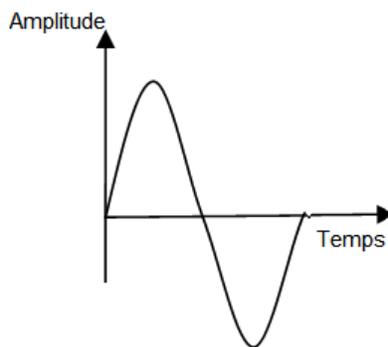


FIGURE 2.2 – Onde sinusoïdale

La tension de sortie désirée peut être réglable en valeur efficace *et/ou* en fréquence *et/ou* en variant la fréquence de commutation des interrupteurs statiques qui constituent les bras de l'onduleur ... Ces interrupteurs sont bidirectionnels en courant. Chaque interrupteur

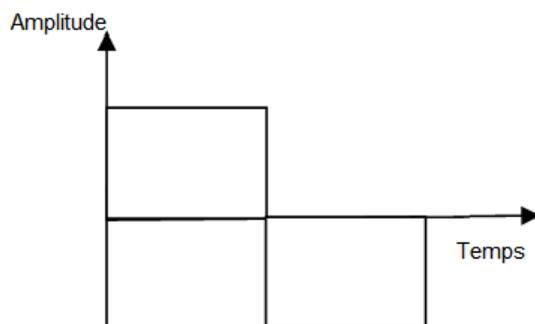


FIGURE 2.3 – Onde carrée

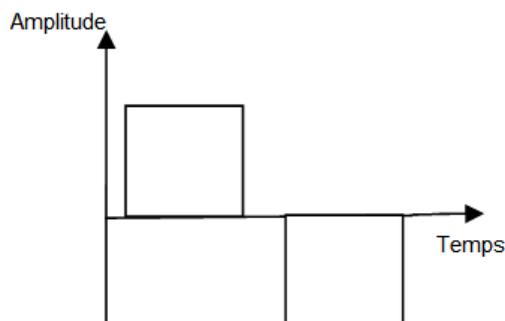


FIGURE 2.4 – Onde carrée modifiée

est formé d'un élément semi-conducteur (transistors MOS, des IGBTs ou des GTOS) soit comandable en fermeture soit en ouverture et fermeture montée en antiparallèle avec une diode assurant la réversibilité et la protection [72]-[74].

La tension /courant de sortie n a pas une forme sinusoïdale idéale et elle contient des harmoniques. Certains harmoniques doivent être éliminée en utilisant différentes techniques tell que le filtrage et des techniques de commutation des interrupteurs des onduleurs [74]-[76].

Les harmoniques affectent la performance et la fiabilité des signaux de sortie et pour évaluer la qualité d'un onduleur le taux de distorsion harmonique doit être le plus faible possible sous les différentes perturbations. .

### 2.4.1 Applications des onduleurs

Quelques applications industrielles importantes des onduleurs sont comme suit :

- la continuité des Alimentations alternatives de secours ... ;
- Assurer un service sans interruption ;
- Le transport d'énergie en courant continu ;

- les installations de l'énergie renouvelable (installations photovoltaïques, installations éolienne) ;
- la protection des équipements et le sauvegarder le donnée Durant les coupures de la alimentation du risque ;
- le transport de l'énergie sous fore continue HVDC ;
- Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes ;
- Chauffage d induction. . . .

### 2.4.2 Classification des onduleurs Classification des onduleurs

Les onduleurs sont en général classés selon différent propriétés [70]-[72],[74]-[80] :

- Le niveau du signal de sortie :
  1. Deux niveaux
  2. Trios niveaux
- La forme du signal de sortie
  1. onde carrée.
  2. onde carrée modifiée.
  3. onde sinusoidale modifiée
- le mode de commutation :
  1. autonome
  2. non autonome
- la nature de l'alimentation
  1. Onduleur de courant
  2. Onduleur de tension
- Le nombre de phase de la sortie
  1. Monophasé
  2. Triphasé

#### Onduleur autonome

Dans ce système les composants de commutation sont commandés à la fermeture et à l'ouverture, en se servant des circuits externes.

**Onduleur non autonome**

Dans ce systeme les composants de commutation sont commandés à la fermeture et la commutation est "naturelle".

**Onduleur de courant :**

L'étage continu est vu comme étant une source de courant dont l'impédance est très élevée et le courant alternatif à la sortie ne dépend pas de la charge placée aux bornes de la sortie alternative.

**Onduleur de tension :**

L'étage continu est vu comme étant une source de tension dont l'impédance est très faible et le courant alternatif à la sortie dépend de la charge placée aux bornes de la sortie alternative.

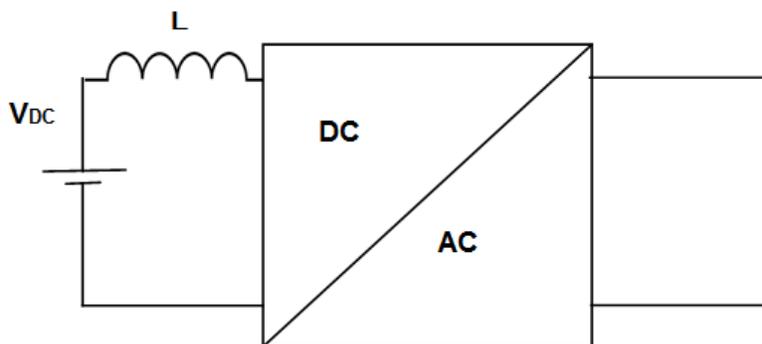


FIGURE 2.5 – Onduleur de courant

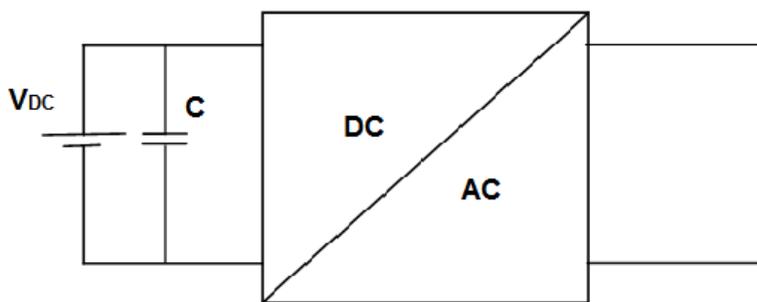


FIGURE 2.6 – Onduleur de tension

### 2.4.3 Types d'onduleurs autonomes de tension :

#### 2.4.3.1 Onduleur monophasé

##### 2.4.3.1.1 Onduleur monophasé en demi-pont

La topologie d'un onduleur de source de tension en demi-pont monophasé est illustrée à la Figure 2.7. Comme le montre cette figure, ce type d'onduleur se compose de deux cellules de commutation à base des interrupteurs semi-conducteurs de puissance. Chaque cellule est composée d'un interrupteur semi-conducteur de puissance principal de type transistor (BJT, MOSFET, IGBT, etc.) et d'une diode de roue libre placé en parallèle avec l'interrupteur principal et set à fournir un chemin alternatif pour le courant. Dans cette topologie, soit  $S_1$  est passante, soit  $S'_1$  est passant, c.-à-d. les deux interrupteurs de puissance ne peuvent pas être passants simultanément pour ne pas court-circuiter la source DC, ils fonctionnent toujours d'une manière complémentaire. Les diodes de roue libre sont conductrices lorsque la charge est de nature inductive et qu'un changement brusque de la polarité de la tension de sortie, ne change pas le sens du courant simultanément. En effet, pour les charges résistives, les diodes ne fonctionnent pas. Lorsque  $S_1$  est passant, la tension continue d'entrée de  $(0,5V_{dc})$  apparaît aux bornes de la charge. En revanche, lorsque le transistor  $S'_1$  est passant, la tension aux bornes de la charge est de  $(-0,5V_{dc})$  voir Tableau 2.1. Les états de commutation des deux interrupteurs de puissance, le chemin du courant et la polarité de la tension de sortie pour une commande à pleine onde sont présentés dans la Figure 2.8 . D'autre part, les signaux de de commande des interrupteurs de puissance, la forme d'onde du courant et de la tension de sortie sont représentés sur la Figure 2.9. La fréquence fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur peut être modifiée en changeant la fréquence de commande de la pleine onde et l'amplitude de la tension peut être modifiée en changeant la valeur de la tension de la liaison  $DC$ .

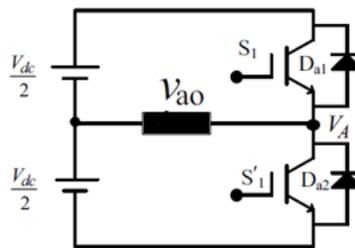


FIGURE 2.7 – Onduleur monophasé en demi-pont

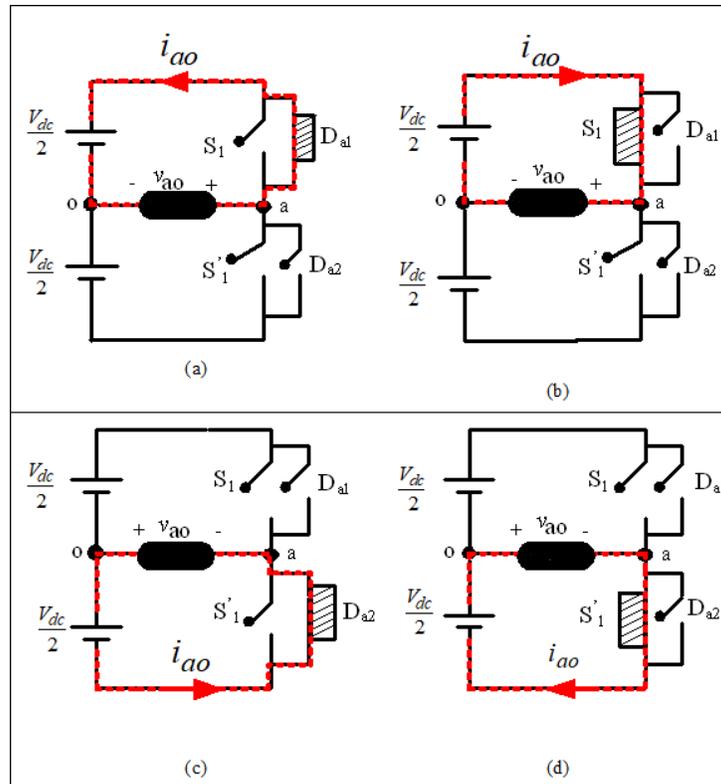


FIGURE 2.8 – (a) Onduleur monophasé en demi-pont

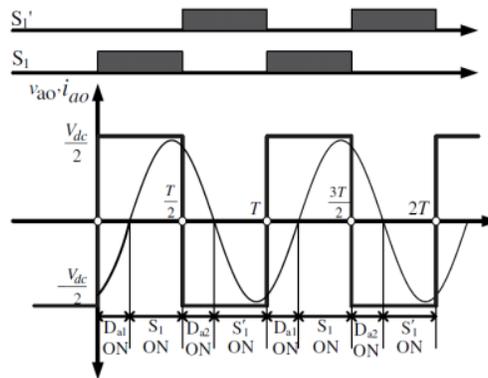


FIGURE 2.9 – (b) Onduleur monophasé en demi-pont

TABLE 2.1 – La tension à la sortie de l'onduleur monophasé en demi-pont

Etape	intervalle	S1	S2	S3
1	0-180	1	0	$V_{DC}/2$
2	180-360	0	1	$-V_{DC}/2$

### 2.4.3.1.2 Onduleur monophasé en pont complet

La topologie d'un onduleur monophasé à pont complet est illustrée à la Figure 2.10. Cette topologie comporte quatre cellules de commutation de puissance à semi-conducteurs. En raison de sa forme, cet onduleur est également appelé à pont en H (H-bridge). Chaque cellule de commutation est composée d'un interrupteur semi-conducteur de puissance commandable (IBGT, MOSFET, BJT, etc.) et d'une diode de roue libre, qui fournit un chemin alternatif pour le courant. Lorsque les interrupteurs  $S_2$  et  $S'_1$  sont simultanément passants, la tension d'entrée  $V_{dc}$  apparaît aux bornes de la charge. En revanche, lorsque les interrupteurs  $S_2$  et  $S'_1$  sont passant, la tension aux bornes de la charge est inversée ( $-V_{dc}$ ). Par conséquent, une tension et un courant alternatifs sont obtenus à la sortie alors que l'entrée est en courant continu. La fréquence et l'amplitude de la tension de sortie peuvent être modifiées dans le cas de la commande en plaine onde de la même manière que les cas de l'onduleur en demi-pont. Les états de commutation, le chemin du flux de courant et la polarité de la tension de sortie sont indiqués à la Figure 2.11. L'altération du sens de la tension et du courant est évidente sur cette figure. On note ici que dans le cas de la commande de modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou MLI vectoriel, l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie peuvent être modifiées en faisant varier l'indice de modulation et la fréquence fondamentale du signal de référence respectivement. Les formes d'onde de la tension et du courant de sortie pour une charge R-L fictive sont présentées à la Figure 2.12. Les courants ne changent pas de direction instantanément en raison de la charge inductive. Les tensions aux pôles varient entre  $0,5V_{dc}$  et  $-0,5V_{dc}$ , tandis que les tensions aux bornes de la charge varient entre  $V_{dc}$  et  $-V_{dc}$ . Les signaux de commande sont appliqués sur 180 degrés Tableau 2, mais en pratique, une certaine marge de sécurité est donnée entre l'application des impulsions de commande entre les interrupteurs de puissance supérieure et inférieure. La tension de sortie est la même que celle de l'onduleur à pont demi-onde, sauf que la valeur efficace de la tension, qui est doublée dans ce cas.

TABLE 2.2 – La tension à la sortie de l'onduleur monophasé en pont complet

Etape	intervalle	$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$V_{AB}$
1	0-180	1	0	0	1	$V_{DC}$
2	180-360	0	1	1	0	$-V_{DC}$

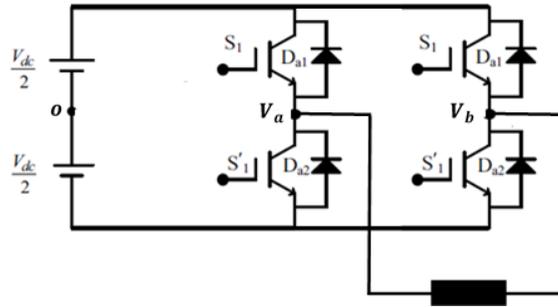


FIGURE 2.10 – Onduleur monophasé en point complet

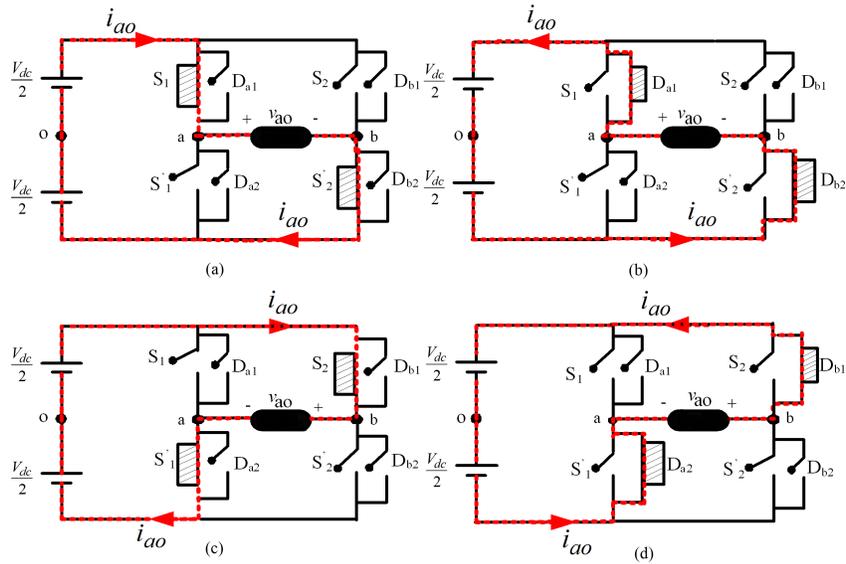


FIGURE 2.11 – (a) Onduleur monophasé en point complet

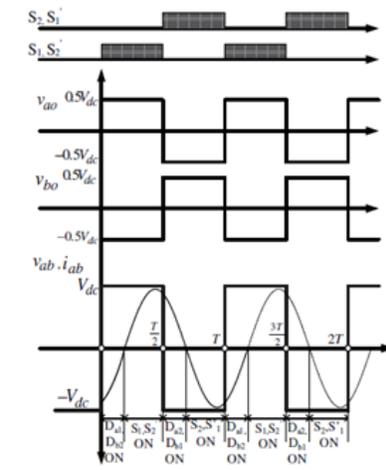


FIGURE 2.12 – (b) Onduleur monophasé en point complet

$S_1$  et  $S_2, S_3$  et  $S_4$  ne doivent pas être fermées à la fois

$V_{AB}=0$  pour  $S_1$  ON et  $S_3$  ON

$V_{AB}=0$  pour  $S_2$  ON et  $S_4$  ON

### 2.4.3.2 Onduleur triphasé

La topologie de l'onduleur de tension triphasé est illustrée à la Figure 2.13. Chaque cellule de puissance est composée d'un interrupteur de puissance commandable (IGBT, MOSFET, BJT, etc.), avec une diode antiparallèle. Les tensions (polaires) de sortie de chaque phase sont désignées par  $V_A, V_B, V_C$  et peuvent atteindre la valeur  $+0,5V_{dc}$  lorsque l'interrupteur supérieur est passant et  $-0,5V_{dc}$  lorsque l'interrupteur inférieur est passant. La tension de phase appliquée à la charge est désignée par les lettres  $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$ . Le fonctionnement des interrupteurs supérieur et inférieur sont complémentaires (une petite zone morte (deadtime) est prévue dans la mise en œuvre en temps réel). La modélisation détaillée sera présentée dans le prochain chapitre.

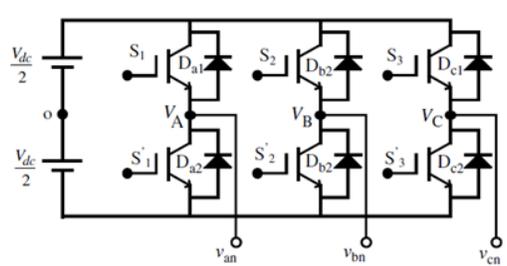


FIGURE 2.13 – Onduleur de tension triphasé

### 2.4.3.3 Onduleurs polyphasé

La topologie d'un onduleur de tension multiphasé ou polyphasé à deux niveaux est illustrée aux Figures 2.14 et 2.15. La première figure présente la topologie avec une source d'entrée DC sans point milieu égale à  $V_{dc}$ , tandis que la deuxième figure présente la topologie avec une source de tension DC avec point milieu dont les deux sources partielles sont symétriques et de même tension  $V_{dc}/2$ . Les deux topologies ont les mêmes compositions pour le reste du circuit. Cet onduleur contient  $n$  bras selon le nombre de phases désirées à la sortie, où dans chaque bras on dispose de deux cellules de commutation de puissance. Chaque cellule est composée d'un interrupteur de puissance commandable (IGBT, MOSFET, BJT, etc.), avec une diode antiparallèle dont le rôle a été expliqué précédemment. Dans ce chapitre pour la simplification des notations on note les tensions (polaires) de sortie pour un onduleur

à n-phases par  $V_1, V_2, V_3, \dots, V_n$ . On présente ici une modélisation simplifiée de l'onduleur à n-phase de la Figure 2.15 alimentant une charge équilibré en étoile. Dans cette topologie on distingue trois types de tensions à savoir la tension (polaire) a la sortie de chaque bras, la tension de phase simple aux borne de la charge (tension entre la sortie du bras et le neutre), et la tension de lignes ou composée (entre phases soit des phases adjacentes ou non adjacentes). En outre il existe une tension unique caractérisant le mode de tension commun (Common mode voltage CMV) entre le point neutre de la charge et le neutre effective représentant le point milieu entres les deux sources DC d'entries, son potentiel est considéré égale à zéro.

La tension à la sortie de chaque bras est exprimée en fonction des états des interrupteurs semi-conducteurs de puissance comme suit :

$$V_{k0} = (2S_k - 1).V_{DC}/2 \quad (2.9)$$

Pour un onduleur triphasé :

$$\begin{aligned} V_{10} &= (2S_1 - 1).V_{DC}/2 \\ V_{20} &= (2S_2 - 1).V_{DC}/2 \\ V_{30} &= (2S_3 - 1).V_{DC}/2 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Pour un onduleur cinq phases :

$$\begin{aligned} V_{10} &= (2S_1 - 1).V_{DC}/2 \\ V_{20} &= (2S_2 - 1).V_{DC}/2 \\ V_{30} &= (2S_3 - 1).V_{DC}/2 \\ V_{40} &= (2S_4 - 1).V_{DC}/2 \\ V_{50} &= (2S_5 - 1).V_{DC}/2 \end{aligned} \quad (2.11)$$

La tension de phase ou simple est exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} V_{1N} &= \frac{1}{n}((n-1)V_{10} - V_{20} - V_{30} - \dots - V_{n0}) \\ V_{2N} &= \frac{1}{n}((n-1)V_{20} - V_{10} - V_{30} - \dots - V_{n0}) \\ V_{3N} &= \frac{1}{n}((n-1)V_{30} - V_{10} - V_{20} - \dots - V_{n0}) \\ V_{4N} &= \frac{1}{n}((n-1)V_{40} - V_{20} - V_{30} - \dots - V_{n0}) \\ &\vdots \\ V_{nN} &= \frac{1}{n}((n-1)V_{n0} - V_{10} - V_{20} - \dots - V_{(n-1)0}) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Cette tension peut être exprimée en fonction des interrupteurs :

$$\begin{aligned}
 V_{1N} &= \frac{V_{DC}}{n} ((n-1)S_1 - S_2 - S_3 - \dots - S_n) \\
 V_{2N} &= \frac{V_{DC}}{n} ((n-1)S_2 - S_1 - S_3 - \dots - S_n) \\
 V_{3N} &= \frac{V_{DC}}{n} ((n-1)S_3 - S_1 - S_2 - \dots - S_n) \\
 V_{4N} &= \frac{V_{DC}}{n} ((n-1)S_4 - S_1 - S_2 - \dots - S_n) \\
 V_{5N} &= \frac{V_{DC}}{n} ((n-1)S_5 - S_1 - S_2 - \dots - S_n) \\
 &\vdots \\
 V_{nN} &= \frac{V_{DC}}{n} ((n-1)S_n - S_1 - S_2 - \dots - S_{n-1})
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

Pour un système triphasé :

$$\begin{aligned}
 V_{1N} &= \frac{V_{DC}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\
 V_{2N} &= \frac{V_{DC}}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\
 V_{3N} &= \frac{V_{DC}}{3} (2S_3 - S_1 - S_2)
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

Pour un onduleur cinq phases :

$$\begin{aligned}
 V_{1N} &= \frac{V_{DC}}{5} (4S_1 - S_2 - S_3 - S_4 - S_5) \\
 V_{2N} &= \frac{V_{DC}}{5} (4S_2 - S_1 - S_3 - S_4 - S_5) \\
 V_{3N} &= \frac{V_{DC}}{5} (4S_3 - S_1 - S_2 - S_4 - S_5) \\
 V_{4N} &= \frac{V_{DC}}{5} (4S_4 - S_1 - S_2 - S_3 - S_5) \\
 V_{5N} &= \frac{V_{DC}}{5} (4S_5 - S_1 - S_2 - S_3 - S_4)
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

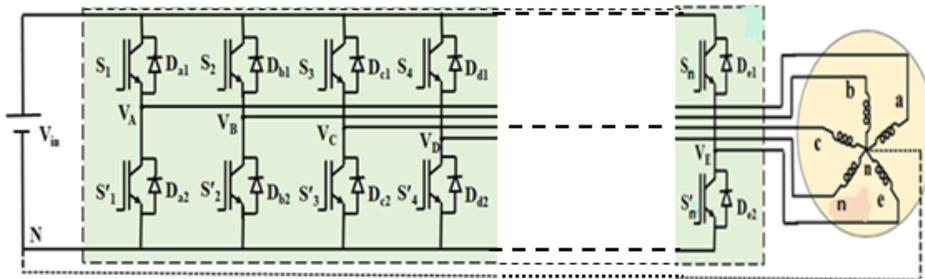


FIGURE 2.14 – Onduleur de tension polyphasé sans point milieu

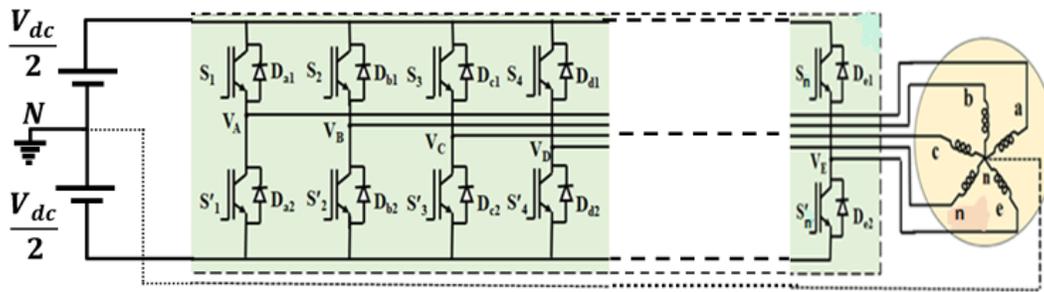


FIGURE 2.15 – Onduleur de tension polyphasé sans point milieu

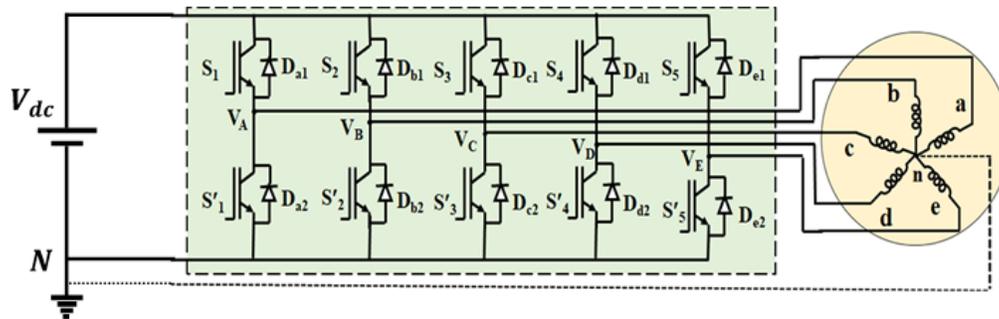


FIGURE 2.16 – Onduleur de tension polyphasé avec point milieu

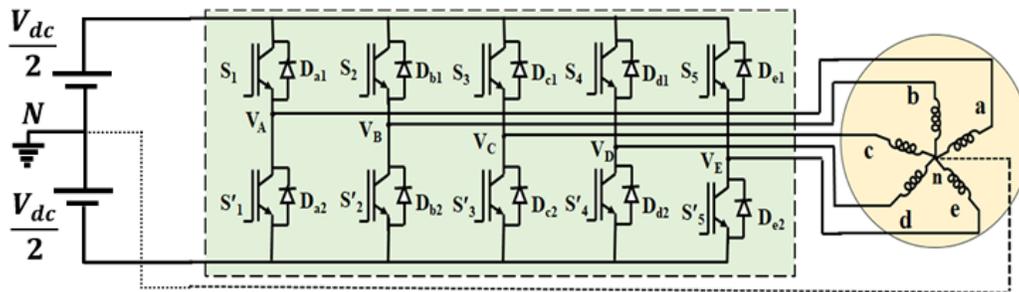


FIGURE 2.17 – Onduleur de tension polyphasé avec point milieu

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté dans la première partie, la conception d'un système de tension polyphasé d'une façon générale, ces avantages et son intérêt pratique dans les applications industriels pour l'entraînement des machines électrique. La deuxième partie a

été consacrée à la présentation de la classification des onduleurs les plus utilisés. Dans la dernière partie une présentation un peu détaillée des onduleurs à deux niveaux à savoir L'onduleur monophasé en demi-pont, l'onduleur monophasé en pont complet, l'onduleur triphasé et finalement une simple modélisation d'un onduleur polyphasé avec une projection sur les onduleurs cinq-phase. Le but de ce chapitre est de préparer un passage vers les deux derniers chapitres qui seront consacrés à l'application de la commande MPC sur l'onduleur triphasé à deux niveaux et l'onduleur cinq phases à deux niveaux.

---

## La commande prédictive à base de modèle (MPC) appliquée à un onduleur triphasé

### 3.1 Introduction

La commande des onduleurs triphasés à deux niveaux est l'un des sujets les plus importants et les plus classiques de l'électronique de puissance et a fait l'objet d'études approfondies au cours des dernières décennies. Ce chapitre s'est principalement concentré sur le schéma de la commande prédictive à base de modèle (MPC) d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Cette commande repose sur la connaissance du modèle de l'onduleur et la chargé au quelle il est connecté pour prédire, à chaque intervalle d'échantillonnage, le comportement de la tension de sortie pour chaque état de commutation possible. Ensuite, une fonction de coût est utilisée comme critère pour sélectionner l'état de commutation qui sera appliqué pendant le prochain intervalle d'échantillonnage. Dans cette commande, aucune boucle de régulation du courant interne n'est utilisée et elle n'y a pas un modulateur pour la génération des signaux de commande, par rapport à un schéma de contrôle classique. Les signaux de commande sont générés directement par la commande MPC [81]-[97]. La commande prédictive est une très importante commande qui a trouvé une application assez récente dans les convertisseurs de puissance en raison de sa réponse dynamique rapide. En effet, elle présente plusieurs avantages qui la rendent adaptée à la commande de convertisseurs de puissance : les concepts sont faciles à comprendre, elle peut être appliquée à une variété de systèmes, les contraintes et les non-linéarités peuvent être facilement incluses, le cas multi variable peut être considéré, et le contrôleur résultant est facile à mettre en œuvre. En revanche, elle nécessite un grand temps de calcul, par rapport à un schéma de commande classique ; cependant, les microprocesseurs rapides disponibles aujourd'hui ont

surmontés carrément ce problème et facilitent la possibilité de mise en œuvre de l'application de cette commande en temps réel. La principale caractéristique de la commande prédictive est l'utilisation du modèle du système pour la prédiction du comportement futur des variables contrôlées. Cette information est utilisée par cette commande contrôleur afin d'obtenir Les signaux d'amorçage optimaux pour les différents interrupteurs semi-conducteurs de puissance du convertisseur considéré, selon un critère d'optimisation prédéfinie [92]-[95]. Ce chapitre fait l'objet de l'application de la commande MPC sur un onduleur triphasé à deux niveaux classiques. Les résultats de la simulation obtenus dans ce chapitre permettent de comparer les performances de la commande MPC avec la commande pleine onde classique, la commande décalé à  $120^\circ$  classique et la commande MLI vectoriel (SVPWM) bien connues sont présentés.

## 3.2 La commande classique d'un onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur triphasé Figure 3.1 se compose de trois bras avec deux cellules de commutation complémentaires dans chaque bras. A fin d'assurer un système de tensions triphasé équilibré à la sortie de l'onduleur (on parle ici du fondamentale de la tension de sortie), les trois interrupteurs constituant la partie supérieur de l'onduleur doivent commander avec une séquence régulière pour assurer en permanence un déphasage d'amorçage de  $120^\circ$  entre chaque deux interrupteurs consécutifs, soit une symétrie des temps élémentaire de conduction par rapport un tiers de la période de la fondamentale de la tension sortie. D'autre part le comportement et la dynamique des signaux de commande sont générés selon la commande utilisée et suivant la tension de sortie désirée ou la tension de référence. On note ici qu'on doit respecter les contraintes qu'on a déjà mentionnées dans le chapitre II. Dans cette section, on va présenter trois type de commande classique à savoir la commande plein onde, la commande décale et la commande MLI vectoriel (SVPWM). L'onduleur est supposé d'alimenter une charge triphasée équilibrée en étoile et que le temps mort de commutation est négligé.

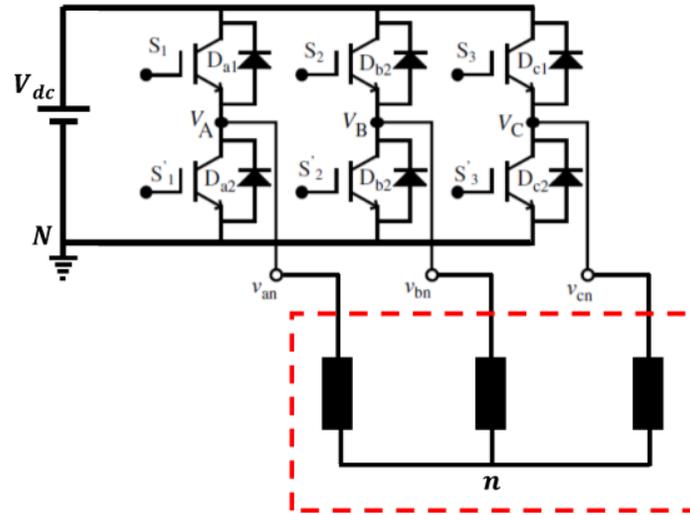


FIGURE 3.1 – Topologie d'onduleur triphasé

### 3.2.1 La commande plein onde

Selon la Figure 3.1, l'onduleur de tension chaque cellule de commutation est composée d'un transistor IGBT avec une diode antiparallèle. Les tensions de phase (point milieu de chaque bras) sont présentées par  $V_A, V_B, V_C$  et qui peuvent avoir la valeur  $+0,5V_{dc}$  lorsque l'interrupteur supérieur est passant et  $-0,5V_{dc}$  lorsque l'interrupteur inférieur est passant. Les tensions aux bornes des trois phases de la charge sont désignées par  $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$ .

La relation entre les tensions de phase et les états des interrupteurs semi-conducteurs de puissance correspondants peut être écrit comme suit :

$$V_k = S_k \cdot V_{dc} \quad k = A, B, \text{ ou } C \quad (3.1)$$

Où  $S_k = 1$  lorsque l'interrupteur supérieur est en position "ON" et  $S_k = 0$  lorsque l'interrupteur inférieur est en position "ON". Les tensions de phase selon les différentes combinaisons possibles des états des interrupteurs sont présentées dans le Tableau 3.1. Les différentes configurations résultantes de la connexion de la charge à la source continue sont ainsi présentées dans la Figure 3.2.

TABLE 3.1 – Les tensions de sortie à chaque bras pour le mode 180°

Etape	S1	S2	S3	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>
1	1	0	1	V <sub>DC</sub>	0	V <sub>DC</sub>
2	1	0	0	V <sub>DC</sub>	0	0
3	1	1	0	V <sub>DC</sub>	V <sub>DC</sub>	0
4	0	1	0	0	V <sub>DC</sub>	0
5	0	1	1	0	V <sub>DC</sub>	V <sub>DC</sub>
6	0	0	1	0	0	V <sub>DC</sub>

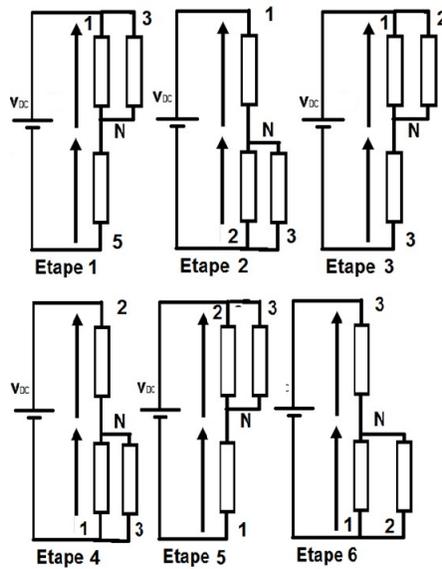


FIGURE 3.2 – les différentes configurations du mode 180°

La relation entre la tension de phase et la tension aux bornes de la charge peut être déduit comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_A &= v_{an} + v_{nN} \\
 V_B &= v_{bn} + v_{nN} \\
 V_C &= v_{cn} + v_{nN}
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

Où  $v_{nN}$  est la tension entre le point étoile n de la charge et la borne négative N de la source DC, appelée "tension du mode commun". En ajoutant chaque terme de l'équation présente on obtient ce qui suit :

$$v_{nN} = \frac{1}{3} [V_A + V_B + V_C]
 \tag{3.3}$$

En substituant l'équation (3.3) dans l'équation (3.2), on obtient les expressions suivantes pour les tensions aux bornes de la charge (tension phase-neutre) :

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{2}{3}V_A - \frac{1}{3}[V_B + V_C] \\ v_{bn} &= \frac{2}{3}V_B - \frac{1}{3}[V_A + V_C] \\ v_{cn} &= \frac{2}{3}V_C - \frac{1}{3}[V_B + V_A] \end{aligned} \quad (3.4)$$

L'équation (3.4) peut également être écrite en utilisant les états de commutation des interrupteurs semi-conducteurs de puissance présentés dans l'équation (3.1) :

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{1}{3}[2S_A - S_B - S_C] \cdot V_{dc} \\ v_{bn} &= \frac{1}{3}[2S_B - S_A - S_C] \cdot V_{dc} \\ v_{cn} &= \frac{1}{3}[2S_C - S_B - S_A] \cdot V_{dc} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Les tensions simples (par rapport au neutre de la charge) et les tensions entres phases aux bornes de la charge sont présentées dans le Tableau 3.2.

TABLE 3.2 – Les tensions de phases et les tensions de lignes pour le mode 180°

Etape	intervalle	S1	S2	S3	$V_{1N}$	$V_{2N}$	$V_{3N}$	$V_{12}$	$V_{23}$	$V_{31}$
1	0-60	1	0	1	1	$V_{DC/3}$	$-2 \cdot V_{DC/3}$	$V_{DC}$	$-V_{DC}$	0
2	60-120	1	1	0	$2 \cdot V_{DC/3}$	$-V_{DC/3}$	$-V_{DC/3}$	$V_{DC}$	0	$-V_{DC}$
3	120-180	1	1	0	$V_{DC/3}$	$V_{DC/3}$	$-2 \cdot V_{DC/3}$	0	$V_{DC}$	$-V_{DC}$
4	180-240	0	1	0	$-V_{DC/3}$	$2 \cdot V_{DC/3}$	$-V_{DC/3}$	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0
5	240-300	0	1	1	$-2 \cdot V_{DC/3}$	$V_{DC/3}$	$V_{DC/3}$	$-V_{DC}$	0	$V_{DC}$
6	300-360	0	0	1	$-V_{DC/3}$	$-V_{DC/3}$	$2 \cdot V_{DC/3}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$

### 3.2.2 La commande décalée

Dans ce mode chaque interrupteur des cellules de commutation supérieurs est passant pendant 120°, pendant la première demi-période, c-à-d un décalage d'amorçage des deux interrupteurs du même bras de 60°. Tandis que le déphasé entres deux bras consécutive reste la même que pour la commande plein onde ; ainsi que les contraintes entres ces deux interrupteurs. En effet, le temps mort n'est pas nécessaire dans ce mode presque il est naturellement réalisé dans ce mode de fonctionnement. Le comportement de la charge vis-à-vis la connexion avec la source DC est présentée dans la figure 3.3. D'autre part les tensions de phase et les tensions aux bornes de la charge, ainsi que les tensions entres phases de la charge sont représentées dans les tableaux 3.3 et 3.4 respectivement.

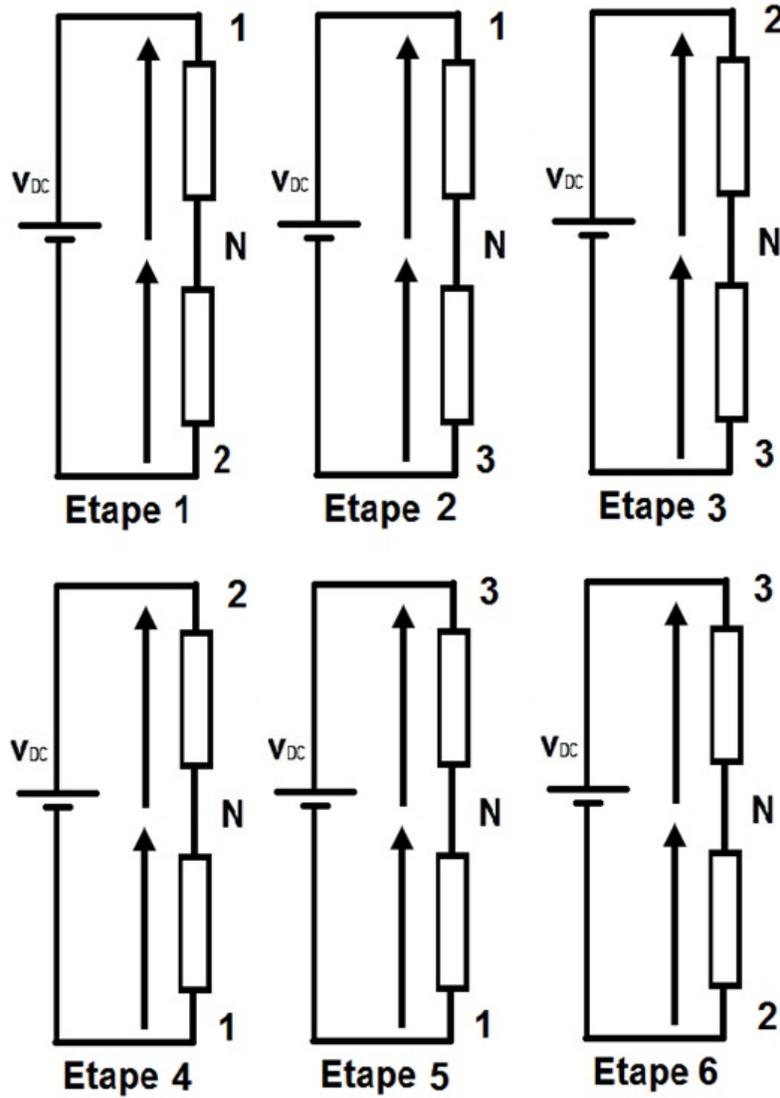


FIGURE 3.3 – les différentes configurations du mode 120°

TABLE 3.3 – Les tensions à la sortie des bras et les tensions de lignes pour le mode 120°

Etape	intervalle	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$\overline{S_1}$	$\overline{S_2}$	$\overline{S_3}$	$V_1$	$V_2$	$V_3$
1	0-60	1	0	0	0	1	0	$V_{DC}$	0	0
2	60-120	1	0	0	0	0	1	0	$V_{DC}$	0
3	120-180	0	1	0	0	0	1	0	$V_{DC}$	0
4	180-240	0	1	0	1	0	0	0	$V_{DC}$	0
5	240-300	0	0	1	1	0	0	0	0	$V_{DC}$
6	300-360	0	0	1	0	1	0	0	0	$V_{DC}$

TABLE 3.4 – Les tensions de phases et les tensions de lignes pour le mode 120°

Etape	intervalle	S1	S2	S3	$V_{1N}$	$V_{2N}$	$V_{3N}$	$V_{12}$	$V_{23}$	$V_{31}$
1	0-60	1	0	0	$V_{DC/2}$	$-V_{DC/2}$	0	$V_{DC}$	$-V_{DC/2}$	$-V_{DC/2}$
2	60-120	1	0	0	$V_{DC/2}$	0	$-V_{DC/2}$	$V_{DC/2}$	$V_{DC/2}$	$-V_{DC}$
3	120-180	0	1	0	0	$V_{DC/2}$	$-V_{DC/2}$	$-V_{DC/2}$	$V_{DC}$	$-V_{DC/2}$
4	180-240	0	1	0	$-V_{DC/2}$	$V_{DC/2}$	0	$-V_{DC}$	$V_{DC/2}$	$V_{DC/2}$
5	240-300	0	0	1	$-V_{DC/2}$	0	$V_{DC/2}$	$-V_{DC/2}$	$-V_{DC/2}$	$V_{DC}$
6	300-360	0	0	1	0	$-V_{DC/2}$	$V_{DC/2}$	$V_{DC/2}$	$-V_{DC}$	$V_{DC/2}$

### 3.2.3 La commande MLI vectoriel (SVPWM)

La technique MLI vectoriel (Space vector Pulse width modulation –SVPWM) est l'une des techniques MLI les plus populaires en raison de sa capacité élevée d'utilisation de la tension de la source continue (tension de sortie plus élevée par rapport à la commande MLI SPWM pour la même source de tension continue) et sa simplicité d'implémentation [8]. Le concept du SVPWM repose sur la représentation de la sortie de sinusoïdale de l'onduleur sous une forme vectorielle dans le plan ou dans l'espace. En effet, le vecteur de tension d'espace représente simultanément les trois vecteurs de tensions triphasées comme un seul vecteur d'espace rotatif, c'est pourquoi chaque phase n'est pas considérée séparément. La représentation vectorielle de l'espace est valable pour les conditions transitoires et en régime permanent outre que le cas sinusoïdale et non sinusoïdale.

Le vecteur d'espace représentant la tension globale de sortie de l'onduleur, est défini comme suit :

$$v_s = \frac{2}{3} \left[ v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{s}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{s}} \right] \cdot V_{dc} \quad (3.6)$$

Où  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  sont les grandeurs triphasées des tensions des trois phase. Comme la tension de sortie de l'onduleur peut atteindre soit  $+0,5V_{dc}$  ou  $-0,5V_{dc}$  (si le bus DC a un point milieu) ou  $V_{dc}$ , 0, c'est-à-dire seulement deux états. Le nombre totale des états qu'on peut avoir pour un onduleur triphasé à deux niveaux est de  $2^3 = 8$  (000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111). Ici, « 0 » indique que l'interrupteur supérieur est "OFF" et « 1 » indique que l'interrupteur supérieur est "ON" pour les trois bras successivement. Il y a donc six états de commutation actifs (la puissance circule du côté continu en entrée de l'onduleur vers le côté de la sortie de l'onduleur) et deux états de commutation zéro (aucun transfert de puissance du côté continu en entrée de l'onduleur vers le côté de la sortie de l'onduleur). Pour

les états de commutation zéro, les trois interrupteurs supérieurs ou les trois interrupteurs inférieurs sont tous passant en même temps. Les tensions de sortie sont donc nulles, d'où le nom d'états zéro. Toujours on garde les même contraintes et exigences comme dans les commandes conventionnelles. Le Tableau 3.5 présente les tensions de sortie pour chaque combinaison des états des interrupteurs. En utilisant l'équation (3.6) et le tableau 3.2, les

TABLE 3.5 – tensions de phase

S1	S2	S3	$V_1$	$V_2$	$V_3$
0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2.V_{DC/3}$	$-V_{DC/3}$	$-V_{DC/3}$
1	1	0	$V_{DC/3}$	$V_{DC/3}$	$-2.V_{DC/3}$
0	1	0	$-V_{DC/3}$	$2.V_{DC/3}$	$-V_{DC/3}$
0	1	1	$-2.V_{DC/3}$	$V_{DC/3}$	$V_{DC/3}$
0	0	1	$-V_{DC/3}$	$-V_{DC/3}$	$2.V_{DC/3}$
1	0	1	$V_{DC/3}$	$-2.V_{DC/3}$	$V_{DC/3}$
1	1	1	0	0	0

vecteurs d'espace possibles sont calculés et énumérés dans le tableau 3.4. La présentation du vecteur d'espace de la tension de sortie dans un plan à deux axes est représentée dans la Figure 3.4. On remarque selon la répartition des huit vecteurs qu'on peut avoir six secteurs. Le vecteur de référence de la tension de sortie construit à partir du système de tension de référence va tourner avec la pulsation de référence dans le plan formé par les deux axes orthogonaux  $(d, q)$ . Donc le vecteur de la tension de sortie  $V_s$  peut-être décomposé en deux composantes  $(V_d, V_q)$  selon la formulation suivante :

$$V_s = V_d + j.V_q \quad (3.7)$$

TABLE 3.6 – La présentation vectoriel de la tension de sortie de l'onduleur

Etat des interrupteur	Vecteur	La tension phase-neuter
000	$V_1$	0
100	$V_2$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j0}$
110	$V_3$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
010	$V_4$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
011	$V_5$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j(-\pi)}$
001	$V_6$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
101	$V_7$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
111	$V_8$	0

### 3.2.3.1 Synthèse du vecteur de la tension de référence

Dans la mise en œuvre du SVPWM, la tension de référence est synthétisée en utilisant les deux vecteurs actifs voisins les plus proches et les vecteurs zéro. Le choix des vecteurs actifs dépend du secteur dans lequel se trouve la référence. Il est donc important de localiser la position de la tension de référence. Une fois le vecteur de référence est localisé, les vecteurs à utiliser pour la mise en œuvre du SVPWM doivent être identifiés. Après avoir identifié les vecteurs à utiliser, la tâche suivante consiste à trouver le temps d'application de chaque vecteur, appelé d'application ou de maintien. La fréquence de la tension de sortie de l'onduleur est la même que la vitesse de la tension de référence et l'amplitude de la tension de sortie est la même que l'amplitude de la tension de référence. Les temps d'application des différents vecteurs d'espace sont calculés selon le principe du "égalité volt-seconde égal". Selon ce principe, le produit de la tension de référence et du temps d'échantillonnage et de commutation ( $T_s$ ) doit être égal au produit des vecteurs de tension appliqués et de leur temps d'application, en supposant que la tension de référence reste fixe pendant l'intervalle de commutation. Lorsque la tension de référence est dans le secteur I, la tension de référence peut être synthétisée en utilisant les vecteurs  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_0$  (vecteur zéro), appliqués respectivement à des temps  $t_a$ ,  $t_b$  et  $t_0$ . D'où l'utilisation du principe d'égalité volt-seconde égal, pour le secteur I : Pour 3 commutateurs on a 8 combinaisons

$$\text{Système équilibré : } V_1 + V_2 + V_3 = 0$$

Ces trois vecteurs peuvent être représentés par un seul vecteur selon l'équation 5

L'onduleur triphasé nécessite deux vecteurs voisins d'un secteur pour générer un signal sinusoïdal.

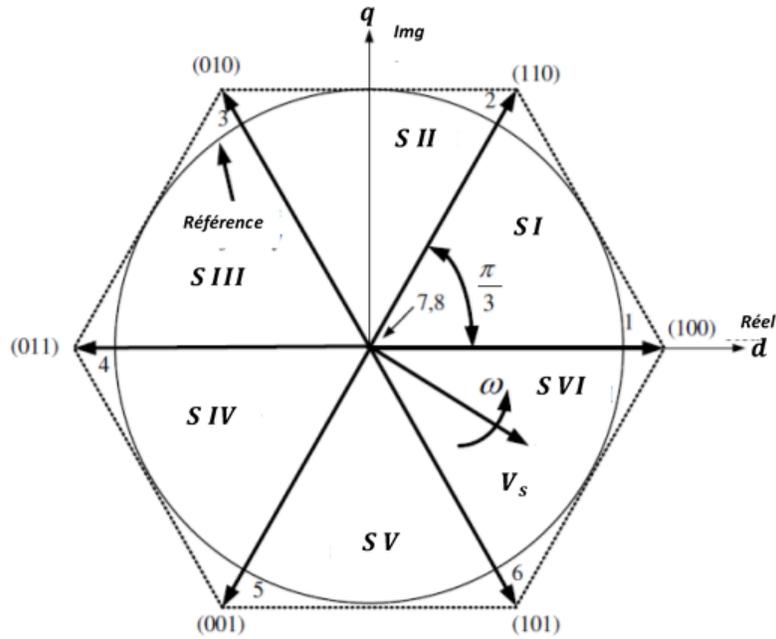


FIGURE 3.4 – Représentation des vecteurs  $d$  «espace pour les différentes combinaisons des états de l'onduleur (vecteurs élémentaires)

L'application de deux vecteurs conduit au calcul des temps de passage de ces deux vecteurs et du vecteur zéro.

$$T \cdot \overline{V_{ref}} = t_a \cdot \overline{V_a} + t_b \cdot \overline{V_b} + t_0 \cdot \overline{V_0} \quad (3.8)$$

$\overline{V_{ref}}, \overline{V_a}$  and  $\overline{V_b}$  sont des valeurs complexes Le vecteur de référence est situé dans le 1<sup>er</sup> secteur

$$\overline{V_{ref}} = V_{ref} \cdot (\cos(a^0) + j \sin(a^0))$$

$$V_a = V_1 = 2 \cdot V_{DC/3}$$

$$V_b = V_2 = 2 \cdot V_{DC/3} \cdot (\cos(\frac{\pi}{3}) + j \sin(\frac{\pi}{3}))$$

$$T \cdot V_{ref} \cdot (\cos(a^0) + j \sin(a^0)) = t_a \cdot V_a \cdot (\cos(0) + j \sin(0)) + t_b \cdot V_b \cdot (\cos(\frac{\pi}{3}) + j \sin(\frac{\pi}{3})) \quad (3.9)$$

$$T = t_a + t_b + t_0 \quad (3.10)$$

Ou :

$T$  durée totale de la période de commutation ;

$t_a$  temps pour le vecteur  $V_a$

$t_b$  temps pour le vecteur  $V_b$

$t_0$  temps pour le vecteur nul

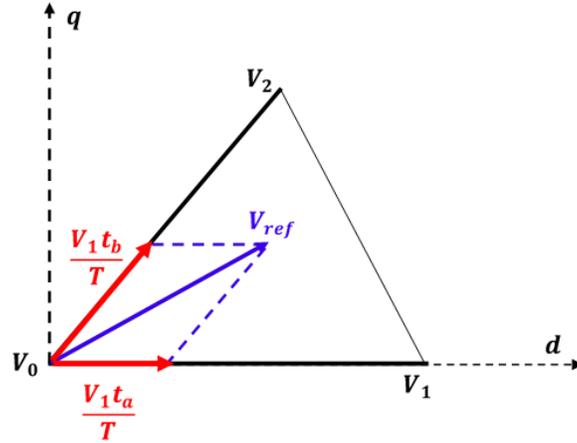


FIGURE 3.5 – Représentation du vecteur de tension de références et sa synthèse dans le secteur I.

TABLE 3.7 – vecteur de tension dans le plan  $dq$

$S1$	$S2$	$S3$	Amplitude du vecteur	Angle du vecteur(0)	Ordre de vecteur
0	0	0	0	0	$V_0$
0	0	1	$2.V_{DC}/3$	240	$V_5$
0	1	0	$2.V_{DC}/3$	120	$V_3$
0	1	1	$2.V_{DC}/3$	180	$V_4$
1	0	0	$2.V_{DC}/3$	0	$V_1$
1	0	1	$2.V_{DC}/3$	300	$V_6$
1	1	0	$2.V_{DC}/3$	60	$V_2$
1	1	1	0	0	$V_7$

De (12) et (13) on obtient :

$$t_a = 1.732 \frac{V_{ref}}{V_{DC}} . T . \sin \left( \frac{\pi}{3} - a \right) \quad (3.11)$$

$$t_b = 1.732 \frac{V_{ref}}{V_{DC}} . T . \sin (a) \quad (3.12)$$

$$t_0 = T - t_a - t_b \quad (3.13)$$

### 3.2.3.2 Implémentation de la commande SVPWM (Séquence d'application des vecteurs élémentaires)

Après avoir localisé l'emplacement du vecteur de référence et calculé le temps d'application  $t_a, t_b$  et  $t_0$ , l'étape suivante de la mise en œuvre de la technique SVPWM est

la détermination de la séquence de commutation. L'exigence est le nombre minimum de commutations pour réduire les pertes de commutation. Idéalement, un interrupteur devrait passer à l'état « ON » et puis à l'état « OFF » en une seule période de commutation. Pour obtenir une fréquence de commutation fixe et une performance en harmonique optimale, chaque bras ne doit changer d'état qu'une seule fois par période de commutation. Ceci est obtenu en appliquant le vecteur d'état zéro suivi de deux vecteurs d'état actifs adjacents dans une demi-période de commutation. La moitié suivante de la période de commutation est l'image miroir de la première moitié. La période totale de commutation est divisée en sept parties, le vecteur zéro (000) est appliqué pendant  $(1/4)^{eme}$  du temps total du vecteur zéro, suivi par l'application des vecteurs actifs pendant la moitié de leur temps d'application et ensuite à nouveau le vecteur zéro (111) est appliqué pendant  $(1/4)^{eme}$  du temps du vecteur zéro. Cette opération est ensuite répétée dans la moitié suivante de la période de commutation. C'est ainsi que l'on obtient une SVPWM symétrique.

Dans les secteurs impairs, nous appliquons d'abord les vecteurs à la droite du vecteur de référence, par exemple dans le 1er secteur on commence par  $V_1$ , donc on va utiliser dans le demi-période la séquence ;  $V_0 - V_1 - V_2 - V_7$ , la deuxième demi période correspond au miroir de la première demi-période :  $V_7V_2V_1V_0$ . La transition d'une situation à l'autre ne nécessite qu'un seul changement de commutateur. Dans les secteurs pairs, nous appliquons d'abord les vecteurs à la gauche du vecteur de référence (par exemple dans le 2eme secteur la séquence sera  $V_0V_3V_2V_7$  puis  $V_7V_2V_3V_0$ . Donc la période est divisée comme suit :

TABLE 3.8 – présente les différents vecteurs appliqués dans les six secteurs.

S1	S2	S3	secteur	Angle du vecteur(0)	Ordre de vecteur
0	0	0	1	0	$V_0$
1	0	0		0	$V_1$
1	1	0		60	$V_2$
1	1	1		0	$V_7$
0	0	0	2	0	$V_0$
0	1	0		120	$V_3$
1	1	0		60	$V_2$
1	1	1		0	$V_7$
0	0	0	3	0	$V_0$
0	1	0		120	$V_3$
0	1	1		180	$V_4$
1	1	1		0	$V_7$
0	0	0	4	0	$V_0$
0	0	1		240	$V_5$
0	1	1		180	$V_4$
1	1	1		0	$V_7$
0	0	0	5	0	$V_0$
0	0	1		240	$V_5$
1	0	1		300	$V_6$
1	1	1		0	$V_7$
0	0	0	6	0	$V_0$
1	0	0		0	$V_1$
1	0	1		300	$V_6$
1	1	1		0	$V_7$

### 3.2.3.3 Généralisation

En général pour  $m$  secteur ( $m = 1 - \dots - 6$ )

$$t_m = 1.732 \frac{V_{ref}}{V_{DC}} . T . \sin \left( m . \frac{\pi}{3} - a \right) \quad (3.14)$$

$$t_{m+1} = 1.732 \frac{V_{ref}}{V_{DC}} . T . \sin \left( a - (m - 1) . \frac{\pi}{3} \right) \quad (3.15)$$

$$t_0 = T - t_m - t_{m+1} \quad (3.16)$$

### 3.3 Le principe de la commande MPC

Actuellement, le traitement numérique des signaux a connu une évolution encore plus explosive au cours des dernières décennies, permettant la mise en œuvre de nouvelles techniques de commandes plus complexes de point de vue de des opérations arithmétiques colossales et temps de calcul. Certaines de ces méthodes ont été appliquées aux convertisseurs de puissance, notamment la commande à base de la logique floue [98]-[99], la commande adaptative [99]-[100], la commande à mode glissant [101]-[102] et les commandes prédictives.

Ce dernier est un vaste concept de commande qui peut être subdivisé ou classé en plusieurs catégories [103], en fonction du principe de fonctionnement et autres caractéristiques. En termes généraux, la commande prédictive peut être considérée comme tout algorithme qui utilise un modèle du système pour prévoir son comportement futur et sélectionne l'action de commande la plus appropriée, fondée sur un critère d'optimalité. L'une des premières commandes prédictives utilisées est la commande basée sur le temps mort "dead-beat", qui élimine les commandes classiques comme celles que nous avons présentées dans ce chapitre, en utilisant un modèle prédictif du système. Ce modèle est utilisé pour calculer la référence requise afin d'atteindre la valeur de référence souhaitée pour une certaine variable généralement le courant que nous allons utiliser pour l'onduleur triphasé dans ce chapitre et l'onduleur à cinq phases dans le prochain chapitre. Le critère d'optimalité est basé sur la base d'une fonction de coût qui doit être choisie d'une manière précise, et ensuite, la séquence qui minimise cette fonction de coût est choisie, obtenant ainsi, les prochaines actions de commande. Seule la valeur de la première séquence est appliquée, et l'algorithme est recalculé chaque période d'échantillonnage. Les commandes MPC présentent plusieurs avantages, tels que la facilité d'inclusion des non-linéarités et des contraintes. Cependant, un handicap important qui a freiné temporairement ces techniques pour être utilisées avec une large application dans le domaine de commande des convertisseurs statiques de puissance et des entraînements en raison du nombre élevé de calculs nécessaires pour résoudre le problème d'optimisation en ligne, qui est incompatible avec les petits temps d'échantillonnage utilisés dans la commande pratique des convertisseurs.

Dans notre thèse, nous allons utiliser une approche pour mettre le fonctionnement de la commande MPC adéquate pour les onduleurs triphasés et à cinq phases. Cette approche consiste en l'utilisation de la nature discrète inhérente des convertisseurs statiques de puissance. Comme les convertisseurs de puissance ont un ensemble limité de nombre des combinaisons possibles pour les états de commutation, le problème de l'optimisation de la commande

MPC peut être simplifié et réduit la prévision de comportement du système (convertisseur + charge), uniquement pour ces états de commutation possibles.

Ensuite, chaque prédiction est utilisée pour évaluer une fonction de coût (également connue comme fonction objective, de qualité ou de décision), et par conséquent, l'état correspondant une valeur de la fonction de coût minimum est sélectionné et généré. Cette approche est connue sous le nom de MPC à ensemble de commande fini (FCS-MPC), car les actions de commande possibles (états de commutation) sont limitées [104]-[111]. Cette dernière méthode est exploitée dans notre thèse pour la commande de l'onduleur triphasé et l'onduleur à cinq phases.

La fonction du cout qui définit l' écart entre le courant de référence et le courant de sortie

$$\hat{g} = |i^*(k) - i(k + 1)| \quad (3.17)$$

Ou

$i^*$  est le courant de reference à l instant  $k$

$i$  est le courant de reference à l instant  $k + 1$

La fonction du cout dans le plan  $dq$  sera la suivante :

$$\hat{g}_{\alpha\beta} = |i_{\alpha}^*(k) - \hat{i}_{\alpha}(k + 1)| + |i_{\beta}^*(k) - \hat{i}_{\beta}(k + 1)| \quad (3.18)$$

### 3.4 Resultats de simulation

La simulation a été réalisée dans Matlab Simulink (figure3.3). Le modèle est composé des blocs suivants :

1. Le bloc de référence : la référence est exprimée par deux valeurs : la magnitude et l'argument ;
2. Bloc de calcul de commutation : il permet l'identification du secteur où se trouve la référence, le calcul des temps de commutation, puis l'état de commutation (la sortie) ;
3. Bloc onduleur : onduleur à trois phases avec trois entrées pour recevoir l'état de commutation et des tensions de sortie à trois phases ;
4. Bloc de charge : composé d'une charge équilibrée sur trois phases

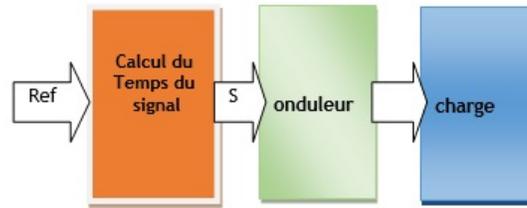


FIGURE 3.6 – SVPWM pour onduleur à trois phases

La deuxième simulation est effectuée dans le même espace (figure 3.4). Le contrôleur MPC est implémenté par deux blocs :

1. Bloc de modèle prédictif qui capture les signaux de sortie et prédit les signaux futurs
2. Bloc fonction d'objectif qui compare la référence au futur signal et alimente l'onduleur avec l'action de commutation optimale

Le signal de référence et le signal de sortie sont transformés en plans dq (deux phases orthogonales).

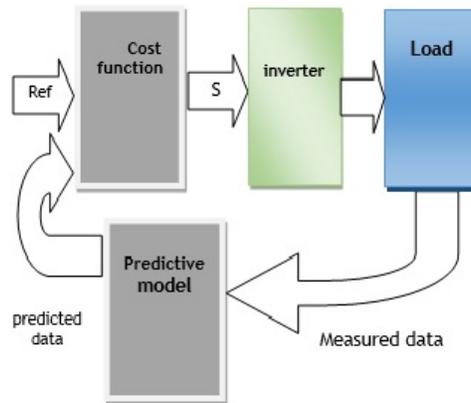


FIGURE 3.7 – svpwm pour onduleur à trois phases

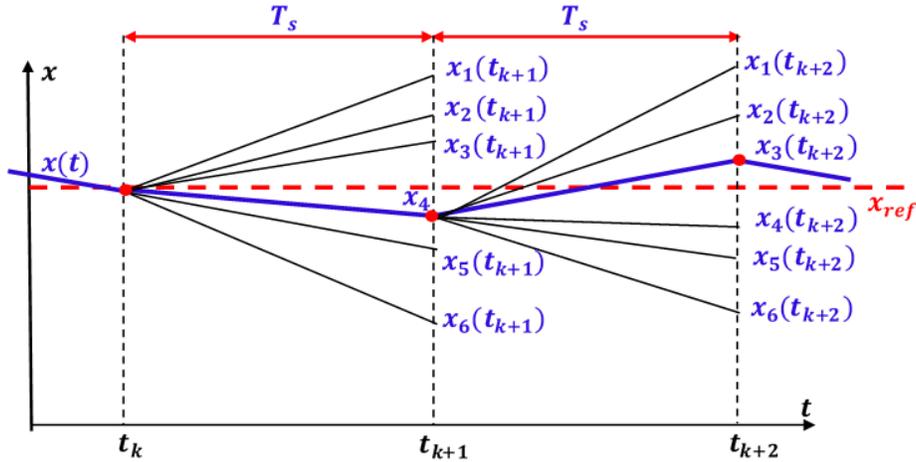


FIGURE 3.8 – Principe d'utilisation de la fonction du coût dans la commande MPC

### 3.4.1 Résultats de simulation de la commande SVPWM

Le modèle présenté dans la figure 3.6 est utilisée pour cette simulation. L'onduleur alimente une charge RL triphasé équilibrée montée en étoile. Dans ce modèle on va appliquer une tension de référence, c.-à-d. le fondamental de la tension de sortie doit suivre avec une grande précision la tension de référence. La tension DC à une valeur de 240 V. La Figure 3.9 présent les courants dans les trois phases de la charge avec une variation de charge à l'instant 0.06 s. On remarque bien dans la Figure 3.10 que le courant de la charge de phase « A » suit la dynamique du courant de référence, il est clair que la poursuite durant le régime transitoire ou changement de la charge est un peu lente. On peut déduire aussi la même remarque pour les courants biphasés selon les deux axes d-q Figure 3.12. La présentation de l'allure de la courbe du courant  $I_d$  en fonction du courant  $I_q$  dans le plan formé par les axes d-q est parfaitement circulaire ou on peut tirer une remarque important concernant le taux de distorsion du courant qui a une valeur faible. On peut expliquer qu'ici la commutation des interrupteurs est très rapide chose qui va garantir d'un part un THD faible et d'autre part des pertes dans les interrupteurs semi-conducteurs de puissance importante. Les figures 3.13, 3.14, 3.15 et 3.16 présentent la tension aux bornes de la charge par rapport au point neutre de l'étoile, la tension de phase à la sortie de l'onduleur, la tension entre le point neutre de l'étoile et le point neutre effectif et finalement la tension entre phase. On remarque que la tension  $V_{nN}$  est important qui est un inconvénient majeur dans toutes les techniques de commande qu'on essaye toujours de la réduire. Les tensions  $V_{an}$  et  $V_{ab}$  sont bien symétriques où les harmonique du rang trois et ces multiple sont presque nulles. L'inconvénient majeur

de la technique SVPWM est son implémentation un peu délicate par rapport aux autres techniques conventionnelles, mais il possède l'avantage d'augmentation de l'amplitude de la tension de sortie à plus de 16% par rapport aux autres techniques et sa possibilité de fonctionnement dans les régions de sur-modulation.

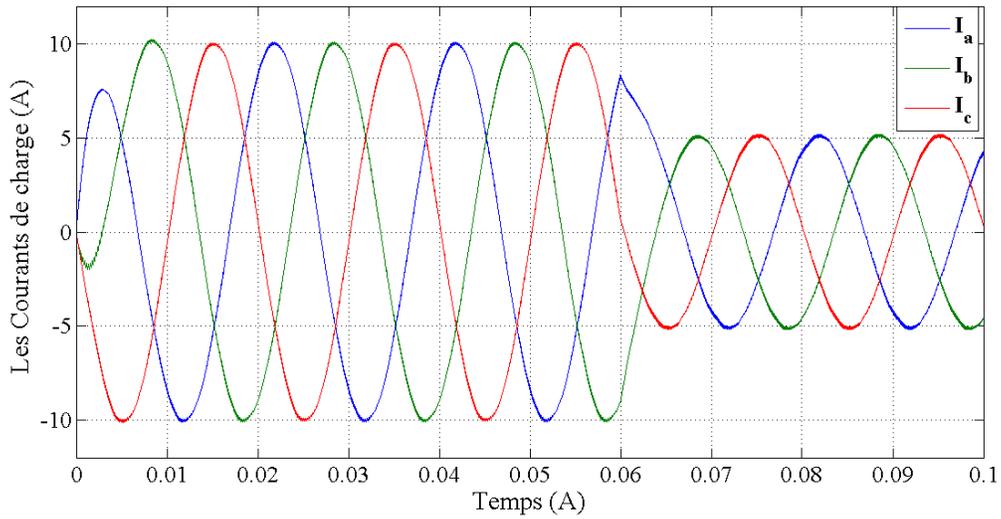


FIGURE 3.9 – Les courants dans les trois phases de la charge avec la commande SVPWM

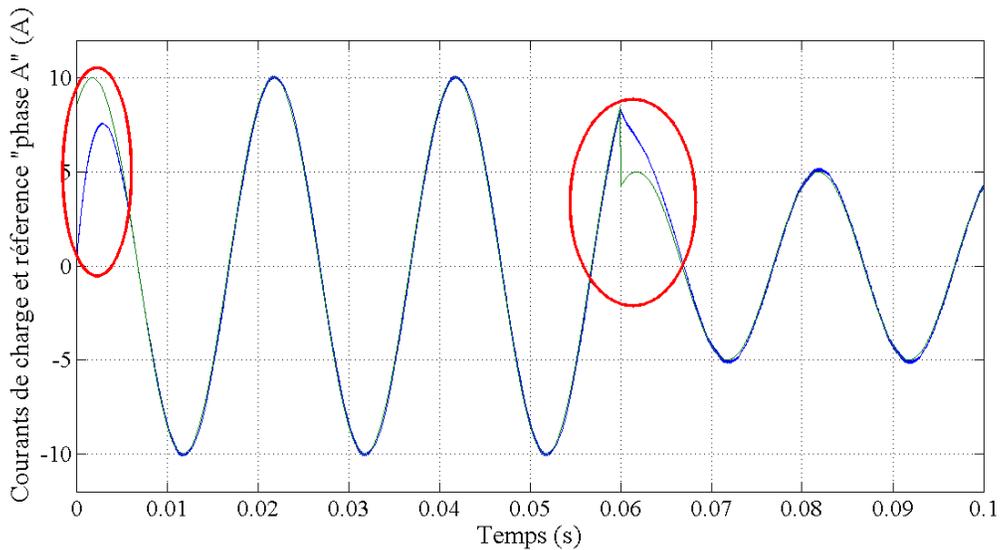


FIGURE 3.10 – Le courant dans la phase « a3 de charge et le courant de référence avec la commande SVPWM

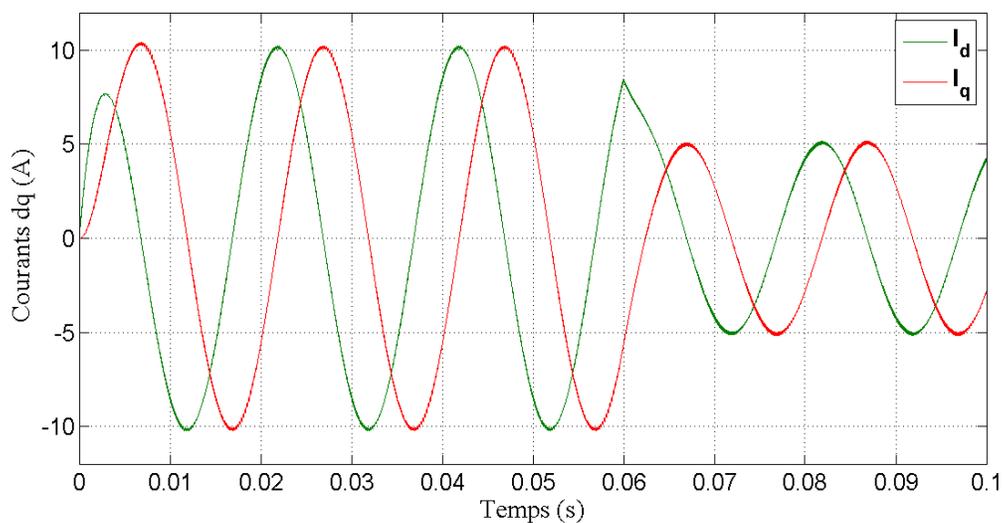


FIGURE 3.11 – Les courants biphasés de la charge selon les axes d et q avec la commande SVPWM

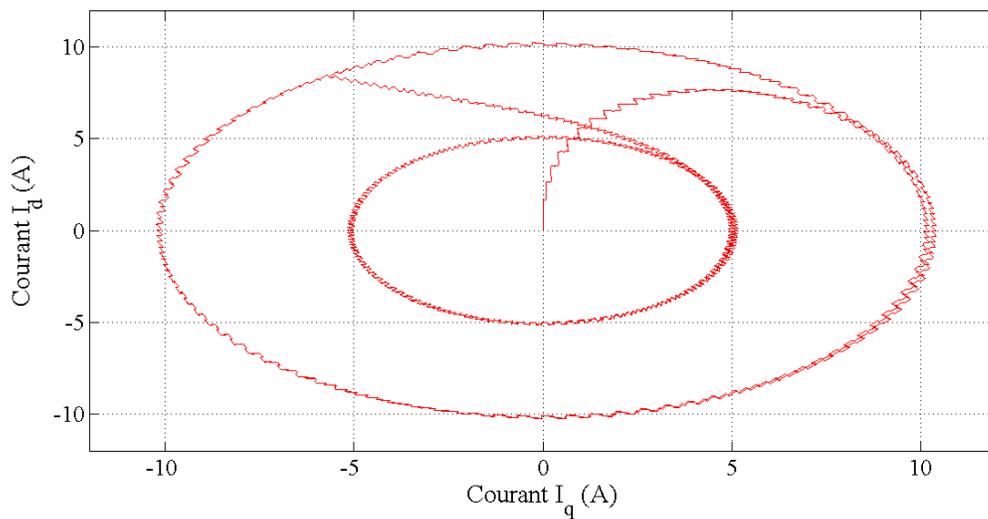


FIGURE 3.12 – La dynamique des courants biphasés dans le plan dq avec la commande SVPWM

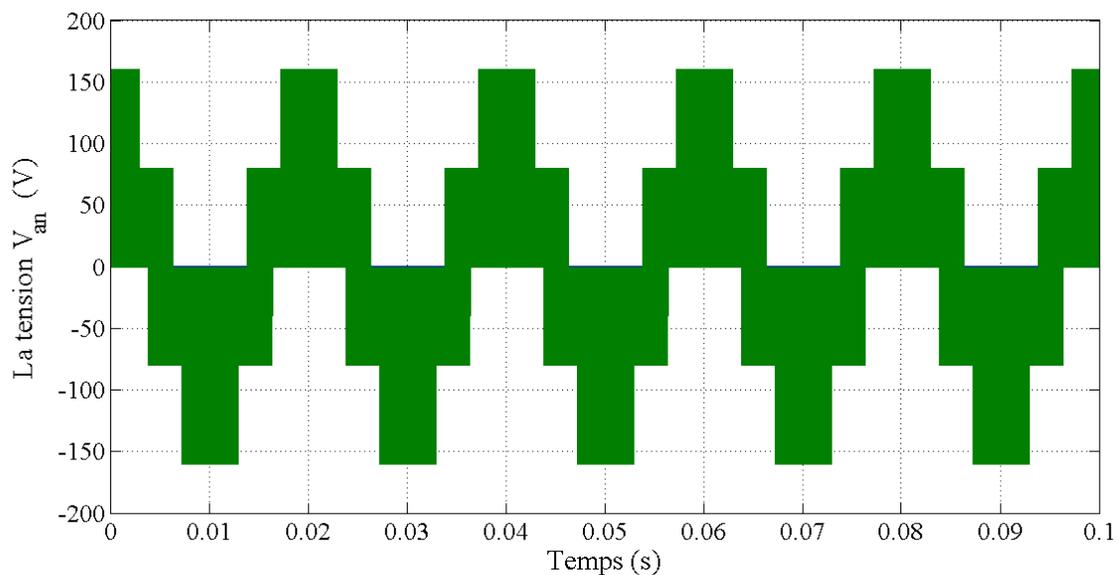


FIGURE 3.13 – La tension aux bornes de la charge phase « A » avec la commande SVPWM

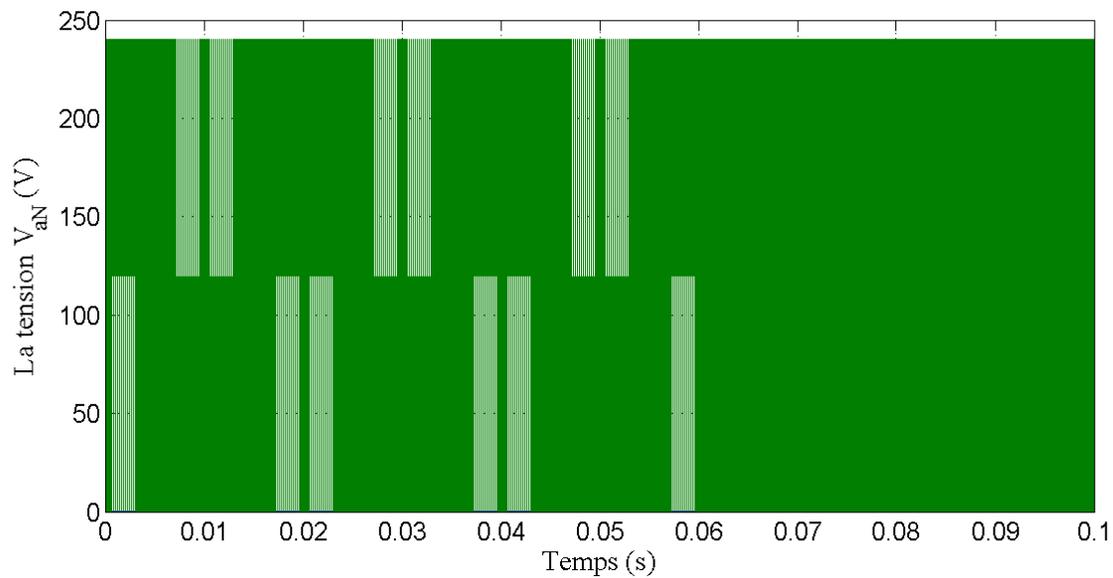


FIGURE 3.14 – La tension à la sortie de l'onduleur de la phase « A » avec la commande SVPWM

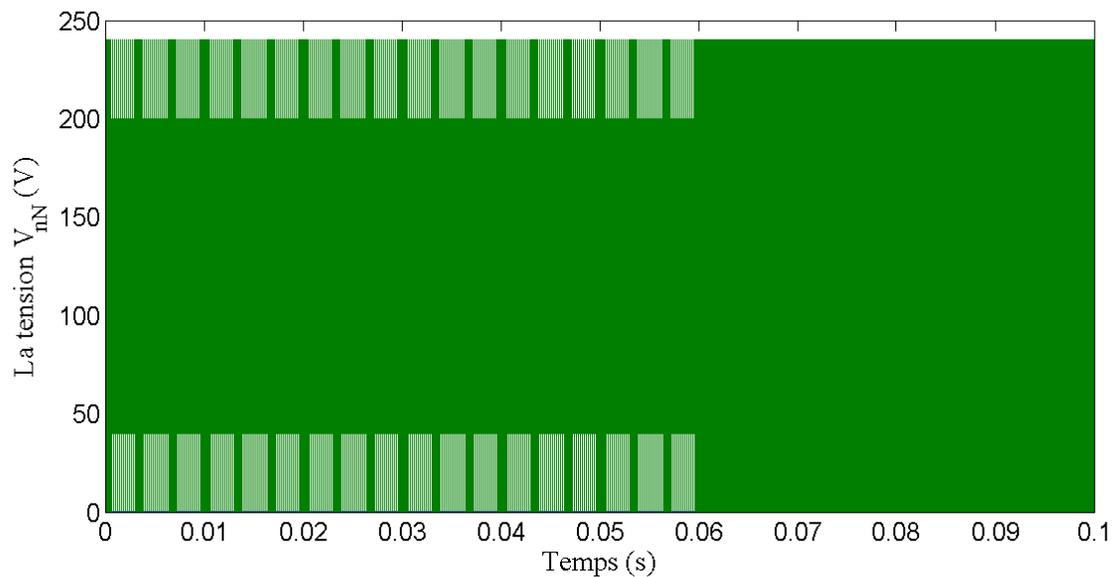


FIGURE 3.15 – La tension entre le point neutre de la charge « n » et le neutre réel « N » avec la commande SVPWM

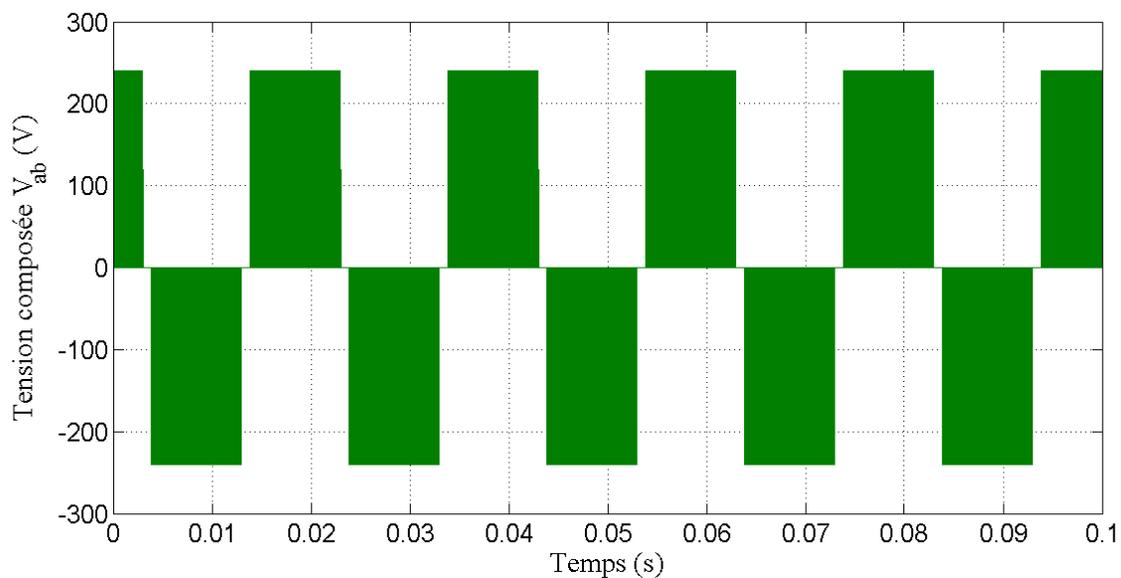


FIGURE 3.16 – La tension entre les phases « A » et « B » avec la commande SVPWM

### 3.4.2 Résultats de simulation de la commande SVPWM

Le modèle présenté dans la figure 3.7 est utilisée pour la simulation de la commande prédictive à base de modèle pour un onduleur triphasé. On va prendre la même topologie que dans le cas précédent. La commande MPC est basée sur le control du courant de charge et non pas sur la tension de sortie. Pour se faire on va prendre la dynamique du courant de référence similaire du courant obtenue dans le cas de la commande SVPWM. La Figure 3.17 présent les courants dans les trois phases de la charge avec une variation de charge à l'instant 0.06 s. On remarque bien dans la Figure 3.18 que le courant de la charge de phase « A » suit la dynamique du courant de référence, il est clair que la poursuite durant le régime transitoire ou changement de la charge est très rapide, cette dynamique est incomparable par rapport aux commandes conventionnelles. On peut déduire aussi la même remarque pour les courants biphasés selon les deux axes d-q Figure 3.19. La présentation de l'allure de la courbe du courant  $I_d$  en fonction du courant  $I_q$  dans le plan formé par les axes d-q est parfaitement circulaire ou on peut tirer une remarque important concernant le taux de distorsion du courant qui a une valeur un peu plus grande que dans le cas précédent. On peut expliquer ce comportement par le temps d'échantillonnage de cette technique, si on augmenter ce temps on peut obtenir des résultats meilleurs que ceux obtenus avec la commande SVPWM. D'autre il est à noter que les pertes par commutation dans les interrupteurs de puissance sont limités due au nombre limité de commutations qui est une caractéristique prépondérant dans la technique MPC. Les figures 3.20, 3.21, 3.22 et 3.23 représentent la tension aux bornes de la charge par rapport au point neutre de l'étoile, la tension de phase à la sortie de l'onduleur, la tension entre le point neutre de l'étoile et le point neutre effectif et finalement la tension entre phase. On remarque que les commutations ne sont pas assez concentrées comme dans le cas de la technique SVPWM. La tension  $V_{nN}$  peut avoir une valeur efficace réduite par rapport à la technique précédente qui présente un avantage en plus, surtout avec les applications des machines électrique où la présence de cette tension peut provoquer la détérioration rapide des enroulements. Les tensions  $V_{an}$  et  $V_{ab}$  sont bien symétriques où les harmonique du rang trois et ces multiple sont presque nulles. Un autre avantage c'est la simplicité de l'implémentation de la commande MPC qui exige du côté software un microprocesseur un peu rapide avec un choix judicieux de la fonction du coût.

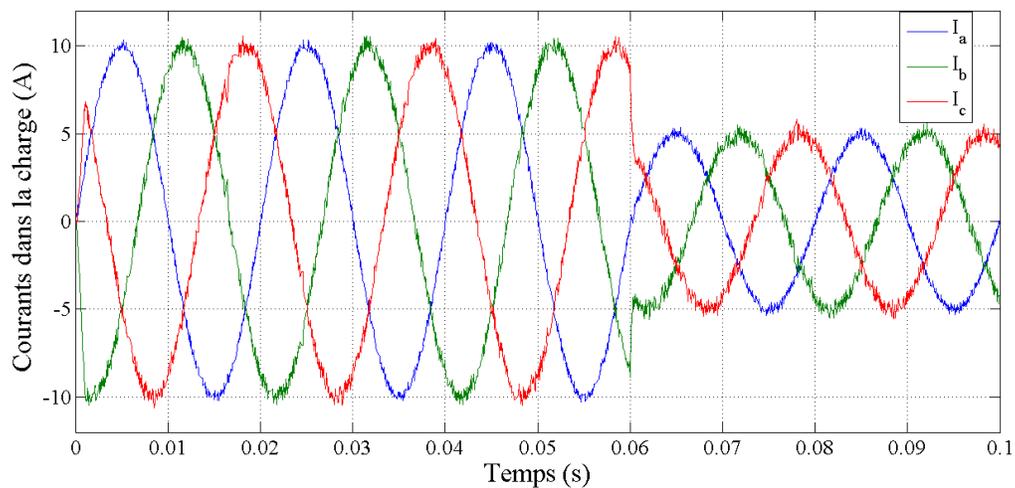


FIGURE 3.17 – Les courants dans les trois phases de la charge avec la commande MPC

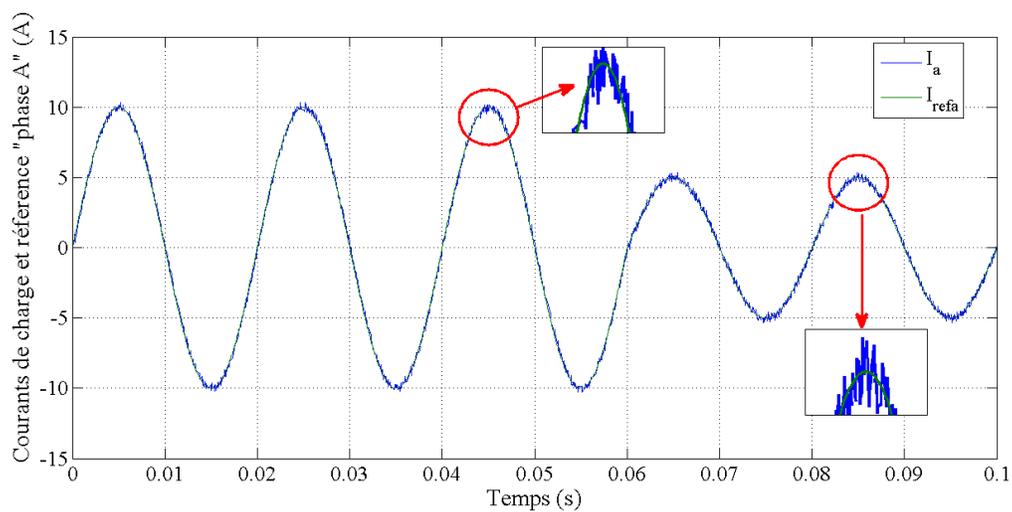


FIGURE 3.18 – Le courant dans la phase « a3 de charge et le courant de référence avec la commande MPC

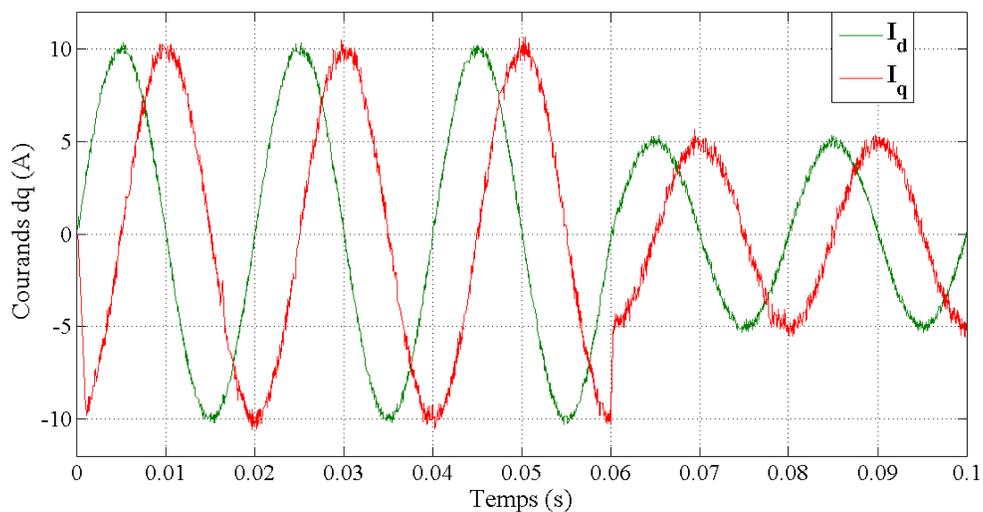


FIGURE 3.19 – Les courants biphasés de la charge selon les axes d et q avec la commande MPC

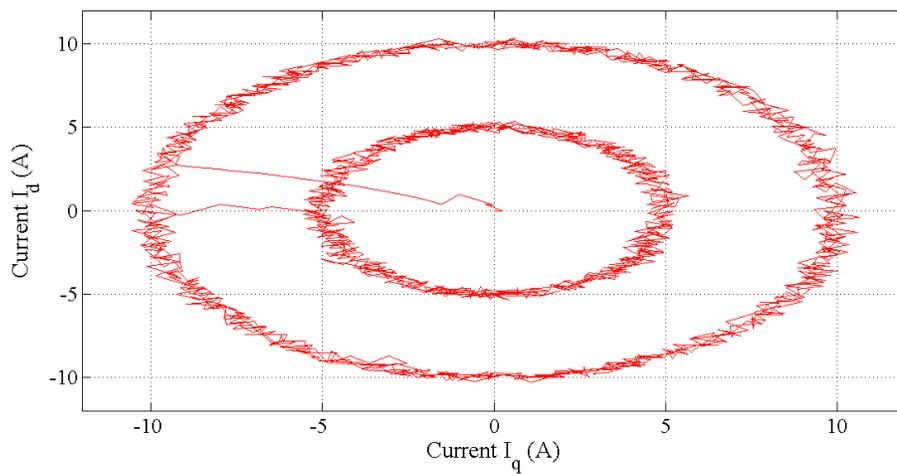


FIGURE 3.20 – La dynamique des courants biphasés dans le plan dq avec la commande MPC

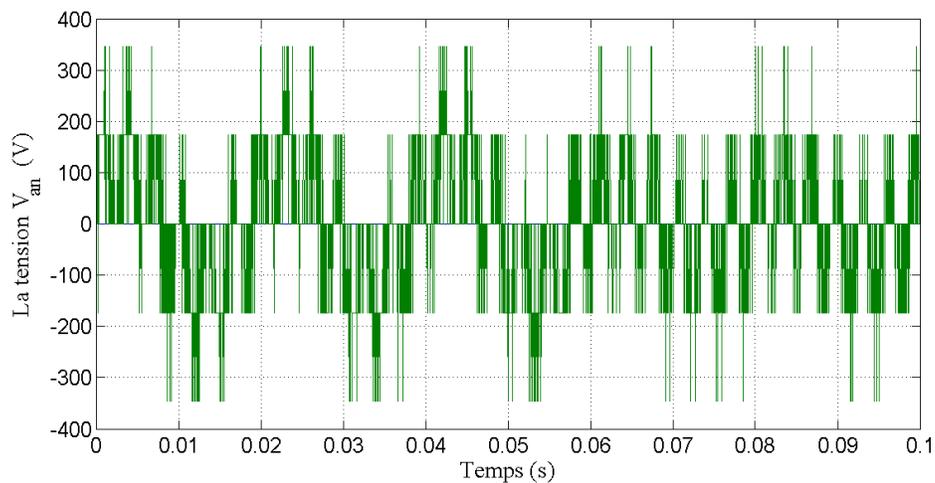


FIGURE 3.21 – La tension aux bornes de la charge phase « A » avec la commande MPC

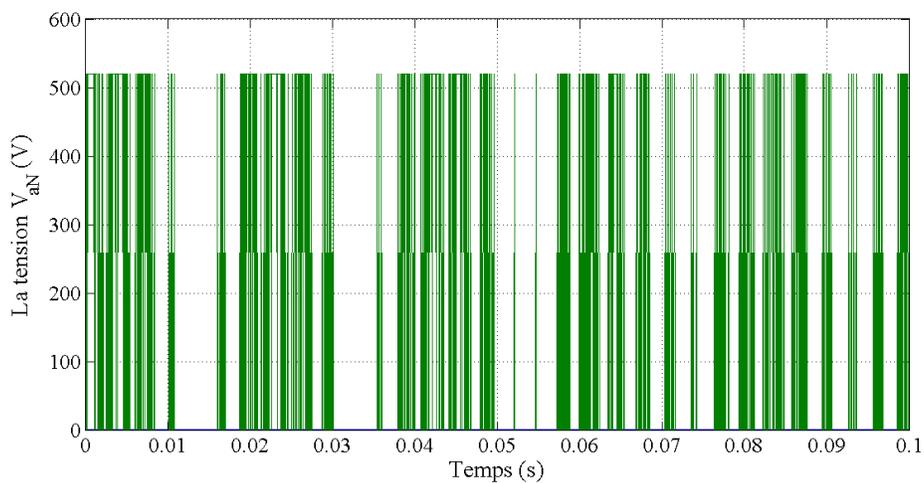


FIGURE 3.22 – La tension entre le point neutre de la charge « n » et le neutre réel « N » avec la commande MPC

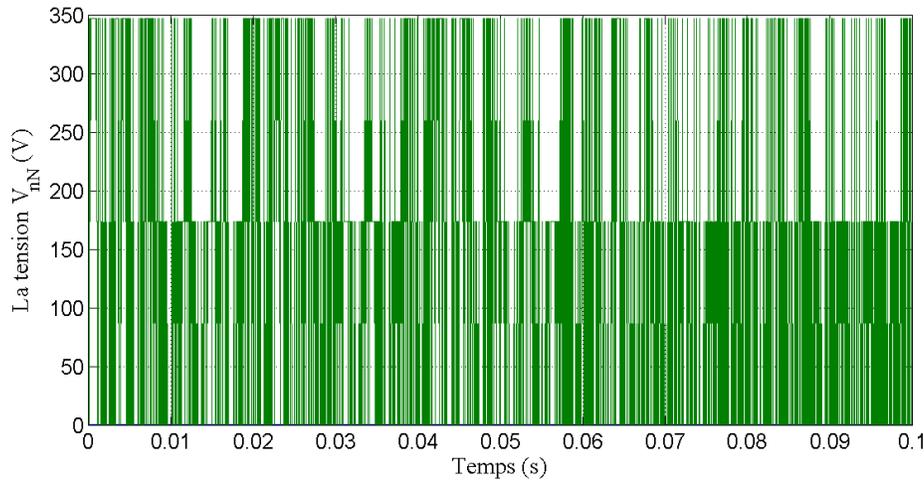


FIGURE 3.23 – La tension entre les phases « A » et « B » avec la commande MPC

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté dans la première partie les techniques conventionnelles utilisées pour la commande des onduleurs triphasés à deux niveaux à savoir la commande plein onde, la commande décalé et la commande MLI vectorielle. Dans la deuxième partie on a présenté la commande MPC appliquée au même onduleur. Pour se faire on 'a présenté une fonction de coût inspiré de la nature discrète de ce type de convertisseurs ou sa valeur minimale est déterminée sur chaque période d'échantillonnage parmi les différentes valeurs de cette fonction qui sont correspondant aux différentes éventuelles combinaisons des états de ce convertisseur. Ce chapitre est terminé par les résultats de simulation de la commande SVPWM et la commande MPC pour un onduleur triphasé alimentant une charge triphasé équilibre en étoile de nature inductive. Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que les deux technique ont permet une poursuite convenable du courant de référence, mais la commande MPC est la meilleurs de point de vue simplicité d'implémentation.

---

# 4 La commande prédictive à base de modèle (MPC) appliquée à un onduleur triphasé

## 4.1 Introduction

Durant les dernières années, la commande du courant qui alimente les équipements électriques multi-phases est devenue une discipline de recherche récente qui a attiré l'attention de beaucoup de chercheurs et acteurs industriels.

L'alimentation de tels équipements exige un nombre de phase plus que trois phases, chose qui n'est pas disponible sur les réseaux électriques basse tension actuel. Certes qu'on peut utiliser des transformateurs à sortie multiphasée pour assurer cette fonctionnalité qui apparut jusqu'au présent très spécifique. Malheureusement cette solution est très fastidieuse de point de vue technique et économique. Cependant, nous avons de la chance où le développement des convertisseurs statiques d'électronique de puissance nous a permis de réaliser cette fonctionnalité pour avoir un nombre de phase quelconque à la sortie des onduleurs de toutes les topologies existant actuellement. Pour avoir un système de tensions à la sortie des onduleurs multiphasé le plus proche que possible du système de référence ou désiré, plusieurs chercheurs ont développés récemment des algorithmes de commande qui ont été adoptés aux applications spécifiques. Parmi les problèmes majeurs confrontés lors de la réalisation pratiques de ce type des onduleurs est la nécessité de plus des composantes électroniques dans les circuits de commande, un temps de calcul élevé qui nécessite aussi des microprocesseurs plus rapide et des algorithmes de commande plus complexe qui nécessite une maîtrise et une optimisation convenables [102]-[?].

Dans ce chapitre on présente la commande prédictive à base de modèle appliquée à un onduleur cinq phases alimentant une charge cinq phases de type RL, où la proposition de

L'optimisation du facteur de poids est présentée en détail en se basant sur les résultats de deux autres méthodes qui ont été utilisées précédemment pour la commande de ce type d'onduleur. Pour se faire on va présenter la commande de l'onduleur cinq phases avec trois types de commande, à savoir la commande pleine onde dite à six-étape (six-step), la commande LLI vectorielle (Space vector PWM –SVPWM) et la commande MPC sujet de notre thèse.

## 4.2 La commande pleine onde (dix étapes ou ten-steps)

L'onduleur est composé de cinq-bras, dans chaque bras il y a deux interrupteurs semi-conducteurs de puissance similaire et bidirectionnels. L'interrupteur haut est connecté à la borne positive de la source DC et l'interrupteur en bas est connecté à la borne négative de la source DC. Ces deux interrupteurs du même bras fonctionnent en régime complémentaire à fin d'éviter de court-circuiter la source DC. Il est à noter que les cinq bras sont identiques avec la seule différence qui réside dans le déphasage entre les signaux de commande issue à partir du circuit de commande géré impérativement par l'algorithme de commande utilisée. Le fonctionnement complémentaire est garanti par une commande décalée de 180° entre les deux interrupteurs de chaque bras[102]-[?].

Le passage de l'état ON à l'état OFF des interrupteurs semi-conducteurs de puissance d'un onduleur idéal, comme celle utilisée de notre simulation, ne prend pas en considération le temps mort ou le délai entre la fermeture/ouverture des deux interrupteurs de même bras et vis-versa.

Dans la commande pleine onde chaque interrupteur devient passant/ bloqué pendant la moitié de la période de la tension de référence ou la fondamentale de la tension de sortie. Il est à noter que les interrupteurs du haut des cinq bras sont décalés successivement par un angle de 72°, d'autre part les interrupteurs du bas sont décalés dans chaque bras ou phase par rapport aux interrupteurs du haut de 180°. Une remarque importante qu'on doit prendre en considération, c'est qu'on permet uniquement qu'un interrupteur passe d'un état à un autre, c.-à-d. que deux ou plus interrupteur ne peuvent changer d'état simultanément. Le schéma de principe d'un onduleur cinq phases est présenté dans la figure 4.1.

### 4.2.1 Les tensions de sorties de l'onduleur

Dans ce mode de fonctionnement, la tension de sortie a une amplitude maximale, ainsi que les pertes de commutation sont minimales. Cependant, la forme d'onde de sortie dans ce mode est riche en harmonique, surtout les composantes harmonique de faible fréquence qui

sont dominantes d'une manière considérable, ce qui diminue les performances du courant dans la charge. L'interrupteur supérieur est en position "ON" lorsque le courant de charge est positif (courant circulant de l'onduleur vers la charge) et que le point de sortie de la phase est connecté au pôle positive de la tension DC d'entrée, et la diode antiparallèle aux bornes de l'interrupteur supérieur est en position "ON" lorsque le courant de charge est négatif alors que la tension de sortie est reliée au pôle positive. L'interrupteur inférieur est mis en conduction lorsque le courant de charge est positif et que le point de sortie de phase est reliée au pôle négative de la tension d'entrée DC ou la polarité zéro selon le choix de la topologie (selon le choix de la liaison DC d'entrée, c'est-à-dire  $+V_{dc}$  et 0 ou  $+0,5V_{dc}$  et  $-0,5V_{dc}$ ) et la diode antiparallèle inférieure est mise en conduction pour un courant de charge négatif. Ceci est illustré dans la figure 4.2. Les tensions de possible de sortie de l'onduleur pour la commande pleine onde (ou à dix-étapes) de l'onduleur de tension à cinq phase selon les différentes possibilités des états des interrupteurs sont représentées dans le Tableau 4.1.

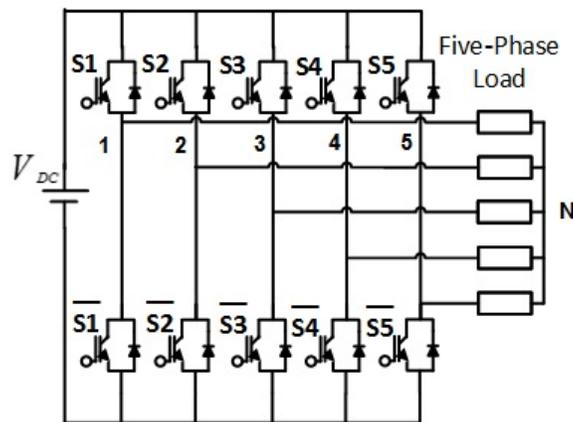


FIGURE 4.1 – Topologie d'onduleur à cinq phases

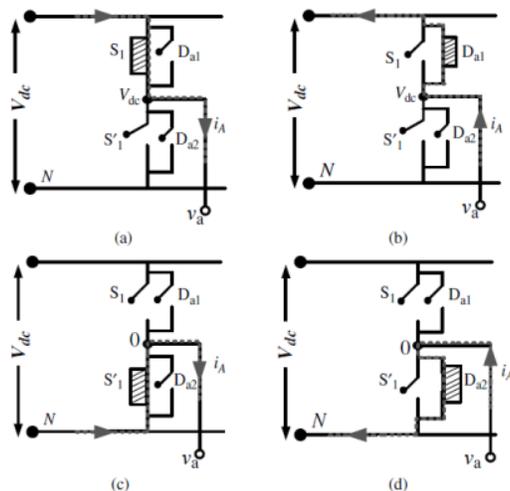


FIGURE 4.2 – État de commutation du bras A de l'onduleur de tension cinq phases( (a et c)  $i_A > 0$ ; (b et d)  $i_A < 0$

TABLE 4.1 – Tensions à la sortie de chaque pole pour le mode dix étapes

Etape	S1	S2	S3	S4	S5	$V_A$	$V_B$	$V_C$	$V_D$	$V_E$
1	1	1	0	0	1	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	0	$V_{dc}$
2	1	1	0	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	0	0
3	1	1	1	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	0
4	0	1	1	0	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	0
5	0	1	1	1	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0
6	0	0	1	1	0	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0
7	0	0	1	1	1	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$
8	0	0	0	1	1	0	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$
9	1	0	0	1	1	$V_{dc}$	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$
10	1	0	0	0	1	$V_{dc}$	0	0	0	$V_{dc}$

Le retard de commutation entre les deux phases consécutives est de  $360^\circ/5 = 72^\circ$  ou  $\pi/5$ . Le «temps mort» n'est pas considéré ici car ce convertisseur est considéré comme idéal. Mais pour aucun convertisseur idéal, les interrupteurs d'alimentation supérieure et inférieure sont désactivés. Le temps mort évite les interrupteurs de protection des courts circuits. Il est impossible que deux interrupteurs tournent sur ON en même temps. Lorsque le temps mort est augmenté, le THD est également augmenté. Par conséquent, le signal de sortie sera affecté.

La charge est une charge triphasée connectée en étoile.

Le signal de commutation pour ce mode est donné à la figure 4.2. La relation entre les

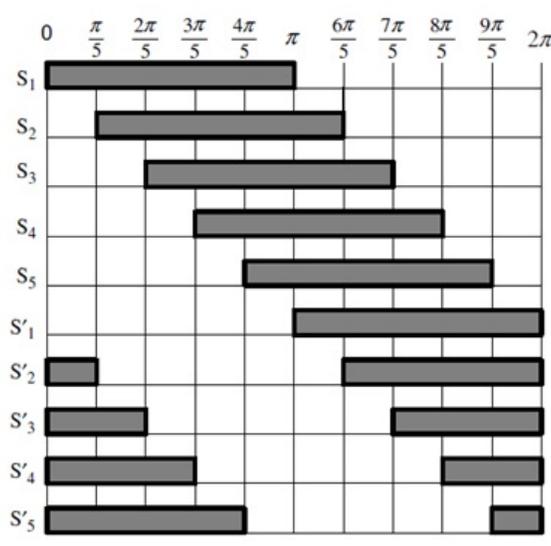


FIGURE 4.3 – État de commutation du bras A de l'onduleur de tension cinq phases( (a et c)  $i_A > 0$ ; (b et d)  $i_A < 0$ )

tensions de phase de sortie des différentes phases (les points de phase de chaque bras) et l'état de commutation des interrupteurs du haut est donnée comme suit :

$$V_k = S_k V_{dc}; k \in A, B, C, D, E \tag{4.1}$$

où  $S_k = 1$  lorsque l'interrupteur supérieur est en position "ON" et  $S_k = 0$  lorsque l'interrupteur inférieur est en position "ON" Tableau 4.1.

Si l'on suppose que la charge soit une charge à cinq phases connectée en étoile, la relation entre la tension de phase et le neutre de la charge et les tensions de phase peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned} V_A(t) &= V_a(t) + V_{nN}(t) \\ V_B(t) &= V_b(t) + V_{nN}(t) \\ V_C(t) &= V_c(t) + V_{nN}(t) \\ V_D(t) &= V_d(t) + V_{nN}(t) \\ V_E(t) &= V_e(t) + V_{nN}(t) \end{aligned} \tag{4.2}$$

où  $v_{nN}$  est la différence de tension entre le point étoile n de la charge et le borne négatif du bus continue (DC), Il est appelée "la tension en mode commun". Cette tension de mode commun est responsable des courants de fuite dans les parties métalliques reliées à la terre,

tels que les roulements des machines [112]-[?]. Les techniques de commande doivent prendre en compte la minimisation ou l'élimination de cette tension indésirable.

En ajoutant chaque terme de l'équation précédente, et en mettant la somme des tensions phase-neutre à zéro (en supposant une tension équilibrée à cinq phases dont la somme instantanée est toujours nulle), on obtient :

$$V_{nN}(t) = (1/5)(V_A(t) + V_B(t) + V_C(t) + V_D(t) + V_E(t)) \quad (4.3)$$

En substituant l'équation (4.3) dans l'équation (4.2), on obtient les expressions suivantes pour les tensions phase-neutre :

$$\begin{aligned} V_a(t) &= (4/5)V_A(t) - (1/5)(V_B(t) + V_C(t) + V_D(t) + V_E(t)) \\ V_b(t) &= (4/5)V_B(t) - (1/5)(V_A(t) + V_C(t) + V_D(t) + V_E(t)) \\ V_c(t) &= (4/5)V_C(t) - (1/5)(V_B(t) + V_A(t) + V_D(t) + V_E(t)) \\ V_d(t) &= (4/5)V_D(t) - (1/5)(V_B(t) + V_C(t) + V_A(t) + V_E(t)) \\ V_e(t) &= (4/5)V_E(t) - (1/5)(V_B(t) + V_C(t) + V_D(t) + V_A(t)) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Cette équation peut également être écrite sous une autre forme en utilisant la définition de la fonction de commutation de l'équation (4.1) :

$$\begin{aligned} V_a(t) &= \left(\frac{V_{dc}}{5}\right) [4S_A - S_B - S_C - S_D - S_E] \\ V_b(t) &= \left(\frac{V_{dc}}{5}\right) [4S_B - S_A - S_C - S_D - S_E] \\ V_c(t) &= \left(\frac{V_{dc}}{5}\right) [4S_C - S_B - S_A - S_D - S_E] \\ V_d(t) &= \left(\frac{V_{dc}}{5}\right) [4S_D - S_B - S_C - S_A - S_E] \\ V_e(t) &= \left(\frac{V_{dc}}{5}\right) [4S_E - S_B - S_C - S_D - S_A] \end{aligned} \quad (4.5)$$

Ces tensions sont présentées dans le tableau 4.2

## 4.2.2 Les tensions entre phases et neutre

Les tensions entre phases et neutre sont reportées dans le tableau 4.2. La forme d'onde correspondante est donnée dans la figure 4.3.

TABLE 4.2 – Tensions entre phase et neutre pour le mode dix étapes

<i>Etape</i>	<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>S5</i>	$V_A$	$V_B$	$V_C$	$V_D$	$V_E$
1	1	1	0	0	1	$2/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$	$-3/5 V_{dc}$	$-3/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$
2	1	1	0	0	0	$3/5 V_{dc}$	$3/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$
3	1	1	1	0	0	$2/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$	$-3/5 V_{dc}$	$-3/5 V_{dc}$
4	0	1	1	0	0	$-2/5 V_{dc}$	$3/5 V_{dc}$	$3/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$
5	0	1	1	1	0	$-3/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$	$-3/5 V_{dc}$
6	0	0	1	1	0	$-2/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$	$3/5 V_{dc}$	$3/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$
7	0	0	1	1	1	$-3/5 V_{dc}$	$-3/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$
8	0	0	0	1	1	$-2/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$	$3/5 V_{dc}$	$3/5 V_{dc}$
9	1	0	0	1	1	$2/5 V_{dc}$	$-3/5 V_{dc}$	$-3/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$	$2/5 V_{dc}$
10	1	0	0	0	1	$3/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$	$-2/5 V_{dc}$	$3/5 V_{dc}$

Les tensions de ligne adjacentes  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{cd}$ ,  $v_{de}$  et  $v_{ea}$  sont calculées à partir des valeurs des tensions de phase du tableau précédent, et les valeurs résultantes sont regroupé dans le tableau 4.3. De même, des tensions de ligne non adjacentes  $v_{ac}$ ,  $v_{bd}$ ,  $v_{ce}$ ,  $v_{da}$  et  $v_{eb}$  sont obtenues et regroupé dans le tableau 4.4.

TABLE 4.3 – Tensions de ligne adjacentes pour le mode dix étapes

<i>Mode</i>	<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>S5</i>	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{cd}$	$V_{de}$	$V_{ea}$
1	1	1	0	0	1	0	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	0
2	1	1	0	0	0	0	$V_{dc}$	0	0	$-V_{dc}$
3	1	1	1	0	0	0	0	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
4	0	1	1	0	0	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$	0	0
5	0	1	1	1	0	$-V_{dc}$	0	0	$V_{dc}$	0
6	0	0	1	1	0	0	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$	0
7	0	0	1	1	1	0	$-V_{dc}$	0	0	$V_{dc}$
8	0	0	0	1	1	0	0	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$
9	1	0	0	1	1	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	0	0
10	1	0	0	0	1	$V_{dc}$	0	0	$-V_{dc}$	0

TABLE 4.4 – tensions de ligne non adjacentes pour le mode dix étapes

Mode	S1	S2	S3	S4	S5	$V_{ac}$	$V_{bd}$	$V_{ce}$	$V_{da}$	$V_{eb}$
1	1	1	0	0	1	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
2	1	1	0	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
3	1	1	1	0	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
4	0	1	1	0	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
5	0	1	1	1	0	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
6	0	0	1	1	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0
7	0	0	1	1	1	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$
8	0	0	0	1	1	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$
9	1	0	0	1	1	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$
10	1	0	0	0	1	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	$V_{dc}$

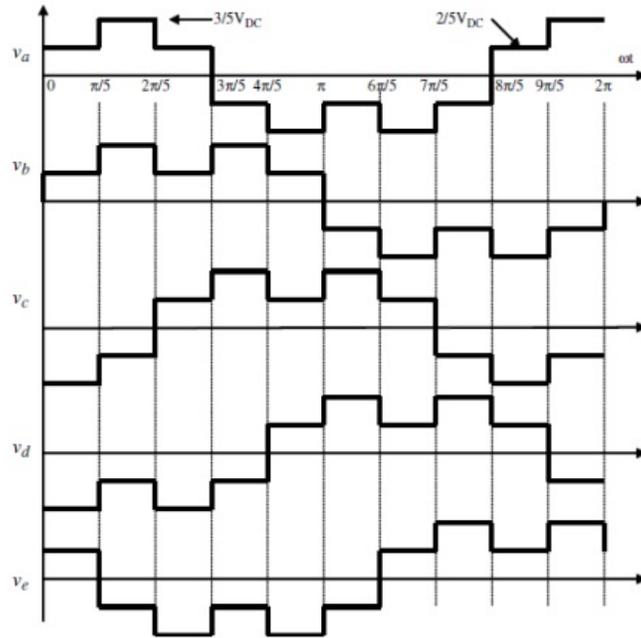


FIGURE 4.4 – Tensions entre phases et neutre pour le mode dix étapes

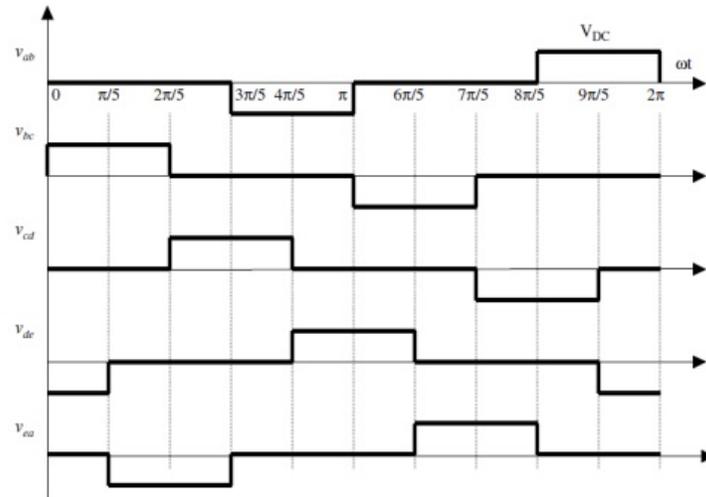


FIGURE 4.5 – tensions de ligne adjacentes pour le mode dix étapes

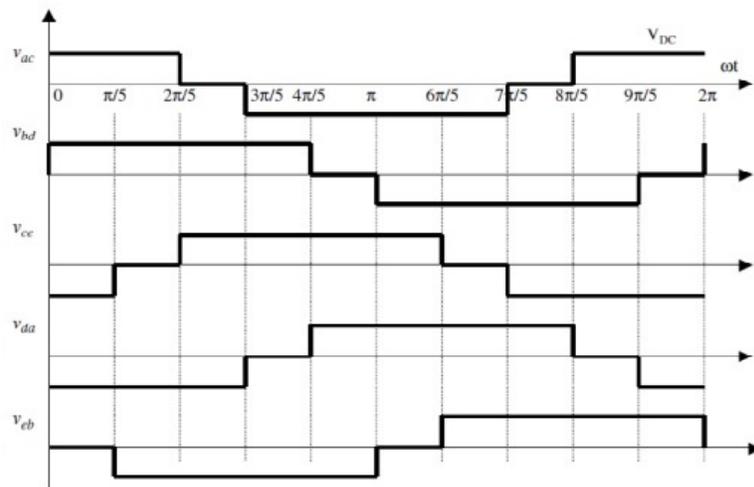


FIGURE 4.6 – tensions de ligne non adjacentes pour le mode dix étapes

### 4.3 Le principe SVPWM

En général, l'onduleur à deux niveaux à  $n$ -phases possède  $2^n$  vecteurs spatiaux dont  $(2^n - 2)$  sont des vecteurs spatiaux actifs tandis que 2 sont des vecteurs spatiaux nuls. Ils s'étendent dans l'espace de  $360^\circ$ , formant  $2.n$  secteurs, conduisant à  $(180/n)^\circ$  de chaque secteur.

La transformation du vecteur pour un système à  $n$  phases ( $n$  nombre impair) conduit à une composante nulle et à  $(n - 1)/2$  sous-espace à deux dimensions. En d'autres termes,

nous avons zéro composante, une composante (composante fondamentale), et  $(n - 3)/2$   $xy$  composantes  $xy$ (composantes harmoniques).

Les différents systèmes peuvent être formulés comme suit :

$$v_{\alpha\beta} = v_{\alpha} + jv_{\beta} \quad (4.6)$$

$$v_{ixy} = \begin{cases} v_{ix} + jv_{iy} & \text{if } n \geq 5 \\ 0 & \text{if } n = 3 \end{cases} \quad (4.7)$$

Où :  $i \in [1, \dots, (n - 1)/3]$

Les deux composantes du sous-système  $\alpha\beta$  peuvent être exprimées comme suit :

$$v_{\alpha\beta} = \frac{2}{n} (a^0 v_1 + a^1 v_2 + a^2 v_3 + \dots + a^{(n-1)} v_n) \quad (4.8)$$

De même pour le sous-système  $xy$ , les deux composantes peuvent être obtenues par l'équation suivante :

$$v_{ixy} = \frac{2}{n} (a^0 v_1 + a^{i+1} v_2 + a^{2(i+1)} v_3 + \dots + a^{(n-2)(i+1)} v_n + a^{(n-1)(i+1)} v_n) \quad (4.9)$$

Où :  $a^m = e^{jm\frac{2\pi}{n}}$ ,  $m \in [0, 1, \dots, (n - 1)]$

Pour un système triphasé  $n = 3$ , il n'y a qu'une composante nulle et un sous-système dq. Alors que, pour un système à cinq phases  $n = 5$ , il y a une composante nulle, un sous-système dq et un sous-système  $xy$ .

$$v_{\alpha\beta} = \frac{2}{5} (a^0 v_1 + a^1 v_2 + a^2 v_3 + a^3 v_4 + a^4 v_5) \quad (4.10)$$

$$v_{1xy} = \frac{2}{5} (a^0 v_1 + a^2 v_2 + a^4 v_3 + a^6 v_4 + a^8 v_5) \quad (4.11)$$

Où :  $a = e^{j\frac{2\pi}{5}}$

### 4.3.1 Tensions de phase

Dans le cas général de l'onduleur polyphasé à deux niveaux, la tension de sortie de chaque branche est fonction des états de commutation et de la tension continue d'entrée, elle peut s'exprimer comme suit :

$$V = S.V_{dc} \quad (4.12)$$

Où :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{(n-1)} \\ V_n \end{bmatrix}, S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_{(n-1)} \\ S_n \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Ces tensions peuvent être exprimées comme suit :

$$V = V_N + V_{N0} \cdot I_{N0} \quad (4.14)$$

Ou :

$$V = \begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ \vdots \\ V_{(n-1)N} \\ V_{nN} \end{bmatrix}, I_{N0} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

La tension appliquée à la charge dans la phase  $j^{th}$  liée au point commun  $N$  des  $n$  phases de charge, peut être exprimée en fonction des états de commutation  $S_j$  et de la tension d'entrée  $DC$  comme suit :

$$V_{jN} = \frac{V_{dc}}{n} \left( (n-1)S_j - \sum_{\substack{jj=1 \\ jj \neq j}}^n S_{jj} \right) \quad (4.16)$$

Dans le cas d'un onduleur cinq phases, cette tension sera exprimée comme :

$$V_{jN} = \frac{V_{dc}}{5} \left( 4.S_j - \sum_{\substack{jj=1 \\ jj \neq j}}^n S_{jj} \right) \quad (4.17)$$

Ou :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix}, S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$V_N = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix}, I_{N0} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Contrairement à l'onduleur triphasé dans lequel deux vecteurs voisins dans un secteur sont nécessaires pour générer la tension de sortie requise, quatre vecteurs parmi les vecteurs moyen et large dans le plan  $\alpha\beta$  sont recommandés pour créer la tension de sortie requise de l'onduleur cinq phases illustré sur la figure. 4.6.

Pour obtenir une forme d'onde symétrique des tensions de sortie avec des harmoniques réduites. Le vecteur zéro est également utilisé avec les quatre vecteurs pour former le vecteur spatial suivant la forme d'onde de référence

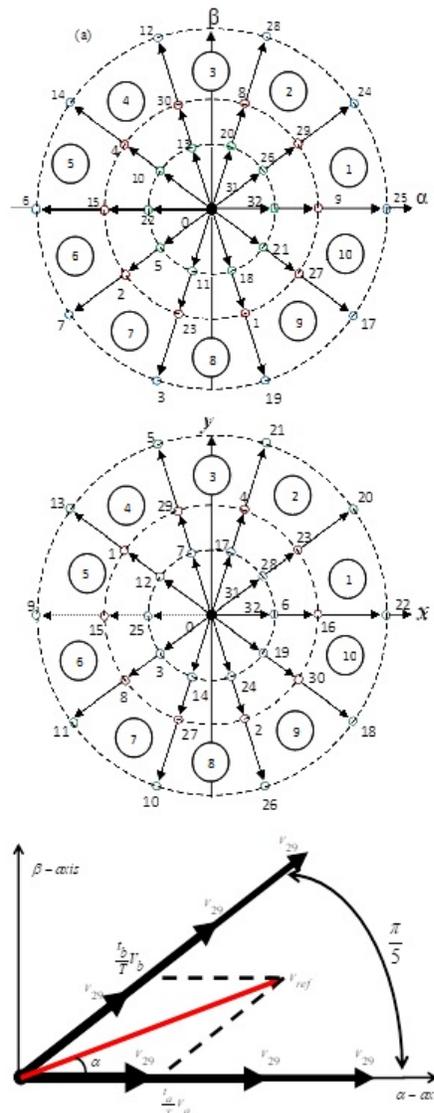


FIGURE 4.7 – le principe de la commande SVPWM

**Figure 4.6.** (a) Les vecteurs d'espace de tension possibles de la tension de sortie de l'onduleur à cinq phases dans la plan  $\alpha\beta$  , (b) Les vecteurs d'espace de tension possibles de la tension de sortie de l'onduleur à cinq phases dans la plan  $\alpha\beta$ , (c) le principe du SVPWM.

La figure 4.6. montre la présentation du premier secteur, où le vecteur de référence peut être formé en utilisant deux grands vecteurs  $V_{24}$  et  $V_{25}$  et deux vecteurs moyens  $V_{29}$  et  $V_{16}$ .

Le module de tous les vecteurs larges est la même pour tous les vecteurs. Elle peut être calculée comme suit :

$$V_l = \frac{4}{5}V_{dc} \cos\left(\frac{4}{5}\right) = 0.6472V_{dc} \quad (4.20)$$

De même pour le module des moyennes tensions :

$$V_m = \frac{4}{5}V_{dc} = 0.4V_{dc} \quad (4.21)$$

Les tensions de phase peuvent être exprimées comme suit :

$$v_1 = \frac{V_{dc}}{5} \cdot (4S_1 - S_2 - S_3 - S_4 - S_5) \quad (4.22)$$

$$v_2 = \frac{V_{dc}}{5} \cdot (4S_2 - S_1 - S_3 - S_4 - S_5) \quad (4.23)$$

$$v_3 = \frac{V_{dc}}{5} \cdot (4S_3 - S_2 - S_1 - S_4 - S_5) \quad (4.24)$$

$$v_4 = \frac{V_{dc}}{5} \cdot (4S_4 - S_2 - S_3 - S_1 - S_5) \quad (4.25)$$

$$v_5 = \frac{V_{dc}}{5} \cdot (4S_5 - S_2 - S_3 - S_4 - S_1) \quad (4.26)$$

Contrairement à l'onduleur triphasé dans lequel deux vecteurs voisins d'un secteur sont nécessaires pour générer un signal sinusoïdal, il est recommandé d'utiliser quatre vecteurs (vecteurs moyen et large) dans le plan dq pour créer un signal sinusoïdal à cinq phases dans lequel la valeur zéro est générée dans le plan  $xy$ .

### 4.3.2 Le calcul des temps de passage de chaque vecteur

L'application des quatre vecteurs conduit au calcul des temps de l'application de chaque vecteur parmi ces quatre vecteurs et le vecteur zéro. En se basant sur le principe d'équilibre volt-seconde, l'équation suivante est obtenue :

$$T_s \cdot \bar{V}_{ref} = t_a \cdot \bar{V}_a + t_b \cdot \bar{V}_b \quad (4.27)$$

$$V_a = \begin{cases} V_l & \text{during the time } t_{al} \\ V_m & \text{during the time } t_{am} \end{cases} \quad (4.28)$$

$$V_b = \begin{cases} V_l & \text{during the time } t_{bl} \\ V_m & \text{during the time } t_{bm} \end{cases} \quad (4.29)$$

ET

$$t_a = t_{al} + t_{am} \quad (4.30)$$

$$t_b = t_{bl} + t_{bm} \quad (4.31)$$

Où  $T_s$  est le temps de la période de commutation de la modulation vectorielle spatiale qui est la somme de tous les temps d'application des vecteurs utilisés pendant une étape de calcul [107] :

$$T_s = t_a + t_b + t_0 \quad (4.32)$$

$t_0, t_a$  et  $t_b$  présentent les temps d'application du vecteur zéro, du vecteur  $V_a$  et du vecteur  $V_b$  respectivement pendant une période de commutation  $T_s$ .

Étant donné que l'axe  $\alpha$  est l'axe réel et l'axe  $\beta$  est l'axe imaginaire, en se basant sur la figure 4.6. (b), l'équation (4.22) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{aligned} \bar{V}_{ref} &= V_{ref}(\cos(a) + j \sin(a)) \\ \bar{V}_a &= V_a(\cos(0) + j \sin(0)) \\ \bar{V}_b &= V_b(\cos(\frac{\pi}{5}) + j \sin(\frac{\pi}{5})) \end{aligned} \quad (4.33)$$

Les rapports entre les temps d'application des vecteurs larges et des vecteurs moyens pour les vecteurs de droite et les vecteurs de gauche dans un secteur sont constants et ils ont les mêmes valeurs. Ils dépendent du module longueur du vecteur large et du vecteur moyen :

$$\frac{t_{am}}{t_{al}} = \frac{t_{bl}}{t_{bm}} = \frac{t_l}{t_m} = 2 \cos(\frac{\pi}{5}) = 1.618 \quad (4.34)$$

De (17) et (33), les temps d'application des quatre vecteurs actifs peuvent être déduits comme suit :

$$t_{al} = \lambda_l \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\frac{\pi}{5} - \alpha) \quad (4.35)$$

$$t_{bl} = \lambda_l \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\alpha) \quad (4.36)$$

$$t_{am} = \frac{t_{al}}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} = \frac{\lambda_l}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\frac{\pi}{5} - \alpha) \quad (4.37)$$

$$t_{bm} = \frac{t_{bl}}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} = \frac{\lambda_l}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\alpha) \quad (4.38)$$

Par conséquent, le temps d'application du vecteur zéro peut être calculé, sur la base de la condition présentée dans l'équation (4.27), comme suit :

$$t_0 = T_s - t_{al} - t_{am} - t_{bl} - t_{bm} \quad (4.39)$$

Ou :

$$\lambda_l = \frac{5}{\tan(\frac{\pi}{5})} \cdot \frac{1}{1 + 4 \cos^2(\frac{\pi}{5})} = 1.9021 \quad (4.40)$$

De (17) et (33), les temps d'application des quatre vecteurs actifs peuvent être déduits comme suit :

$$t_{al} = \lambda_l \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\frac{\pi}{5} - \alpha) \quad (4.41)$$

$$t_{am} = \frac{t_{al}}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} = \frac{\lambda_l}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\frac{\pi}{5} - \alpha) \quad (4.42)$$

$$t_{am} = \frac{t_{bl}}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} = \frac{\lambda_l}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\alpha) \quad (4.43)$$

Par conséquent, le temps d'application du vecteur zéro peut être calculé sur la base de la condition présentée dans l'équation (4.27) comme suit :

$$t_0 = T_s - t_{al} - t_{am} - t_{bl} - t_{bm} \quad (4.44)$$

Ou :

$$\lambda_l = \frac{5}{\tan(\frac{\pi}{5})} \cdot \frac{1}{1 + 4 \cos^2(\frac{\pi}{5})} = 1.9021 \quad (4.45)$$

### 4.3.3 Généralisation

Enfin, la formule générale pour le calcul des temps d'application pour les quatre vecteurs actifs et le vecteur zéro dans le  $t^{mh}$  secteur  $m = [1...10]$  peut être exprimée comme suit :

$$t_{al}^m = \lambda_l \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(m \frac{\pi}{5} - \alpha) \quad (4.46)$$

$$t_{bl}^m = \lambda_l \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\alpha - (m - 1) \frac{\pi}{5}) \quad (4.47)$$

$$t_{am}^m = \frac{\lambda_l}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\frac{\pi}{5} m - \alpha) \quad (4.48)$$

$$t_{bm}^m = \frac{\lambda_l}{2 \cos(\frac{\pi}{5})} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(\alpha - (m - 1) \frac{\pi}{5}) \quad (4.49)$$

$$t_0^m = T_s - t_{al}^m - t_{bl}^m - t_{am}^m - t_{bm}^m \quad (4.50)$$

### 4.3.4 Séquence d'application des vecteurs

Pour atteindre la contrainte principale imposée par les commutateurs utilisés lors du passage d'un vecteur à un autre vecteur, tout en conservant la règle selon laquelle un seul état de commutation peut être modifié parmi les états du commutateur à cinq phases et pour assurer la symétrie de la forme d'onde obtenue.

La séquence d'application des vecteurs doit être soigneusement sélectionnée, comme indiqué dans le tableau 1. En effet, dans les secteurs impairs, nous appliquons d'abord les vecteurs gauches du vecteur de référence. Quatre vecteurs d'espace actifs voisins et deux vecteurs d'espace zéro sont utilisés dans une période de commutation pour exprimer la tension de référence d'entrée. La seconde moitié de période est le miroir de la première moitié. La transition d'une situation à l'autre ne nécessite qu'un seul changement de commutateur. Dans les secteurs pairs, les vecteurs de droite du vecteur de référence sont d'abord appliqués. Les états de commutation et leurs vecteurs correspondants (amplitude et phase) dans le plan  $\alpha\beta$  et dans le plan  $xy$  sont présentés dans les tableaux 2 et 3.

TABLE 4.5 – ordre de commutation

<b>Ordre de commutation Secteur pair</b>			
Ordre	Vecteur	Etat de commutateur	Temps
1	V32	11111	$t_0/4$
2	V29	10111	$t_{am}/2$
3	V28	00111	$t_{bl}/2$
4	V24	00011	$t_{al}/2$
5	V8	00010	$t_{bm}/2$
6	V0	00000	$t_0/2$
7	V8	00010	$t_{bm}/2$
8	V24	00011	$t_{al}/2$
9	V28	00111	$t_{bl}/2$
10	V29	10111	$t_{am}/2$
11	V32	11111	$t_0/4$
<b>Ordre de commutation Secteur Impair</b>			
Order	Vector	switch state	Time
1	V0	00000	$t_0/4$
2	V16	00001	$t_{am}/2$
3	V24	00011	$t_{bl}/2$
4	V25	10011	$t_{al}/2$
5	V29	10111	$t_{bm}/2$
6	V32	11111	$t_0/2$
7	V29	10111	$t_{bm}/2$
8	V25	10011	$t_{al}/2$
9	V24	00011	$t_{bl}/2$
10	V16	00001	$t_{am}/2$
11	V0	00000	$t_0/4$

TABLE 4.6 – Les vecteurs de tension zéro, moyen et large dans le plan  $\alpha\beta$ .

Vecteur	Plan $\alpha - \beta$		
	Magnitude ( $pu$ )/ $V_{dc}$	angle	secteur
<b>vecteurs Zéro</b>			
$v_0$	0	0	X
$v_{31}$	0	0	X
<b>Vecteurs moyens</b>			
$v_1$	$2/5$	$-\pi/5$	8
$v_2$	$2/5$	$-\pi/5$	6
$v_4$	$2/5$	$2\pi/5$	4
$v_8$	$2/5$	$\pi/5$	2
$v_{15}$	$2/5$	$\pi$	5
$v_{16}$	$2/5$	0	10
$v_{23}$	$2/5$	$-3\pi/10$	7
$v_{27}$	$2/5$	$-\pi/10$	9
$v_{29}$	$2/5$	$\pi/10$	1
$v_{30}$	$2/5$	$-3\pi/10$	3
<b>vecteurs Grandes</b>			
$v_3$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	$-3\pi/10$	7
$v_6$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	$3\pi/10$	5
$v_7$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	$-2\pi/5$	6
$v_{12}$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	$3\pi/10$	3
$v_{14}$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	$2\pi/5$	4
$v_{17}$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	$-\pi/10$	9
$v_{19}$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	$-\pi/5$	8
$v_{24}$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	$\pi/10$	1
$v_{25}$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	0	10
$v_{28}$	$4/5 \cos(\frac{\pi}{5})$	$\pi/5$	2

TABLE 4.7 – Les vecteurs de tension zéro, moyen et large dans le plan  $\alpha\beta$ .

Vecteur	Etat de commutation					Plan $xy$	
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	mag(pu)/ $V_{dc}$	angle
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0
$V_5$	1	0	1	0	0	2/5	$4\pi/5$
$V_9$	1	0	0	1	0	2/5	$2\pi/5$
$V_1$	0	1	0	1	0	0.2472	$4\pi/5$
$V_1$	1	1	0	1	0	2/5	$-2\pi/5$
$V_1$	1	0	1	1	0	0.6472	$-3\pi/5$
$V_1$	1	0	1	1	0	0.6472	$-3\pi/5$
$V_1$	0	1	0	0	1	0.2472	0
$V_2$	0	0	1	0	1	0.2472	$-3\pi/5$
$V_2$	1	0	1	0	1	2/5	$4\pi/5$
$V_2$	0	1	1	0	1	0.6472	$\pi$
$V_2$	0	1	0	1	1	0.6472	$3\pi/5$
$V_1$	1	0	0	0	0	0.6472	$4\pi/5$
$V_2$	0	1	0	0	0	0.2472	$-4\pi/5$
$V_4$	0	0	1	0	0	0.6472	$-4\pi/5$
$V_8$	0	0	0	1	0	0.6472	$3\pi/5$
$V_1$	1	1	1	1	0	2/5	$\pi$
$V_1$	0	0	0	0	1	2/5	0
$V_2$	1	1	1	0	1	0	0.2472
$V_2$	1	1	0	1	1	0	0.6472
$V_2$	1	0	1	1	1	0	0.2472
$V_3$	0	1	1	1	1	0.6472	$-\pi/5$
$V_3$	1	1	0	0	0	0.6472	$-2\pi/5$
$V_6$	0	1	1	0	0	0.6472	0
$V_7$	1	1	1	0	0	2/5	$-\pi/5$

Vecteur	Etat de commutation					Plan $xy$	
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$\text{mag}(\mathbf{pu})/V_{dc}$	angle
$V_1$	0	0	1	1	0	0.2472	$2\pi/5$
$V_1$	0	1	1	1	0	0.2472	$\pi$
$V_1$	1	0	0	0	1	0.6472	$2\pi/5$
$V_1$	1	1	0	0	1	0.4	$3\pi/5$
$V_2$	0	0	0	1	1	0.2472	$-\pi/5$
$V_2$	1	0	0	1	1	0.4	$-3\pi/5$
$V_2$	0	0	1	1	1	0.4	$\pi/5$
$V_3$	1	1	1	1	1	0	0

### 4.3.5 Le principe de MPC

En raison du développement récent des microprocesseurs et le développement de l'outil informatiques au cours de ces dernières années, le contrôle prédictif a trouvé son chemin pour plusieurs applications, en particulier dans l'électronique de puissance et le contrôle des systèmes d'entraînement. En effet, la prédiction de l'état de sortie attendu d'un système sur une très courte période basée sur son modèle mathématique, est devenue un outil très puissant qui n'était pas possible avant les deux dernières décennies en raison des technologies de calcul lent. D'un autre côté, comme la prédiction de l'état futur du système est plus rapide, le contrôle prédictif garantit une plus grande précision du contrôle lorsqu'une erreur négligée peut être attendue entre les valeurs prédites et les valeurs mesurées du système réel en temps réel. Le principe du modèle de contrôle prédictif (MPC)[112, ?] se base sur deux clés principales, la première est la connaissance précise du modèle mathématique du système à contrôler et la seconde est l'idée clé pour calculer la sortie future états du système contrôlé. Le principe du modèle de contrôle prédictif (MPC) présenté dans cet article est basé sur deux clés de base, la première est la connaissance précise du modèle mathématique du système à contrôler et la seconde est l'idée clé pour calculer la sortie future états du système contrôlé. Par conséquent, l'idée principale du MPC réside dans la collecte des données de sortie du système au temps  $t(k)$  (qui présente l'instant actuel) et en utilisant le modèle du système, les données à  $t(k+1)$  (l'instant d'échantillonnage suivante) seront alors prédites par rapport à la valeur de référence ou à la valeur souhaitée de la sortie du système. La prédiction des valeurs futures des sorties du système peut être obtenue par une sélection adéquate d'une

fonction de coût qui est basée sur les calculs des erreurs entre les valeurs prédites et les valeurs de référence souhaitées.

La valeur minimale de cette fonction de coût correspond à l'erreur minimale (l'erreur la plus faible), donc l'action optimale liée au meilleur choix de combinaison de commutation qui s'appliquait sur un onduleur cinq phases à deux niveaux.

Pour chaque période d'échantillonnage présentant la différence fixe suivante :

$$T_s = t(k + 1) - t(k) \quad (4.51)$$

Où  $t(k + 1)$  et  $t(k)$  sont les temps de deux étapes successives.

Le processus sera répété en tenant compte des nouvelles données mesurées à chaque étape. En effet, les fonctions de coût peuvent être sélectionnées en fonction de différents aspects. Dans le présent article, la fonction de coût a été sélectionnée en fonction des courants dans les deux sous-espaces suivant l'axe  $\alpha\beta$  et l'axe  $xy$ .

Ainsi, la fonction de coût contient deux termes, le premier est lié au premier sous-espace  $\alpha\beta$  et il est donné comme suit :

$$g_{\alpha\beta}(k) = |i_{\alpha}^* - \widehat{i}_{\alpha}(k + 1)|^2 + |i_{\beta}^* - \widehat{i}_{\beta}(k + 1)|^2 \quad (4.52)$$

Le deuxième est liée au deuxième sous-espace  $xy$  et il est donné comme suit [45] :

$$g_{xy}(k) = |i_x^* - \widehat{i}_x(k + 1)|^2 + |i_y^* - \widehat{i}_y(k + 1)|^2 \quad (4.53)$$

Où :  $i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*, i_x^*$  et  $i_y^*$  sont les temps de référence à l'instant  $k.T_s$  pour les deux sous espaces respectivement.  $\widehat{i}_{\alpha}, \widehat{i}_{\beta}, \widehat{i}_x$  et  $\widehat{i}_y$  sont les courants prédits à l'instant  $(k + 1).T_s$  en suivant respectivement les deux sous-espaces.

La fonction de coût global, qui sera utilisée à chaque moment d'échantillonnage pour la détermination des états de commutation sélectionnés de l'onduleur cinq phases pour assurer la génération de la tension de sortie suivant la valeur de référence souhaitée, peut être exprimée comme suit :

$$g(k) = +g_{\alpha\beta}(k) + \gamma.g_{xy}(k) \quad (4.54)$$

Où  $\gamma$  est un paramètre de réglage ou un facteur de pondération qui donne plus de degré de liberté et garantit l'obtention du meilleur minimum, cependant sa détermination pose un grand problème lors de l'utilisation de MPC dans des cas pratiques, par conséquent, et son choix est d'une grande importance.

### 4.3.6 La distorsion harmonique totale :

Est le rapport entre le RMS des harmoniques totaux (2<sup>nd</sup>, 3<sup>re</sup>, 4<sup>th</sup>, 5<sup>th</sup>.....) et le RMS de l'harmonique fondamentale (1<sup>st</sup> harmonique) qui évalue la qualité du signal de sortie sous une valeur numérique. Pour l'évaluation de la qualité de la tension ou du courant de sortie, la distorsion harmonique totale (THD) peut être un indicateur important.

Le THD du courant de sortie est exprimé comme suit :

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^h I_{iRMS}^2}}{I_{1RMS}} \quad (4.55)$$

Où  $I_{1RMS}$  et  $I_{iRMS}$  sont respectivement le carré moyen réel de la composante fondamentale actuelle et le carré moyen réel de la ième composante harmonique.  $h$  est le nombre maximum de composants harmoniques pris.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^h V_{iRMS}^2}}{V_{1RMS}} \quad (4.56)$$

Où  $V_{1RMS}$  et  $V_{iRMS}$  sont respectivement le carré moyen réel de la composante fondamentale de la tension de sortie et le carré moyen réel des harmoniques ith de la tension de sortie.

## 4.4 Résultats de simulation

### 4.4.1 La commande SVPWM

Pour comprendre les principales caractéristiques de la technique SVPWM et de la technique MPC, deux tests de simulation ont été effectués en utilisant la même charge  $RL(L = 20mH, R = 10)$ . Où, le but principal est d'assurer les comportements dynamiques du courant absorbé par la charge sous sa variation de sa valeur initiale à sa diminution à 75% de la valeur initiale.

#### 4.4.1.1 Présentation du modèle de simulation

La première simulation a été réalisée à l'aide de la technique SVPWM comme le montre la figure 4.7. Le modèle est composé des blocs suivants :

1. Le bloc de référence, qui est utilisé pour générer les courants de sortie de référence qui doivent être générés par l'onduleur suivant les exigences de la charge.
2. le bloc de contrôle basé sur un contrôleur de base, celui utilisé ici, tout comme un contrôleur standard PI. Ce bloc permet de générer les tensions de référence, qui doivent être générées par l'onduleur cinq phases à deux niveaux.
3. Le bloc principal du SVPWM qui est composé de quatre sous-blocs. Le premier bloc est utilisé pour le calcul de la magnitude et de l'angle du vecteur spatial des tensions cinq phases de référence suivant le sous-espace  $\alpha\beta$  sur la base de l'équation (4.3). bloc permet de déterminer le secteur dans lequel se trouve le vecteur spatial, cette tâche peut être effectuée sur la base de l'angle de tension de référence instantané qui peut être calculé à partir du rapport des deux composantes de la tension de référence suivant le sous-espace  $\alpha\beta$ . Le troisième bloc est responsable de la sélection des vecteurs et du calcul des temps d'application de chaque vecteur, où dans cette simulation quatre vecteurs sont utilisés pour la formulation du vecteur d'espace souhaité ou de référence et enfin le quatrième bloc utilisé pour la génération de l'état de commutation des dix commutateurs de l'onduleur cinq phases à deux niveaux.
4. Le bloc du modèle d'onduleur cinq phases à deux niveaux dont la sortie est la génération des systèmes de tensions à cinq phases à appliquer sur la charge. Le modèle de onduleur cinq phases est basé sur l'équation (4.12).
5. Bloc du modèle de charge basé sur une charge RL équilibrée. Où, les courants mesurés seront utilisés avec les courants de référence pour ajuster et mettre à jour à chaque moment d'échantillonnage la tension de sortie de référence de l'onduleur à cinq phases.

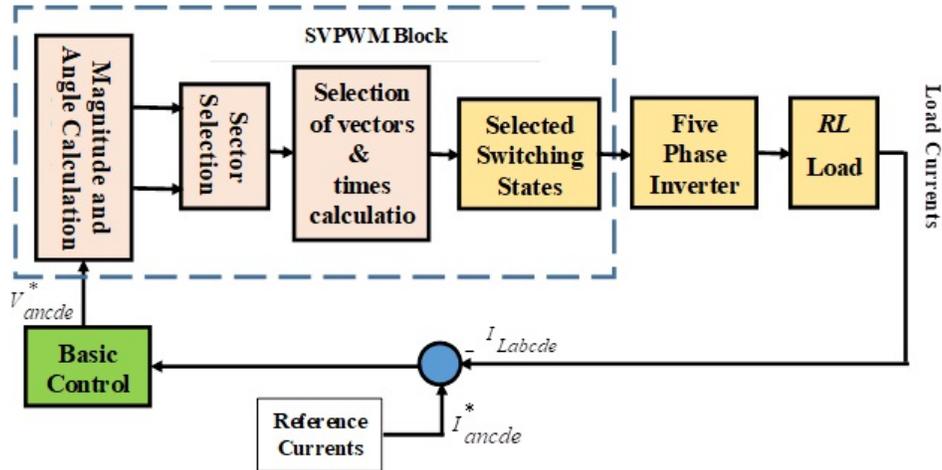


FIGURE 4.8 – Le principe de la technique de contrôle SVPWM utilisée pour l'onduleur cinq phases à deux niveaux étudié.

#### 4.4.1.2 Résultats de simulation

Le courant cinq phases de la charge est représenté sur la figure 4.9., il est clair que ces courants suivent l'évolution du courant de charge de référence qui se produit à 45 ms. D'un autre côté, on peut observer qu'il y a une dynamique lente pendant la phase transitoire au démarrage et au changement de courant. Cependant, les  $THD$  du courant à la première étape et à la deuxième étape sont respectivement de 0,96% et 1,44%, ce qui est un bon indicateur de la bonne qualité du courant lorsque le SVPWM est appliqué. Il est important de préciser ici que le courant étant élevé, le  $THD$  du courant est amélioré. La figure 4.10. montre le courant de la phase «a», où des zooms sont effectués pour visualiser la dynamique de la variation du courant de charge obtenu autour du courant de référence. On constate que la dynamique de ce courant est bonne et les ondulations sont très limitées ce qui explique les bonnes valeurs obtenues du  $THD$  courant et les hautes performances lors de l'utilisation du SVPWM. Cependant, les bonnes performances du SVPWM sont fortement liées au plus petit temps d'échantillonnage adéquat qui dépend du microprocesseur utilisé.

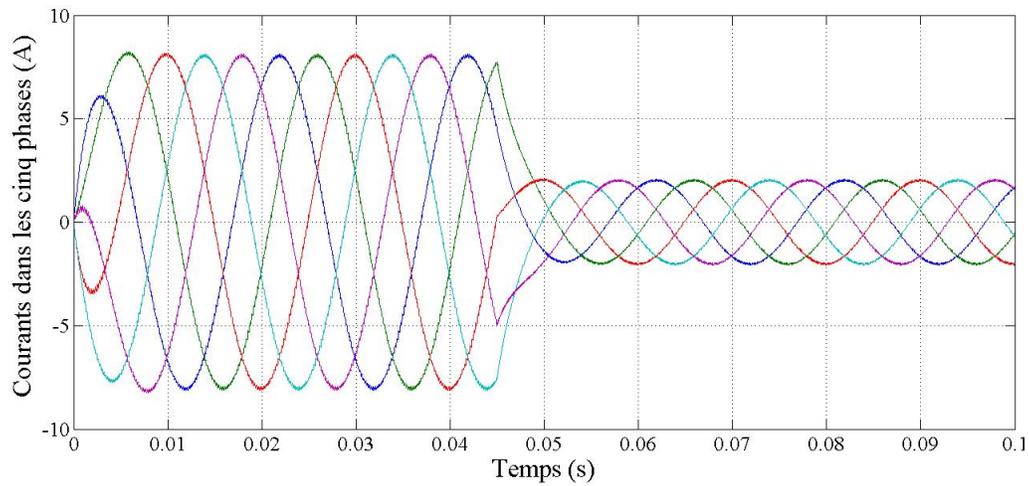


FIGURE 4.9 – Le courant de charge dans les cinq phases basé sur la technique de contrôle SVPWM

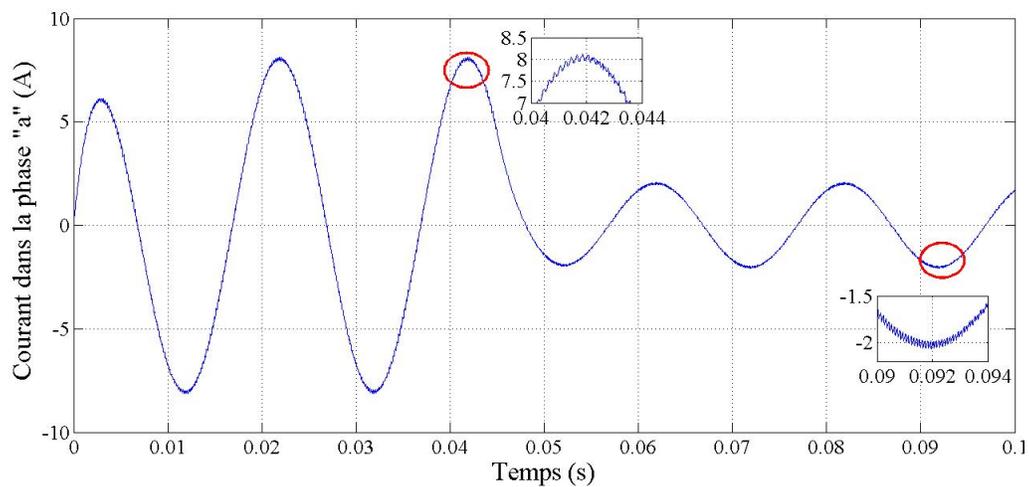


FIGURE 4.10 – Le courant de charge de la phase «A» basé sur la technique de contrôle SVPWM

La tension de sortie de l'onduleur cinq phases pour la phase «a» est indiquée sur la figure 4.11. Les tensions THD correspondant aux deux étages sont respectivement de 78,5% et 235,55%, ce qui confirme une fois de plus qu'à faible courant les composantes harmoniques sont plus importantes par rapport à la composante fondamentale. La figure 4.12. montre le courant de charge suivant les deux sous-espaces, où il est clairement visible que le comportement dynamique des composantes du courant  $\alpha\beta$  se comporte de la même manière que les courants des cinq phases représentés sur la figure 4.9.. Cependant, les composantes de courant dans le sous-espace  $\alpha\beta$  sont négligées, en effet la zone de zoom lors du chan-

gement de courant de charge signifie que ces courants sont également affectés mais leurs valeurs n'affectent pas le courant dans le sous-espace  $\alpha\beta$ . Par conséquent, on peut dire que l'utilisation de la technique de contrôle SVPWM peut garantir la bonne performance de la qualité du courant de charge avec un effet négligé des très petites valeurs des composants du courant dans le sous-espace  $xy$ .

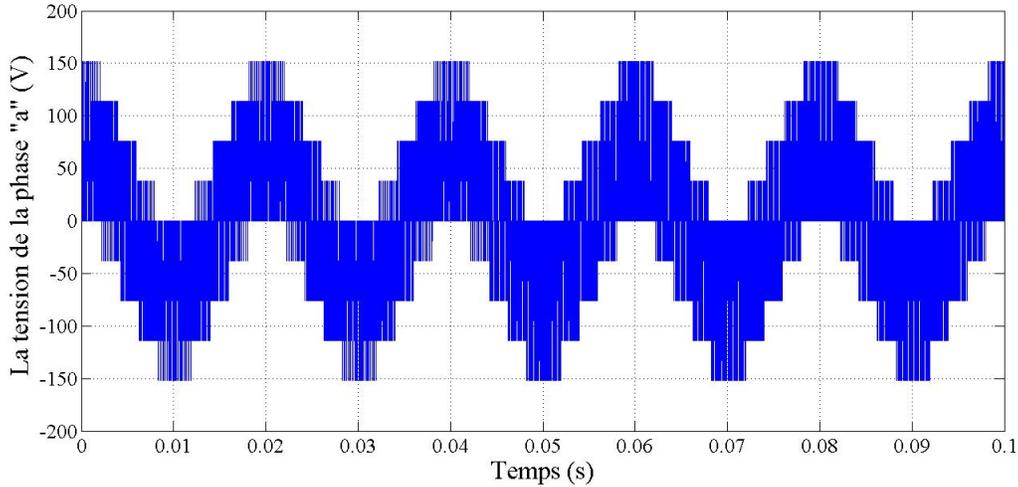


FIGURE 4.11 – Tension de sortie de l'onduleur à cinq phases pour la phase «A» basée sur la technique de contrôle SVPWM

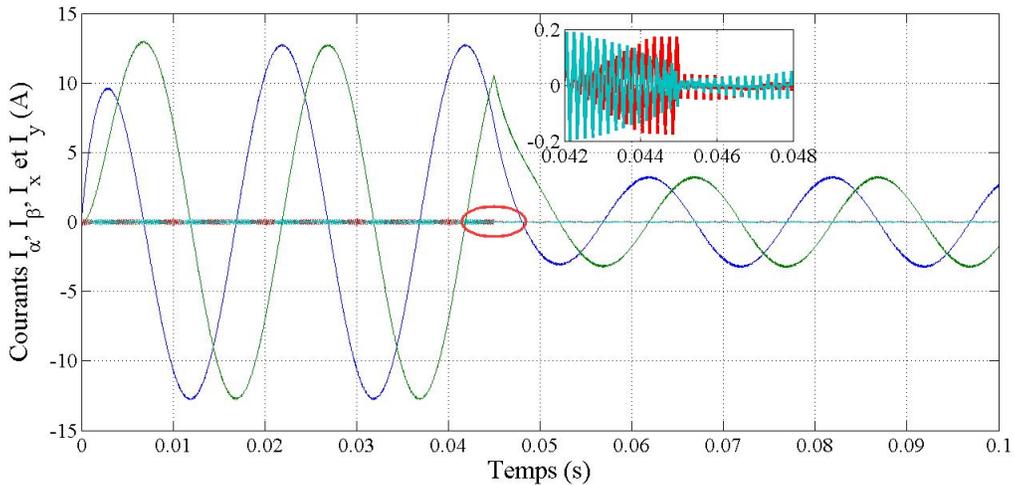


FIGURE 4.12 – Les courants de charge dans le sous-espace  $\alpha\beta$  et dans le sous-espace  $xy$  basés sur la technique de contrôle SVPWM.

## 4.4.2 La commande MPC

### 4.4.2.1 Présentation du modèle de simulation

La deuxième simulation a été réalisée sur la base du modèle de contrôle prédictif en tenant compte du contrôle du courant de charge comme illustré à la figure 4.8. Le modèle de simulation est composé de trois blocs et de deux blocs de transformation utilisés pour la transformation du courant à cinq phases en deux sous-espaces le sous espace  $\alpha\beta$  et sous espace  $xy$ .

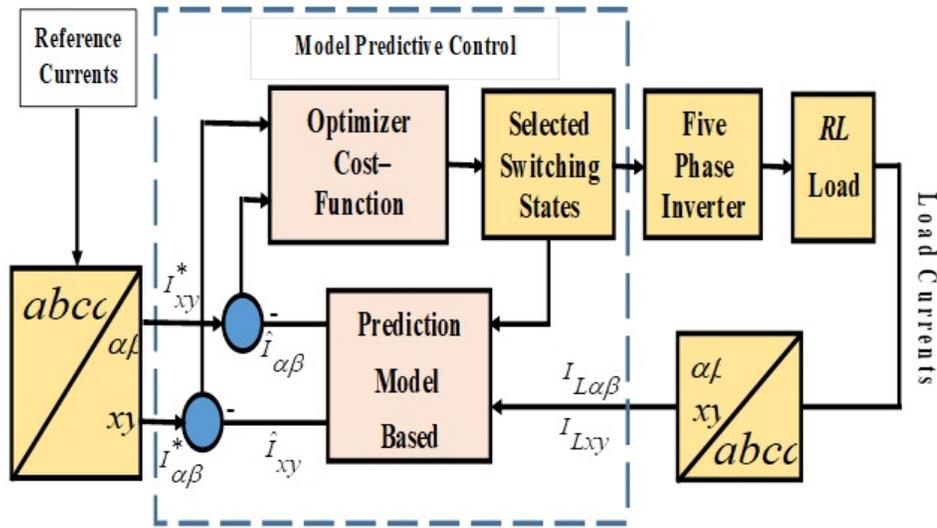


FIGURE 4.13 – Le principe du modèle de contrôleur prédictif du courant (MPC) utilisé pour le contrôle de l'onduleur cinq phases à deux niveaux.

Ces blocs peuvent être résumés comme suit :

1. Le Model Prédictive Control (MPC) qui est le cœur de ce modèle et il est composé de trois sous-blocs principaux :
  - (a) Le sous-bloc d'optimisation de la fonction de coût qui est chargé de trouver la valeur optimale globale de la fonction de coût définie dans l'équation (4.45) le calcul du bloc qui capture les signaux de sortie et prédit les signaux futures
  - (b) Le bloc de la fonction de coût qui compare la référence au futur signal et alimente l'onduleur avec l'action de commutation optimale. Cette fonction de coût est basée sur l'équation (4.48).
2. Le bloc du modèle d'onduleur cinq phases à deux niveaux dont la sortie est la génération des systèmes de tensions à cinq phases à appliquer sur la charge.

3. Le bloc du modèle de charge, qui est basé sur une charge  $RL$  à cinq phases équilibrée avec les valeurs mentionnées précédemment, comme indiqué sur la figure 1. La  $j^{\wedge}$  ème phase peut être modélisée comme suit :

$$V_{jN} = R.i_j(k) + L \frac{di_j(k)}{dt} \quad (4.57)$$

Ou :  $V_{jN}$  et  $i_j$  sont la tension et le courant appliqués à la charge de la  $n$  phases respectivement. Le modèle de la charge basé sur le temps d'échantillonnage discret du MPC utilisé peut être présenté comme suit :

$$V_{jN}(k) = R.i_j(k) + L \frac{di_j(k+1) - di_j(k)}{T_s} \quad (4.58)$$

Ou  $V_{jN}(k)$  et  $i_j(k)$  sont la tension et le courant de charge d'une phase  $j$  à l'étape  $k$  respectivement.  $i_j(k+1)$  est le courant de charge d'une phase  $j$  à l'étape  $(k+1)$  qui représente le courant de charge à prévoir  $\hat{i}(k+1)$  en se basant sur le modèle de charge. Par conséquent, le courant prévu au moment  $(k+1).T_s$  peut être calculé comme suit :

$$\hat{i}_j(k+1) = \frac{T_s}{L}.V_{jN}(k) + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right).i_j(k) \quad (4.59)$$

Il est évident que les courants de référence et les courants prévus dans toutes les phases seront transformés en courants des deux sous-espaces en utilisant les équations (4.3) et (4.4) pour calculer la fonction de coût à chaque moment d'échantillonnage. Dans le cas expérimental, l'optimisation de la fonction de coût sera effectuée en ligne à l'aide d'un logiciel programmé. Par conséquent, les états de commutation correspondant au meilleur minimum de la fonction de coût seront adoptés pour être appliqués aux onduleurs à cinq phases et ainsi de suite à chaque instant d'échantillonnage.

#### 4.4.2.2 Résultats de simulation

Le deuxième test de simulation a été effectué en utilisant la technique de contrôle MPC selon deux scénarios.

#### 4.4.2.3 Résultats de simulation : Scénario 1

Le temps d'échantillonnage utilisé pour le MPC dans ce test est  $T_s = 5\mu s$ . Un problème majeur rencontré dans la formulation de la fonction de coût est le choix de la valeur du paramètre de réglage ou du facteur de pondération  $\gamma$ .

Par conséquent, pour résoudre ce problème et en raison de la connaissance de la précision du modèle de système de charge, plusieurs tests ont été effectués pour différentes valeurs de  $\gamma$  en tenant compte de la condition du changement de charge.

Le Tableau 4 présente les différents résultats des  $THD_i$  et  $THD_v$  pour un courant relativement élevé  $I(peag = 8A)$  et un courant relativement faible  $I/4(peag = 2A)$  (le courant est réduit à 0,25 du courant initial).

Sur la base des résultats obtenus dans le tableau 4, on peut voir clairement que la meilleure valeur qui correspond au système étudié est  $\gamma = 1$ .

Cette valeur correspond aux meilleures distorsions harmoniques totales. On peut remarquer clairement que pour des valeurs proches de zéro, les THD sont importants à la fois pour le courant et la tension, tandis qu'avec des valeurs élevées et une valeur très élevée du paramètre de réglage, des composantes harmoniques plus dominantes peuvent se produire dans la tension et dans le courant.  $\gamma = 1$  est sélectionné pour être utilisé dans le deuxième test.

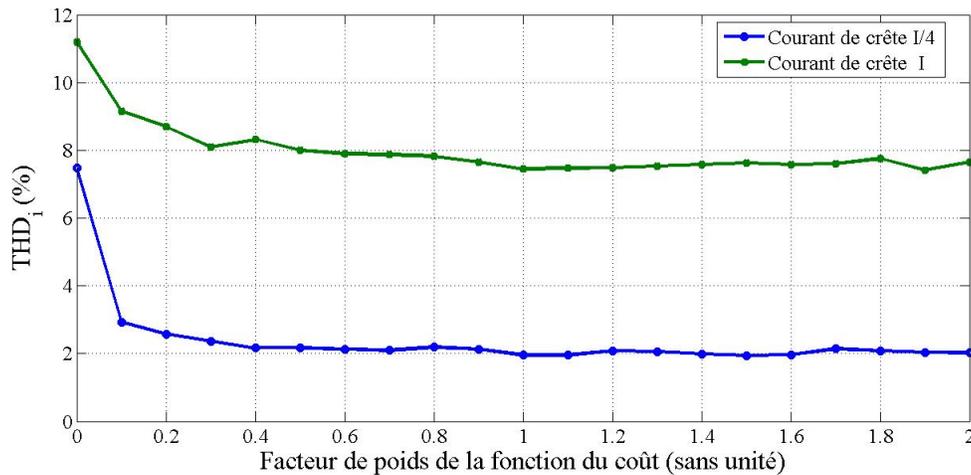


FIGURE 4.14 – La variation de la THD du courant en fonction de la valeur du facteur de poids.

TABLE 4.8 – THD du Tension et du courant pour différentes valeurs du paramètre de réglage

 $\gamma$ 

$\gamma$	Courant de crête $I$		Courant de crête $I/4$	
	$THD_i$	$THD_v$	$THD_i$	$THD_v$
0	7.47	109,00	11.2	561,07
0.1	2,92	102,45	9.15	602,24
0.2	2.58	107.63	08.7	590.84
0.3	2.37	105.29	08.1	570,52
0.4	2.17	104.46	8.32	579,12
0.5	2.17	103.29	08.0	566.73
0.6	2.13	106.38	07.3	577.14
0.7	2.10	107.16	7.87	594,73
0.8	2.19	95.11	7.82	591,20
0.9	2.13	106,84	7.65	559.12
<b>1</b>	<b>1.95</b>	<b>105.81</b>	<b>7.80</b>	<b>572,33</b>
1.1	1.96	105,00	7.45	585,66
1.2	2.08	105.53	7.32	573,81
1.3	2.06	104.19	7.28	580,53
1.4	1.99	106,40	7.45	569,99
1.5	1.94	106.86	7.63	586,53
1.6	1.97	106.39	7.58	579.08
1.7	2.14	109.56	7.60	587,37
1.8	2.08	107.19	7.75	577.31
1.9	2.04	106.44	7.75	579.31
2	2.02	106.46	7.65	602.01
3	2.06	104.33	7.54	565.03
4	2.27	109.21	7.72	578.07
5	2.11	104.30	7.94	586.80
6	2.18	107.97	7.61	575,39
7	2.40	109.63	8.09	590,48
8	2.20	108.61	8.26	590,48

$\gamma$	Courant de crête $I$		Courant de crête $I/4$	
	$THD_i$	$THD_v$	$THD_i$	$THD_v$
9	2.30	110.12	8.26	602,72
10	2,52	107.95	8.54	574,05
20	2.57	112.04	9.09	572.99
50	3.68	11.24	11.34	643.63
100	3.99	125.30	17.30	683.54
200	5.07	144,80	22.36	911.45
300	7.78	165,11	37,8	1317,40
400	6.68	178.61	44,03	3285,22
500	11.24	227,75	44.57	3070,50

La figure 9 montre les courants dans les cinq phases de la charge où il peut être clairement observé que la technique de contrôle MPC peut surmonter le problème des périodes transitoires au démarrage et pendant le changement de charge par rapport à la technique de contrôle SVPWM comme indiqué sur la figure 4.9. Alors que le MPC souffre des ondulations dans les courants, ce qui peut conduire à de grandes valeurs du THD du courant, le MPC nécessite en outre des processeurs rapides pour atteindre l'objectif principal de la prédiction de l'état futur des systèmes contrôlés sans perdre la stabilité de l'ensemble du système de contrôle. La figure 4.14. montre la dynamique du courant dans la phase «a», car on peut voir clairement que le courant de charge suit avec précision le courant de référence même pendant les phases transitoires.

Où, il est important de clarifier que, comme le courant est faible, plus d'ondulations apparaîtront comme indiqué sur la figure 4.15. lorsque le courant est réduit à 0,25 de sa valeur initiale, cela peut être considéré comme un petit inconvénient de la technique de contrôle MPC lorsqu'elle est utilisée pour le contrôle de courants faibles et très faibles.

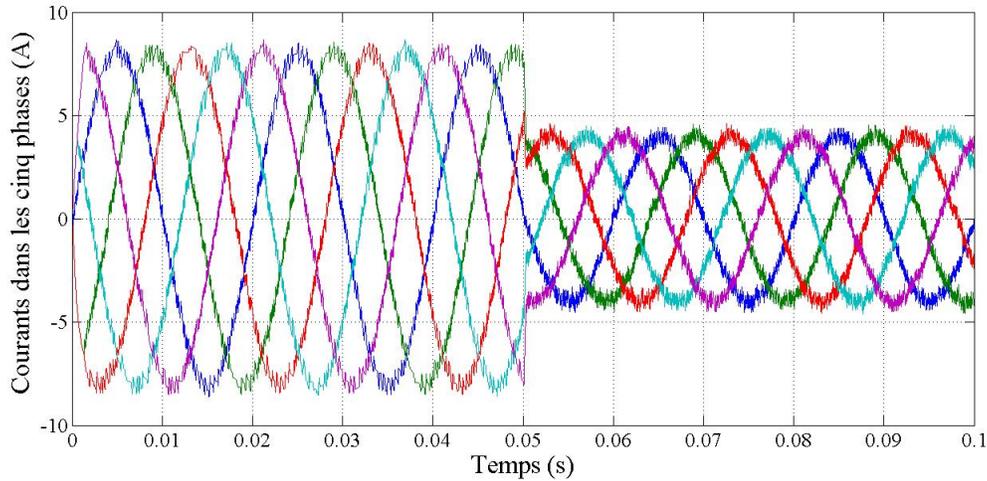


FIGURE 4.15 – Le courant de charge dans les cinq phases basé sur la technique de contrôle MPC

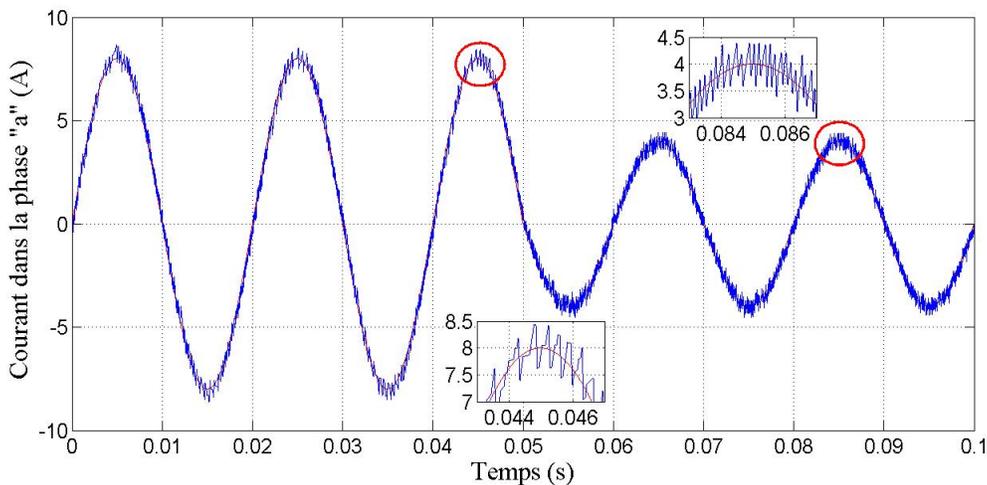


FIGURE 4.16 – Courant de charge de la phase «A» basé sur la technique de contrôle MPC

La figure 4.16. montre la tension de sortie au cours des deux étapes où la forme de cette tension n'est pas la même que celle obtenue avec le SVPWM en raison du contenu de plus d'harmoniques et de la nature des deux techniques de contrôle dans la maîtrise des états de commutation.

Cependant, en raison du comportement de la charge  $RL$  en tant que filtre passe-bas, ces harmoniques peuvent être atténuées et leurs effets sur le courant de la charge ne sont pas si importants. Les mêmes caractéristiques du courant peuvent être observées au sein des composantes du courant dans les deux sous-espaces. En effet, le courant dans le sous-espace  $\alpha\beta$  a le même comportement que le courant dans les cinq phases ordinaires illustrées à la

figure 4.14., mais les courants dans le sous-espace  $xy$  sont plus atténués avec le *MPC* par rapport à la technique de contrôle SVPWM, où aucune variation ne peut être observée lors du changement de charge comme le montre la figure 4.17.

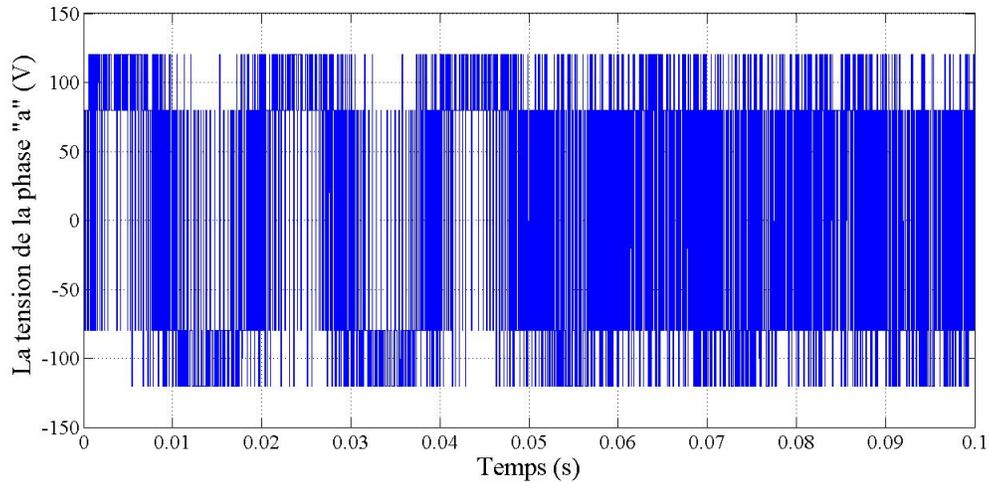


FIGURE 4.17 – Tension de sortie de l'onduleur à cinq phases pour la phase "A" basée sur la technique de contrôle MPC

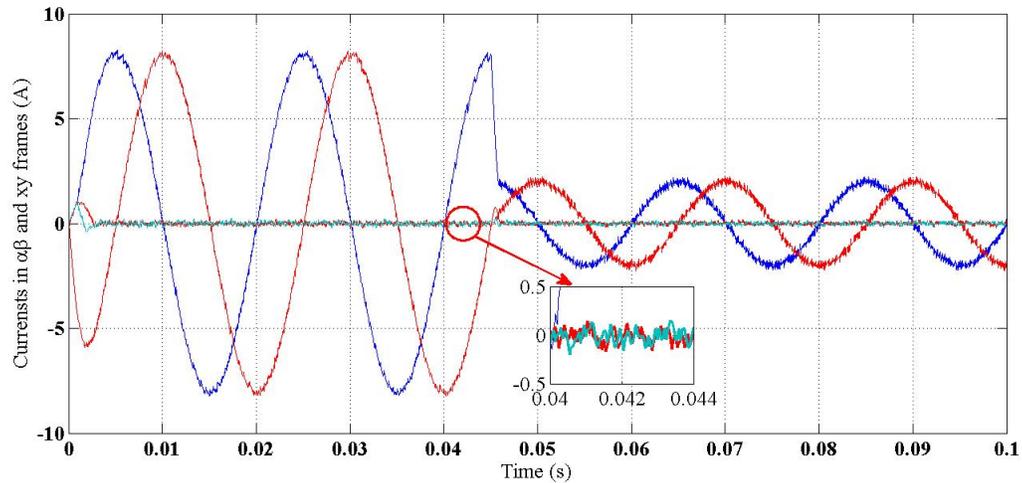


FIGURE 4.18 – Courants de charge dans le sous-espace  $\alpha\beta$  et dans le sous-espace  $xy$  basés sur la technique de contrôle MPC.

Les différents résultats montrent clairement que la qualité des courants dans les deux techniques de contrôle est acceptable. Cependant, le *MPC* se comporte mieux pendant les états transitoires, mais il nécessite des processeurs de calcul plus puissants et il est obligatoire que le modèle soit connu avec précision, ce dernier n'est pas requis avec la technique de contrôle SVPWM. Un autre problème que le SVPWM a moins de distorsion

des harmoniques à la fois en charge élevée et en charge légère, mais la limite des harmoniques en MPC est toujours acceptable.

#### 4.4.2.4 Résultats de simulation : Scénario 2

Dans cette simulation le courant de référence a eu deux changements à l'instant 0.6 s avec décroissement du courant et à 1 s avec accroissement du courant. La figure 4.19 présente les courants dans les cinq phases de la charge. La figure 4.20 présente le courant de charge de la phase « A », on remarque bien la bonne dynamique de la poursuite du courant ainsi que le temps de transition qui est très court. La figure 4.21 présente les courants dans les deux repères biphasés à savoir le repère d-q présentant les courants fondamentaux et le repère xy qui présente les composantes harmoniques d'ordre trois. On note ici que ces dernières composantes sont presque nulles ou négligeables devant les composantes fondamentales, ce qui explique le bon comportement dynamique de la commande MPC. Finalement les figures 4.22 et 4.23 présentent le courant d en fonction de courant q dans le plan qd et le courant x en fonction du courant y dans le plan xy. Dans le premier cas on note une forme circulaire avec des petites ondulations qui montrent la qualité du courant fondamental, ainsi le deuxième cas montre l'effet négligé des composantes harmoniques d'ordre trois.

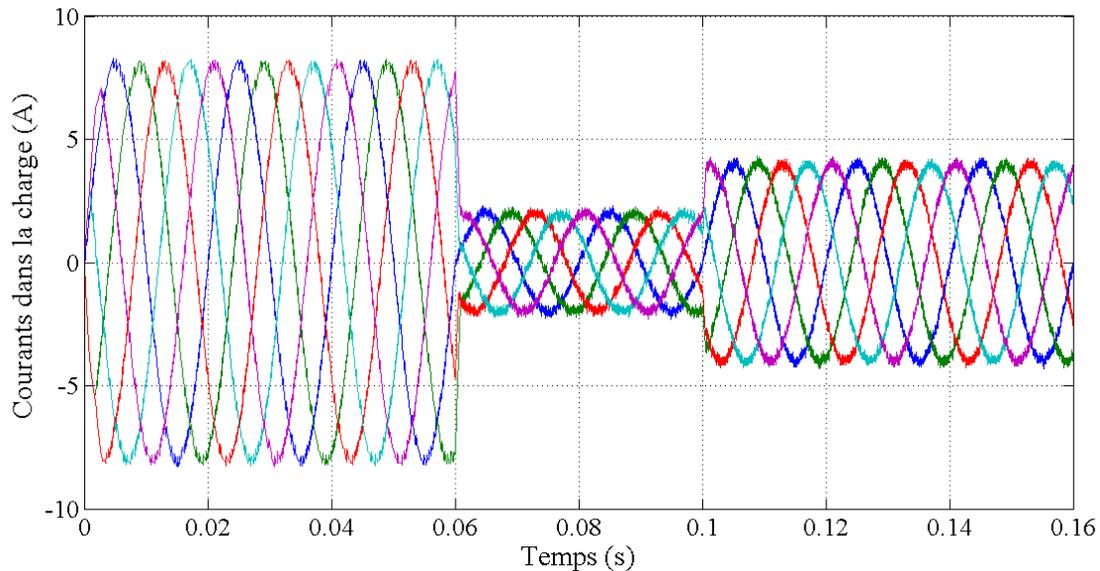


FIGURE 4.19 – Les courants de charge dans les cinq phases basé sur la technique de commande MPC

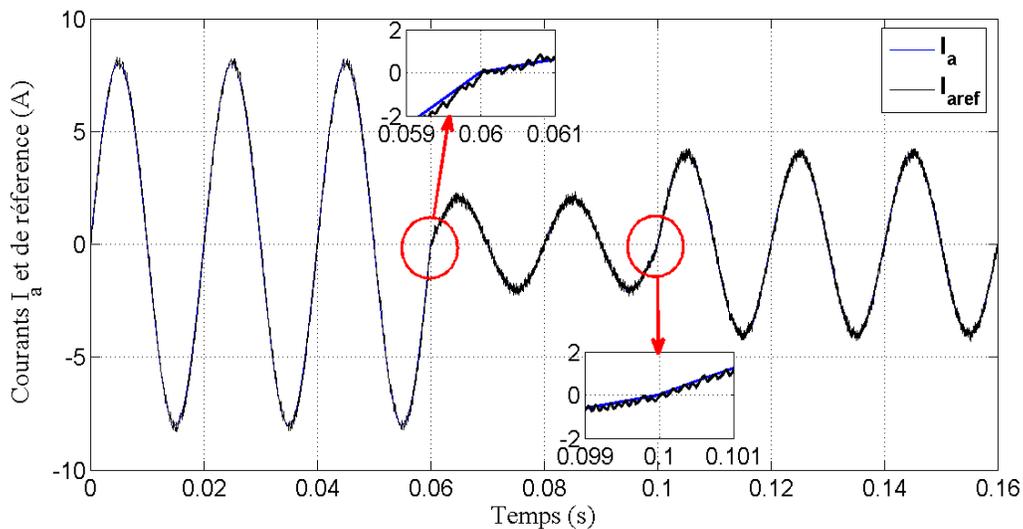


FIGURE 4.20 – LE couant de charge de la phase "A" basé sur la technique de commande MPC

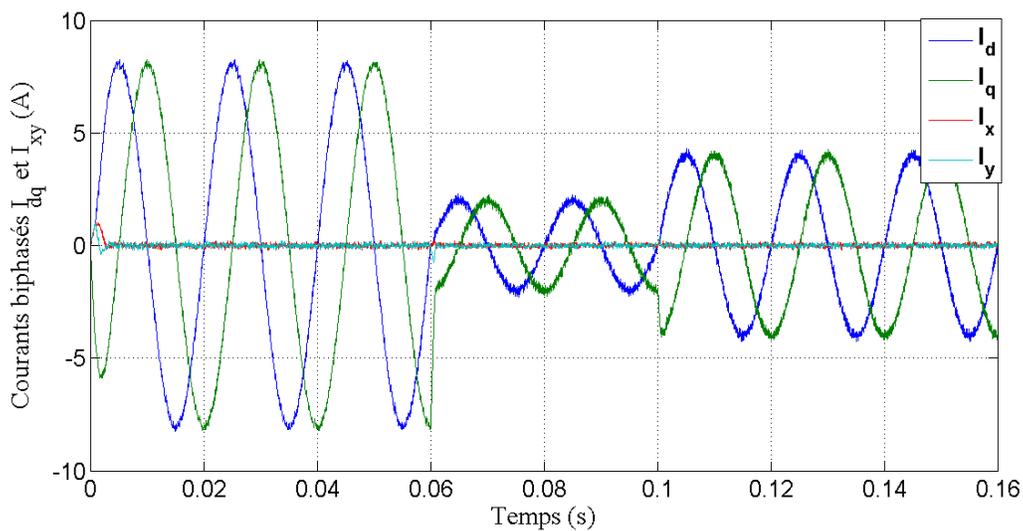


FIGURE 4.21 – Les courants de charge dans le repère dq et dans le repère xy basé sur la technique de commande MPC

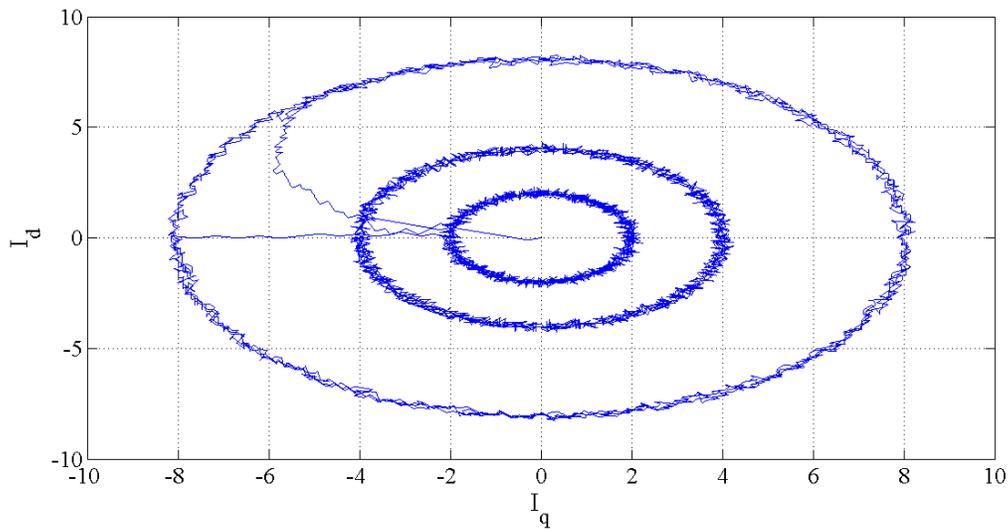


FIGURE 4.22 – Le courant d en fonction de courant q dans le plan dq

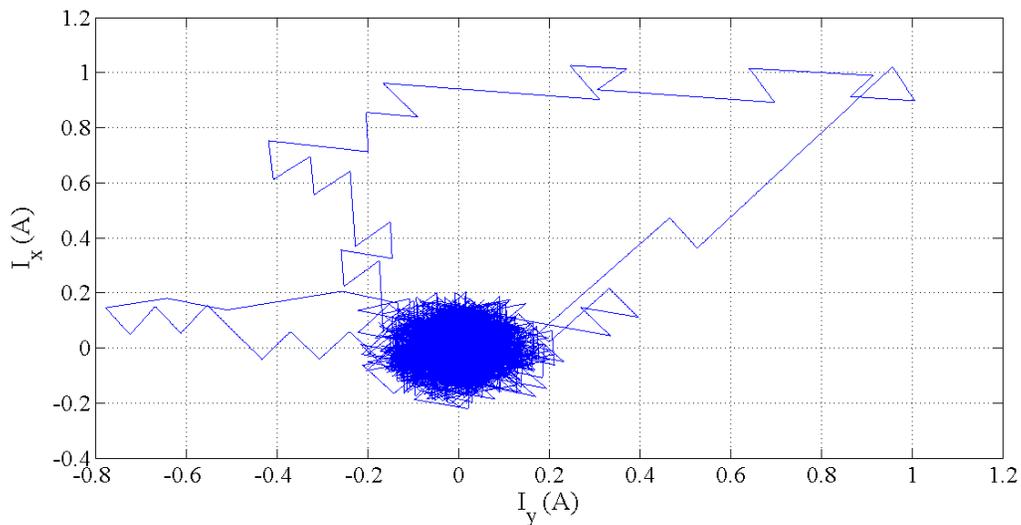


FIGURE 4.23 – Le courant x en fonction du courant y dans le plan xy

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, trois techniques de contrôle ont été appliquées pour assurer le contrôle de l'onduleur à cinq phases alimentant une charge à cinq phases connectée en étoile, le mode dix étapes, la modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale (SVPWM), et le contrôle prédictif du modèle (MPC). Ce chapitre s'est concentré principalement sur l'étude

comparative basée sur la qualité du courant et ses comportements dynamiques lors du changement de charge. Sur la base des résultats obtenus via les trois expériences de simulation, on peut dire que le MPC peut être une technique de contrôle très puissante pour les onduleurs polyphasés si et seulement si deux conditions principales sont remplies. Le premier est l'exigence d'un système informatique puissant et rapide et le second est la connaissance précise du modèle de la charge à contrôler. En effet, si ces deux exigences ne sont pas remplies, le SVPWM peut être bien meilleur que le MPC pour assurer le contrôle de l'onduleur triphasé alimentant une charge sans aucune exigence quant à la connaissance du modèle de charge. Pour le mode dix étapes l'implémentation est très facile mais la qualité de signal n'est pas satisfaisante due au THD élevé.

Sur la base de la présente étude, il est important de préciser que dans certaines applications, le choix de la fonction de coût peut être un gros problème dans le contrôle MPC, en particulier lorsque plusieurs facteurs de poids doivent être sélectionnés. Le problème réside dans le choix de leurs valeurs du fait que ces facteurs ne suivent aucune règle analytique mais ils peuvent être déterminés de manière purement empirique. Problème qui n'a pas été rencontré dans la technique de contrôle SVPWM.

---

## Conclusion générale

Actuellement la commande tous les systèmes d'électroniques de puissance peuvent être optimisés en se servant d'un modèle appelé modèle de prédiction qui sert à prédire le comportement futur de système considéré en répondants aux exigences des utilisateurs. La qualité des résultats obtenus dépend essentiellement de la précision et la validité du modèle pris en considération, de la puissance de l'algorithme, de l'outil informatique de calcul et du choix judicieux d'une fonction objective noyau du modèle de prédiction.

L'objectif général de cette thèse était une contribution à l'étude de la commande prédictive à base de modèle et son applicabilité à la commande en courant des onduleurs à cinq phases. Des propriétés telles que la dynamique de poursuite de la référence, la robustesse vis-à-vis la dynamique de la charge, la simplicité et la vérifiabilité sont d'une importance particulière pour ce type d'application surtout dans les applications industriel et doivent être prises en compte lors de la révision de l'algorithme MPC existant et de son amélioration face au comportement dynamique de l'onduleur étudié. Dans le cadre de cette thèse, nous n'avons pas pour objectif de présenter une évaluation de toutes les théories existantes ou développées précédemment dans ce domaine et d'établir de manière concluante si la commande prédictive à base de modèle est le choix le plus approprié pour la conception de la commande en courant des onduleurs, mais plutôt d'étudier quelques propriétés fondamentales importantes et d'améliorer l'algorithme existant pour une application sur un onduleur à cinq phases.

En premier chapitre, nous avons défini la commande prédictive en citant les avantages et les inconvénients. Nous avons ensuite cité quelques travaux et recherches concernant cette technique suivie par une classification de la commande prédictive en focalisant par la suite sur la commande prédictive à base de modèle. Le deuxième chapitre a permis de discuter les systèmes polyphasés d'une façon générale suivi par la présentation des différents types des onduleurs de tensions.

La commande MPC appliqué à un onduleur triphasé a fait l'objet du troisième chapitre. Pour monter les avantages éventuels de la commande prédictive (MPC), On a présenté quatre types de commande qui puissent appliquées à l'onduleur triphasé à deux niveau, à savoir la commande décalée, la commande pleine onde, la commande MLI vectorielle (SVPWM) et la commande MPC sujet de notre thèse. Parmi les techniques citées nous avons présenté les résultats de simulation des deux dernières pour mettre en exergue la différence entre les deux.

En quatrième chapitre, nous avons appliqué trois techniques de commande sur un onduleur cinq phases à deux niveaux : la commande plein onde, la commande MLI vectorielle (SVPWM) et la commande MPC. Dans cette partie on a concentré sur la comparaison des résultats de simulation des deux dernières commandes en se basant sur la qualité du courant et son dynamique vis-à-vis le changement brusque de la charge.

On a constaté que la technique MPC est très puissante en comparaison avec la commande SVPWM si et seulement si deux conditions sont remplies : la première est l'exigence d'un outil de calcul informatique puissant, la seconde est la connaissance précise du modèle de la charge à alimenter. On note ici qu'on a essayé d'améliorer la fonction objective par le bon choix du facteur de poids qui est actuellement un problème majeur dans cette technique où jusqu'au le moment de présentation de cette thèse, elle n'existe pas une méthode pour ce problème. Les résultats de simulation ont obtenue en tenant compte du choix de facteur de point avec une fonction objective à deux termes et pour un horizon de prédiction égale a un pour éviter un temps de calcul élevé.

Au cours de notre travail de thèse, nous pouvons confirmer certaines observations importantes sur l'utilisation du contrôleur MPC pour piloter des onduleurs multiphasés, en particulier le modèle présenté et étudié dans notre thèse (MPC + onduleur cinq phases) qui attire d'autant plus l'attention des chercheurs et les acteurs industriels pour être utilisé dans des applications industrielles performantes en raison de ses avantages inhérents. L'application de la MPC sur les onduleurs multi-phases nécessite toujours la connaissance complète du comportement dynamique basé sur les états discrets de la topologie à contrôler, de plus, un contrôle plus efficace peut être assuré si la redondance d'état peut être identifiée initialement dans le but de de minimiser la dimension de l'ensemble des états possibles qui seront utilisé dans la fonction objectif.

Un autre aspect important a été pris en compte dans la présente thèse, est l'efficacité du calcul et l'applicabilité de l'algorithme de minimisation de l'objective fonction proposé. Les schémas MPC proposés précédemment dans la littérature et qui sont capables de garantir

la stabilité du système en boucle fermée impliquent la solution d'un problème de programmation non linéaire à chaque étape temporelle afin pour trouver la séquence de contrôle optimale (ou, du moins, réalisable). En outre on sait bien que pour assurer cette solution on se réfère à la programmation non linéaire dans le cas général où la fonction objectif et les contraintes peuvent être non linéaires, et c'est là où se trouve la grande difficulté d'avoir la solution du problème d'optimisation dans un temps limité pour des applicabilités en temps réel.

En raison des difficultés inhérentes à la résolution des problèmes de programmation non linéaire et étant donné que la commande MPC exige que la solution optimale (ou réalisable) soit calculée dans un temps très court où dans la pratique qu'il soit calculer en ligne, il est important de trouver une méthode qui garantisse que le problème peut être résolu en un nombre fini d'étapes. Dans notre travail on a choisi une fonction objective basée sur les états fini qui puisse avoir notre système étudié pour minimiser l'erreur quadratique entre le courant de référence et le courant dans la charge qu'on veut contrôler, où on a profité de la capacité de calcul élevée de notre unité de calcul à fin d'assurer la minimisation de la fonction objective proposée sans utilisation des algorithmes de programmation non linéaire. D'autre part on a arrivé à prouver dans notre thèse et sur la base de l'application de la MPC sur les onduleurs triphasé et à cinq phase que cette méthode puisse être parmi les meilleurs commande du courant parmi les méthodes de commande existant et développées jusqu'au nos jours de point de vue du coût du temps de calcul et de la simplicité de l'algorithme utilisé. On peut conclure que La MPC présente une solution très prometteuse pour la commandes des différentes convertisseurs de puissance, surtout pour les topologies récentes qui ont une fonctionnalité très spécifique et très sensible aux contraintes sur l'erreur du courant où le nombre des interrupteurs de puissance et très élevé avec des états redondants et qui nécessitent une modélisation plus compliquée.

L'avenir de l'application de la commande prédictive à base de modèle avec les onduleurs multiphasé de toutes les topologies confondus est brillant. En effet, plusieurs recherches sont actuellement en cours dans le monde qui visent des applications industrielle importantes. La prochaine génération ou version d la MPC avec les onduleurs multi-phases devrait inclure des fonctions objectives multiples, un horizon de prédiction plus long ou théoriquement infini, des modèles de charge non linéaires et plus complexe, une meilleure utilisation des estimations d'incertitude des modèles et une meilleure gestion du défaut éventuel pour assurer une commande tolérante à ces défauts.

Comme perspectives immédiates suite à la présente thèse est l'implémentation pratique pour une application en temps réel de la commande MPC avec un onduler triphasé et à cinq phases. Comme perspective à long terme on peut envisager deux axes deux recherches d'actualité et de grande importance. Le premier axe est l'amélioration de la fonction objective pour qu'elle contienne plusieurs termes représentants tous des indicateurs de performance avec des facteurs de poids optimisé et un horizon de prédiction élevé. Le deuxième axe est l'application de la commande MPC à un onduleur cinq phases alimentant une machine cinq phases destinée à une utilisation tolérante au défaut.

---

## Bibliographie

- [1] .E.F. Camacho, C. Bordons, Model predictive control, Ed. Springer-Verlag, London, 2004. 2.
- [2] ., G.K., 2002. Multi-phase induction machine drive research – a survey, Electric Power System Research, Vol. 61, pp. 139-147.
- [3] . Jones, M., and Levi, E., 2002. A literature survey of state-of-the-art in multiphase ac drives, Proc. 37th Int. Universities Power Eng. Conf. UPEC, Stafford, UK, pp. 505.
- [4] . Bojoi, R., Farina, F., Profumo, F., and Tenconi, 2006. Dual three induction machine drives control - A survey, IEEE Tran. On Ind. Appl.,Vol. 126, No. 4, pp. 420-429.
- [5] . Levi, E., Bojoi, R., Profumo, F., Toliyat, H.A and Williamson, S., 2007. Multi-phase induction motor drives-A technology status review, IET Elect. Power Appl. Vol. 1, No. 4, pp. 489-516.
- [6] . Levi, E., Multi-phase machines for variable speed applications, IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 55, No. 5, May, pp. 1893-1909. 7.
- [7] .A.N., and Ignatenko, S.V., 2000. Influence of number of stator-winding phases on the noise characteristics of an asynchronous motor, Russian Electrical Engineering, Vol. 71, No. 6, pp. 41-46, 2000.
- [8] . Hodge, C., Williamson, S., and Smith, S., 2002. Direct drive propulsion motors, Proc. Int. Conf. on Electrical Machines ICEM,Bruges, Belgium, Paper no. 087.
- [9] . Williamson, S., and Smith, S., 2003. Pulsating torque and losses in multiphase induction machines, IEEE Trans. On Ind. Appl.Vol. 39, No. 4, pp. 986-993.
- [10] . Apsley, J.M., Williamson, S., Smith, A.C., and Barnes, M., 2006. Induction motor performance as a function of phase number,IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 153, No. 6, pp. 898-904, 2006.

- [11] . A. Abdelkhalik, M. Masoud and W. Barry, “Eleven-phase induction machine : steady-state analysis and performance evaluation with harmonic injection”, *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 8, pp. 670-685, 2010. 20.
- [12] . A.S. Abdel-khalik and S. Ahmed, “Performance evaluation of a five phase modular winding induction machine,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2654-2669, 2012. 21 .
- [13] . P. Zheng, Y. Sui, J. Zhao, C. Tong and T.A. Lipo, “Investigation of a novel five-phase modular permanent-magnet in-wheel motor”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, 2011. 22.
- [14] . K. Wang, Z.Q. Zhu and G. Ombach, “Torque improvement of fivephase surface-mounted permanent magnet machine using third-order harmonic,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 3, pp. 735-747, 2014.
- [15] . C.S. Lim, N.A. Rahim, W.P. Hew, E. Levi, Model predictive control of a two-motor drive with five-leg-inverter supply, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 60 (1) (2013), pp. 54–65. 23.
- [16] . A.S. Abdel-Khalik, S. Ahmed, A.A. Elserougi and A.M. Massoud, “A voltage- behind reactance model of five-phase induction machines considering the effect of magnetic saturation”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 3, pp. 576-592, 2013. 24 .
- [17] . L. Lu, B. Aslan, L. Kobylanski, P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, E. Semail, Computation of optimal current references for flux weakening of multi-phase synchronous machines, in : *Proc. 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, Canada, 2012, pp. 3610–3615. 25.
- [18] . M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, L. Parsa, G. Serra, D. Casadei, High-torque-density control of multiphase induction motor drives operating over a wide speed range, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62 (2) (2015), pp. 814–825. 26.
- [19] . Khadar. Saad, Kouzou Abdellah, Hafaifa Ahmed, Atif Iqbal, “Investigation on SVM Backstepping sensorless control of five-phase open-end winding induction motor based on model reference adaptive system and parameter estimation”, *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 2019 (on-line first). 27 .
- [20] . Kouzou, H. Abu-Rub, “Multiphase Z-Source Inverter Using Maximum constant Boost Control”, *J. Archives of control Science*, vol. 23, no. 1, 2013. 28 .
- [21] . Tolyat,H.A., Rahimiani, M.M., and Lipo, T.A.(1992) A five phase reluctance motor with high specific torque.*IEEE Trans. Ind.Appl.*,28(3), pp. 659-667. 29.

- [22] . Jacobina, C. B., Freitas, I. S., Oloveira, T. M., da Silva, E. R. S., and Lima, A. M. N. (2004) fault tolerant control of five-phase AC motor drive. 35th IEEE Power Elect. Spec. Conf., pp. 3486-3492. 31.
- [23] . Iqbal, A. and Levi, E. (2005) Space vector modulation scheme for a five-phase voltage source inverter. Proc. Europ. Power Elect. Appl. Conf., EPE, Dresden.32 .
- [24] . G.D.Holmes, T.A.Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters — Principles and Practice," IEEE Press Series on Power Engineering, John Wiley and Sons, Piscataway, NJ, USA, 2003. 34 .
- [25] . M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan and F. Blaabjerg, "Control in power electronics selected problems", Academic Press, California, USA, 2002. 35 .
- [26] . H. Abu-Rub, A. Iqbal, and J. Guzinski, High Performance Control of AC drives with Matlab/Simulink Models, Wiley, UK, 2012. 36 .
- [27] . N. Bodo, E. Levi and M. Jones, "Investigation of Carrier-Based PWM Techniques for a FivePhase Open-End Winding Drive Topology," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 60, pp. 2054-2065, 2013-01-01 37 .
- [28] . A. Iqbal, E. Levi, M. Jones and S. Vukosavic, Generalized sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs, IEEE PESC 2006 37th, pp. 1-7, June 2006. 38 .
- [29] . I. Zoric, M. Jones and E. Levi, "Arbitrary Power Sharing Among Three-Phase Winding Sets of Multiphase Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017. 48.
- [30] . J. RICHALET, A. RAULT, J. L. TESTUD, J. PAPON : "Algorithmic control of industrial processes. 4th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Tbilisi (USSR), (1976).
- [31] . J. RICHALET, A. RAULT, J. L. TESTUD and J. PAPON, "Model Predictive Heuristic Control : Applications to Industrial Processes", Automatica, Vol. 14, pp. 413-42 : 1978.
- [32] . De Keyser, R.M.C., F. D'Hulster, J. Heyse and A. Van Cauwenberghe (1979). 'Experiments with a Software Package for Process Identification and Control'. In : M. Cuenod (Ed.), Computer Aided Design of Control Systems, Pergamon Press, Oxford, 475-478.
- [33] . De Keyser de R.M., G.A. Van der Velde, F.A. Dumortier 1988, A Comparative Study of SelfAdaptive Long-Rang Predictive Control Methods, Automatica, 24, pp. 149-163.
- [34] . Cutler, C.R. and B.L. Ramaker (1980). Dynamic matrix control-a computer control algorithm. In : Proceedings of the Joint Automatic Control Conference.

- [35] . CE Garcia, DM Prett, M Morari , “Model predictive control : theory and practice—a survey” *Automatica*, Vol. 25, No. 3, pp. 335-348, 1989 .
- [36] . Ydstie, B.E. (1984). Extended horizon adaptive control. Prepr. 9th IFAC World Congress, Budapest, Vol. VII. 14.4IE-4, pp.133-137 .
- [37] . Clarke, D. W., C. Mohtadi and P. S. Tuffs (1987a). Generalized Predictive Control-I. The basic Algorithm. II. Extensions and Interpretations. *Automatica*, 23, 137–160.
- [38] . Clarke, D. W. and C. Mohtadi (1987b). Properties of Generalized Predictive Control, 10th World Congress on Automatic Control, Munich, F. R. G., Preprints, Vol. 10, pp. 63–74.
- [39] .Clarke,D.W.and C.Mohtadi(1989).”Properties of generalized predictive control,” *Automatica*, Vol. No. 25, pp. 859-87, 1989 .
- [40] . Greco, C., G. Menga, E. Mosca and G. Zappa (1984). Performance improvements of self-tuning controllers by multistep horizons : the MUSMAR approach. *Automatica*, 20, 681-699.
- [41] .Lemos, J. M. and E. Mosca (1985). A multipredictor based LQ self-tuning controller. Proc. 7th IFAC Symp. on Identification and Syst. Parameter Estimation, York, U.K., pp. 137-142.
- [42] . Morari, M. (1994). Model predictive control : Multivariable control technique of choice in the 1990s?. In : *Advances in Model-Based Predictive Control*. pp. 22–37. Oxford University Press Inc.. New York.
- [43] . Ramirez, D., Camacho, E.F. (2001). On the piecewise linear natureof min-max model predictive control with bounded uncertainties.In :*Proceedings of 40th conference on decision and control,CDC’2001*.
- [44] . Bemporad, A., Morari, M., Dua, V., and Pistikopoulos,E. (2002). The explicit linear quadratic regulator forconstrained systems.*Automatica*, 38(1), 3–20.
- [45] . A.S. Abdel-Khalik, M.I. Masoud, S. Ahmed and B.W. Williams, “Effect of current harmonic injection on constant rotor volume multiphase induction machine stators : a comparative study”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2002-2013, 2012.
- [46] . A Kouzou, H Abu Rub, A Iqbal, Sk Moin Ahmed, BS Khaldi, MO Mahmoudi, MS Boucherit, R Kennel, “Selective harmonics elimination for a three-level diode clamped five-phase inverter based on particle swarm optimization”, *IECON 2011-37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3495-3500, 2011.

- [47] . A. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, “A high performance generalised discontinuous PWM algorithm”, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 34, no. 5, sept/oct. 1998.
- [48] . E. E. Ward, H. H. arer, “Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor”, Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. PESC vol. 116, no. 6, 1969, pp. 980-984.
- [49] .A.Iqbal, E.Levi, “Space vector PWM techniques for sinusoidal output voltage generation with a five-phase voltage source inverter”, Electric Power Components and Systems, 2006, vol. 34 no. becomes one well known methods of digital controller because of the easy way of implementation.
- [50] J. Holtz and S. Stadtfeld, “A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source,” in Proc.IPEC, Tokyo, Japan, 1983, pp. 1665–1675.
- [51] . P.S.N. deSilva, J.E.Fletcher, B.W.Williams, “Development of space vector modulation strategies for five-phase voltage source inverters”, Proc. IEE Power Electronics, Machines and Drives Conf. PEMD, Edinburgh, UK, 2004, pp. 650-655.
- [52] . Duran, M. J., Toral, S., Barrero, F., and Levi, E. (2007) Real time implementation of multi- dimensional five-phase space vector pulse width modulation. *Elect.Lett.* 43(17), 949-950.
- [53] . A. Iqbal and S. Moinuddin, Space vector model of a five phase voltage source inverter, IEEE Int. Conf. on Industrial technology, ICIT 06, Mumbai, 2006.
- [54] . P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez. Predictive Control in Power Electronics and Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12) :4312–4324, Dec 2008.
- [55] . J. Hu and Z. Q. Zhu. Improved Voltage-Vector Sequences on Dead-Beat Predictive Direct Power Control of Reversible Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1) :254–267, Jan 2013.
- [56] . G. Renukadevi, K. Rajambal. Modeling and Analysis of Multi-Phase Inverter Fed Induction Motor Drive with Different Phase Numbers. *Transactions on Systems and Control*, vol. 8, pp. 73-80, Jul. 2013.
- [57] . E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, “Multiphase induction motor es - a technology status review,” *Electr. Power Appl. IET*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, Jul. 2007.

- [58] . S. Karugaba and O. Ojo, “A carrier-based PWM modulation technique for balanced and unbalanced reference voltages in multiphase voltage-source inverters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2102–2109, 2012.
- [59] . . K. P. Prasad Rao, B. Krishna Veni and D. Ravitnej, “Five-Leg Inverter for Five-Phase Supply,” *International Journal of Engineering Trends and Technology*, vol. 3, pp. 144 - 152, 2012 .
- [60] . R.S. Miranda, C. B. Jacobina, A.M N. Lima, ”Modeling and Analysis of six phase induction machine under fault condition”, *Power Electronics Conference IEEE, COBEP, Brazilian*, pp. 824829, 2009.
- [61] . L. Parsa, “On Advantages of Multi-Phase Machines”, *Industrial Electronics Society, IECON, 31st Annual Conference of IEEE*, pp. 1574-1579, 2005.
- [62] . E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893-1909, 2008.
- [63] . E. Clarke, *Circuit Analysis of A-C Power Systems, Vol I – Symetrical and Related Componentes*, John Wiley and Sons, 1943.
- [64] . E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, “Multiphase induction motor drives - a technology status review,” *Electr. Power Appl. IET*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, Jul. 2007.
- [65] . Levi, E. ; Barrero, F. ; Duran, M.J. *Multiphase Machines and Drives-Revisited. IEEE Trans. Ind. Electron.* 2016, 63, 429–432.
- [66] . Duran, M.J. ; Levi, E. ; Barrero, F. *Multiphase Electric Drives : Introduction. In Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering ; John Wiley and Sons : Hoboken, NJ, USA, 2017.*
- [67] . Mohammadpour, A. ; Parsa, L. *A Unified Fault-Tolerant Current Control Approach for FivePhase PM Motors with Trapezoidal Back EMF under Different Stator Winding Connections. IEEE Trans. Power Electron.* 2013, 28, 3517–3527.
- [68] . Mohammadpour, A. ; Sadeghi, S. ; Parsa, L. *A Generalized Fault-Tolerant Control Strategy for Five-Phase PM Motor Drives Considering Star, Pentagon, and Pentacle Connections of Stator Windings. IEEE Trans. Ind. Electron.* 2014, 61, 63–75.
- [69] . Sadeghi, S. ; Guo, L. ; Toliyat, H.A. ; Parsa, L. *Wide Operational Speed Range of Five-Phase Permanent Magnet Machines by Using Different Stator Winding Configurations. IEEE Trans. Ind. Electron.* 2012, 59, 2621–2631.

- [70] . Barrero, F. ; Bermudez, M. ; Duran, M.J. ; Salas, P. ; Gonzalez-Prieto, I. Assessment of a Universal Reconfiguration-less Control Approach in Open-Phase Fault Operation for Multiphase Drives. *Energies* 2019, 12, 4698.
- [71] . Duesterhoeft W. C., Schulz M. W., Clarke E. : Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components. *AIEE Transaction* 70, July, pp. 1248–1255, 1951.
- [72] . P.C.Krause, “Analysis of Electric Machinery and Drive systems” Wiley IEEE Press, 2013 ISBN : 978-1-118-02429-4 .
- [73] . C. Buttay, ‘Contribution à la Conception par la Simulation en Electronique de Puissance, Application à l’Onduleur Basse Tension’, Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, Novembre 2004.
- [74] . P. Barrade, ‘Electronique de Puissance : Méthodologie et Convertisseurs Elémentaires’, Lausanne Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Première édition 2006.
- [75] . Onduleur de tension : mise en oeuvre et Structures-principes-applications. *Techniques d’ingénieur, Traité de génie électrique D.3176-3177.*
- [76] . Onduleurs et harmoniques, Cahiers techniques Merlin Gerin N°159.
- [77] . T. Wildi : *Electrotechnique*, 3eme édition, éditions de Boeck université (1999).
- [78] . S. Guy, B. Robert, Labrique Francis, *Les convertisseurs de l’électronique de puissance la conversion alternaif (volume 4)*. Edition tec doc, 1995.
- [79] . Michel Pinard, *Conver8tisseurs et électronique de puissance commande, description, mise en oeuvre*, Dunod, Paris, ISBN 978-10-049674-7, p.116.
- [80] . Muhammad H.Rachid « *Power Electronics, circuits, devices, and applications*», Prentice Hall, Englewood CM s , New Jersey 1993.
- [81] . Jose Rodriguez and Patricio Cortes. *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. John Wiley, 2012.
- [82] . S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez. *Model Predictive Control - A Simple and Powerful Method to Control Power Converters*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6) :1826–1838, June 2009.
- [83] . O. Kukrer, “Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, Mar. 1996.

- [84] . Q. Zeng and L. Chang, “An advanced SVPWM-based predictive current controller for three-phase inverters in distributed generation systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1235–1246, Mar. 2008.
- [85] . J. Holtz and S. Stadtfeld, “A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source,” in *Proc. IPEC, Tokyo, Japan, 1983*, pp. 1665–1675.
- [86] . S. Vazquez, C. Montero, C. Bordons, and L. G. Franquelo. Model predictive control of a VSI with long prediction horizon. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 1805–1810, 2011.
- [87] . Arne Linder and Ralph Kennel. Model predictive control for electrical drives. In *Proceeding of IEEE Power Electronics*, pages 1793–1799, Brazil, 2005.
- [88] . Jose Rodriguez, Marian P. Kazmierkowski, Jose R. Espinoza, Pericle Zanchetta, Haltham Abu-Rub, Hector A. Young, and Christian A. Rojas. State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics. *IEEE Transaction on Industrial Informatics*, 9(2) :1003– 1016, May 2013.
- [89] . Dawei Zhi, LieXu, and Barry W. Williams. Model-Based Predictive Direct Power-Control of Doubly Fed Induction Generators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(2) :341–351, Feb 2010.
- [90] . Mercorelli, P. ; Kubasiak, N. ; Liu, S. Multilevel Bridge Governor by using Model Predictive Control in Wavelet Packets for Tracking Trajectories. In *Proceedings of the IEEE International*.
- [91] . J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Cortes, and U. Ammann, “Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, 495–503 , Feb. 2007.
- [92] . P. Cortes, G. Ortiz, J. I. Yuz, J. Rodrguez, S. Vazquez, and L. G. Franquelo , “Model Predictive Control of an Inverter With output LC Filter for UPS Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*,vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, Jun. 2009.
- [93] . Ihab S. Mohamed ; Sherif A. Zaid ; M. F. Abu-Elyazeed ; Hany M. Elsayed, « Classical methods and model predictive control of three-phase inverter with output LC filter for UPS applications,” *International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, 6-8 May 2013, Hammamet, Tunisia.

- [94] . Samir Kouro, Patricio Cortés, René Vargas, Ulrich Ammann, Rodriguez, “Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, Dec. 2009 .
- [95] . J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. Pontt, and S. Kouro, “Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 2930–2945, Dec. 2007 .
- [96] . P. Cortes, J. Rodriguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, “Predictive current control strategy with imposed load current spectrum,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 612–618, Mar. 2008.
- [97] . C. K. Lau and M. H. Pong, “DSP based fuzzy controlled power converter operating in both continuous and discontinuous conduction modes,” in *Proc. 22nd IEEE Int. Conf. Ind. Electron., Control, Instrum. (IECON)*, Aug. 5–10, 1996, vol. 3, pp. 1530–1535.
- [98] . W. Jun, P. Hong, and J. Yu, “A simple direct-torque fuzzy control of permanent magnet synchronous motor driver,” in *Proc. 5th WCICA*, Jun. 15–19, 2004, vol. 5, pp. 4554–4557.
- [99] . P. J. Alsina and N. S. Gehlot, “Neuro-adaptive control of induction motor stator current,” in *Proc. 21st IEEE Int. Conf. Ind. Electron., Control, Instrum. (IECON)*, Nov. 6–10, 1995, vol. 2, pp. 1434–1439.
- [100] . K. M. Tsang and W. L. Chan, “Adaptive control of power factor correction converter using nonlinear system identification,” *Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Appl.*, vol. 152, no. 3, pp. 627–633, May 6, 2005.
- [101] . S.-C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, “Indirect sliding mode control of power converters via double integral sliding surface,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 600–611, Mar. 2008.
- [102] . F. Cupertino, A. Lattanzi, and L. Salvatore, “Sliding mode control of an induction motor,” in *Proc. 8th Int. Conf. Power Electron. Variable Speed Drives*, 2000, pp. 206–211.
- [103] R. Kennel and A. Linder, “Predictive control of inverter supplied electrical drives,” in *Proc. IEEE PESC*, Galway, Ireland, 2000, pp. 761–766.
- [104] . J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva, M. Salgado, S. Rees, U. Ammann, P. Lezana, R. Huerta, and P. Cortés, “Predictive control of a three-phase inverter,” *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 9, pp. 561–562, Apr. 29, 2004.

- [105] . J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Cortes, U. Amman, and S. Rees, “Predictive current control of a voltage source inverter,” in Proc. 35th IEEE PESC, Jun. 2004, vol. 3, pp. 2192–2196.
- [106] . J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, and U. Ammann, “Predictive current control of a voltage source inverter,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 1, pp. 495–503, Feb. 2007.
- [107] . J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, and P. Cortes, “Predictive power control of an AC/DC/AC converter,” in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, Oct. 2005, vol. 2, pp. 934–939.
- [108] . P. Cortes, J. Rodriguez, D. E. Quevedo, and C. Silva, “Predictive current control strategy with imposed load current spectrum,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 612–618, Mar. 2008c .
- [109] . P. Cortes, J. Rodriguez, R. Vargas, and U. Ammann, “Cost functionbased predictive control for power converters,” in Proc. 32nd Annu. IEEE IECON, Nov. 2006, pp. 2268–2273.
- [110] . M. Catucci, J. Clare, and P. Wheeler, “Predictive control strategy for ZCS single stage resonant converter,” in Proc. 32nd Annu. IEEE IECON, Nov. 2006, pp. 2905–2910.
- [111] . P. Cortes and J. Rodriguez, “Three-phase inverter with output LC filter using predictive control for UPS applications,” in Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl., Sep. 2007, pp. 1–7.
- [112] . Chen, S., Lipo, T. A., and Fitzgerald, D. (1996) Sources of induction motor gearing currents caused by PWM inverters. IEEE Trans. Ener. Conv., 11, 25–32.
- [113] . Nouar HACHI, Abdellah KOUZOU, Ahmed HAFAIFA ,Ahmed CHAIBET, “ Modelling and simulation of fivephase inveter system,” The First International Conference on Materials, Environment, Mechanical and Industrial Systems, 27 April 2019, Djelfa, Algeria .
- [114] . Wang, F. (2000) Motor shaft voltages and bearing currents and their reduction in multi-level medium voltage PWM voltage source inverter drive applications. IEEE Trans. Ind. Appl., 36, 1645–1653.
- [115] . Rodriguez, J., Moran, L., Pontt, J., Osorio, R., and Kouro, S. (2003) Modeling and analysis of commonmode voltages generated in medium voltage PWM-CSI drives. IEEE Trans. Power Elect., 18(3), 873–879.

## *Bibliography*

---

[116] . Leonhard, W. (1985) Control of Electrical Drives. Springer-Verlag.