

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électrotechnique
Spécialité machine Électrique

présenté par

Khelifi Bachir

&

Boughella Youcef

Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux de type PUC

Proposé et dirigé par :

Dr : Ghadbane Ismail

Année Universitaire 2016-2017

Remerciement

- Tout d'abord, nous remercions Dieu pour nous avoir donné le courage, le morale et la santé pour mener à terme ce projet.
- Nous tenons à présenter nos vifs et sincères remerciements à notre promoteur **Dr : I.GHADBANE** pour son suivi, ainsi que sa disponibilité tout au long de l'élaboration de ce modeste travail.
- Nous présentons aussi nos vifs remerciements à tous les enseignants du département de l'électronique surtout les enseignants de l'option machine électrique qui ont assurés ma formation durant tout le cycle d'étude, ainsi que tout ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à l'élaboration de notre thèse.
- Nous tenons aussi à remercier l'ensemble des membres du jury.

Khelifi Bachir
Boughella youcef



Dédicace



*Je dédie ce modeste travail à
Mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour
terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une
longue vie et que **الله** les gardes.*

☺ *Je dédie ce modeste travail à :*

✚ *Mes chers parents: Mohamed et Houria*

✚ *Mes chers frères: Azzeddine, Abdelkader*

✚ *Mes chères sœurs: Atika et Zahra*

✚ *Chaiama et Bouchera*

☺ *A tous mes amis surtout :*

✚ *Zakaria Zeouk, Anes Hamouche, Abdelatif Salma,
Abdelnasser, Hamza Khelifi, Youcef Djaber, Youcef Rowan,
Moussa Zerouk , Racim Mamouni et Abdelkodousse Isselal.*

✚ *A mes chers amis de mon quartier.*

✚ *A mes chers amis de l'université.*

✚ *A mon promoteur **Mr. T. Ghadbane**, et mon binôme
Boughella Youcef.*

✚ *A toute la promotion 2016-2017électrotechnique sans
exception.*

✚ *A tous ceux que j'aime*

Khelifi Bachir



Dédicace



*Je dédie ce modeste travail à
Mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour
terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une
longue vie et que **الله** les gardes.*

🌐 *Je dédie ce modeste travail à :*

✚ *Mes chers parents: AISSA et SAIDA*

✚ *Mes chers frères: ABED EL MADJID, YASSER , IMAD EL DINE*

✚ *Mes chères sœurs: IMANE, CHAIMA*

🌐 *A tous mes amis surtout :*

✚ *ABED EL KODOUSSE ISSELAL, MOUAFAK KHELIFI,
Hamid LARBI ; SEDIK LARBI .*

✚ *A mes chers amis de mon quartier.*

✚ *A mes chers amis de l'université.*

✚ *A mon promoteur **Mr. I. GHADBANE**, et mon binôme
KHELIFI BACHIR.*

✚ *A toute la promotion 2016-2017 électrotechnique sans
exception.*

✚ *A tous ceux que j'aime*

BOUGHELLA YUCEF



ملخص :

إن المحركات الغير متزامنة هي الأكثر استعمالا إلى اليوم كما أن مجالات تطبيقها واسعة جدا ومتنوعة, في المصانع, المنازل... الخ.

إن هذا العمل يتمحور حول دراسة وتحليل عمل المموج ذو السبع مستويات من نوع PUC وذلك في حالة تغذيته لماكينة الغير متزامنة و عرض تقنية التحكم MLI. الهدف هو الحد من التوافقيات و الحصول على توتر (أو تيار) متناوب في نهاية التحويل و تحسين أداء الماكينة. و من أجل هذا فإنه سيتم معالجة هذا العمل على محورين, الأول دراسة المموج ذو السبع مستويات من نوع PUC, وأما الباب الثاني على التحكم الشعاعي.

في نهاية هذه الدراسة نعطي خلاصة عامة مع تحليل كل النتائج المتحصل عليها.

كلمات البحث :

محرك غير متزامن, تحكم شعاعي, المموج ذو السبع مستويات من نوع PUC

Résumé

Les moteurs asynchrones constituent la plus grande partie des moteurs construits jusqu'à aujourd'hui. Leurs domaines d'application sont aussi vastes que variés ; Industriels, domestiques...etc.

Ce travail est focalisé sur l'étude et l'analyse du fonctionnement de l'onduleur à sept niveaux de type PUC alimentant une machine asynchrone et une présentation de la commande de Modulation en Largeur d'Impulsion Sinusoïdale, a pour objectif de réduire les harmoniques, donc l'obtention d'une tension (ou un courant) sinusoïdale à la sortie de ces convertisseurs et d'améliorer les performances de la machine. Pour cela on va traiter ce travail sur deux axes, le premier sur l'utilisation des topologies multi-niveaux de l'onduleur, et le seconde porte sur la commande vectoriel.

A la fin de ce travail nous donnons une conclusion générale qui résume tout les résultats de simulation.

Mots clés :

Machine Asynchrone, Commande Vectorielle, Onduleur Multi-Niveaux de type PUC.

Abstract :

Indiction motors are the most utilized till today and Their domains' application are vast and variows ; industries, homes... etc.

This work is focused on the study and analysis of seven-level PUC inverters works when it is feed by an indiction machine as well as the presentation of the Sinusoidal Pulse Width Modulation, in ordre to reduce the harmonics, and gain an alternating tension at the end and amelurating the performance of the machine. Therefore we will treat this work on two axes the first is to study the multi-level topologies of the inverter and the second is on vector control.

At the end of this work we will present a general conclusion that summary all the results of simulation.

Keywords:

Indiction motor, Vector Control, seven-level PUC inverters.

Listes des acronymes et abréviations

Liste des acronymes

s, r	Indices correspondants au stator et au rotor.
α, β	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
d, q	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au champ tournant.
a_s, b_s, c_s	Indices correspondants aux trois phases du stator.
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique.
V_{abcs}	Tension statorique phase a, b ou c.
V_{dqos}	Tension statorique sur l'axe d ou q.
V_{abcr}	Tension rotorique phase a, b ou c.
V_{dqor}	Tension rotorique sur l'axe d ou q.
i_{abcs}	Courant statorique phase a, b ou c.
i_{dqos}	Courant statorique sur l'axe d ou q.
i_{abcr}	Courant rotorique phase a, b ou c.
i_{dqor}	Courant rotorique sur l'axe d ou q.
Φ_s, Φ_r	Flux statorique et rotorique.
Φ_{abcs}	Flux statorique phase a, b ou c.
Φ_{dqos}	Flux statorique sur l'axe d ou q.
Φ_{abcr}	Flux rotorique phase a, b ou c.
Φ_{dqor}	Flux rotorique sur l'axe d ou q.
L_{s1}	Inductance propre d'une phase statorique.
L_{r1}	Inductance propre d'une phase rotorique.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
L_{sr}	Inductance mutuelle stator-rotor.
L_s	Inductance statorique.
L_r	Inductance rotorique.
L_m	Inductance mutuelle entre rotor et stator.
$[K]$	Matrice de Park.
$[K]^{-1}$	Matrice inverse de Park.
θ_s	Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe lié au stator.
θ_r	Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe lié au rotor.
θ	Angle entre le stator et le rotor.
ω_s	Pulsation électrique statorique.
ω_r	Pulsation électrique rotorique.
ω	Pulsation mécanique.
P_{js}	Pertes joules.

Listes des acronymes et abréviations

P_{em}	Puissance électromagnétique.
ω_s	Pulsation statorique au champ tournant.
C_e	Couple électromagnétique.
P_{in}	Puissance électrique.
P	Nombre paire de pole.
J	Moment d'inertie du moteur asynchrone
f_v	Coefficient de frottement visqueux.
C_r	Couple résistant.
[A]	Matrice d'évolution.
[B]	Matrice de commande.
[U]	Vecteur de commande.
[X]	Matrice d'état.
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
Ω	Vitesse angulaire.
$S_{a,b,c}$	Fonction des signaux de commande
U_{dc}	Sortie de tension continue de redresseur et Source de tension continue de l'onduleur.
U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}	Tension composée des trois phases.
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
i_{dc}	Courant redressé.
i_{ch}	Courant de charge.
V_{bus}	Tension de source de l'onduleur ou redresseur PUC.
V_{aux}	Tension aux bornes de condensateur de l'onduleur ou redresseur PUC.
T_r	Constante de temps rotorique.

Liste des abréviations

MAS	Machine asynchrone
GTO	Gate Turn-off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolaire Transistor
NPC	Neutral Point Clamped
PUC	Convertisseur à cellules en U empilées (Packed U cells).
THD	Taux de distorsion harmonique
IRFOC	Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.
DFOC	Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion

TABLE DES MATIERES

Remerciements	I
Dédicace	II
Résumé	III
Listes des acronymes et abréviations	IV
Table des matières	VI
Liste des figures	X
Liste des tableaux	XII
Introduction générale	1

CHAPITRE 1**Modélisation Et Simulation De La Machine Asynchrone**

1.1 Introduction	3
1.2 Avantage et inconvénients du moteur asynchrone à cage	3
1.2.1 Les avantages	3
1.2.2 Les inconvénients	4
1.3 Modélisation de la machine asynchrone	4
1.3.1 Présentation de la machine	4
1.3.2 Hypothèse simplificatrices	5
1.3.3 Equations générales de la machine asynchrone	6
a Equations des tensions	6
b Equations des flux	7
1.3.4 Modélisation de Park de la machine asynchrone	8
a Transformation de Park	8
b Equations des tensions	9
c Equations magnétiques	10
1.3.5 Expression du couple électromagnétique	11
1.3.6 Equation mécanique	12
1.4 Choix du référentiel	12
1.4.1 Référentiel lié au rotor	12
1.4.2 Référentiel lié au champ tournant	13
1.4.3 Référentiel lié au stator	14
1.5 Mise en équation d'état	15
1.6 simulation	16
1.6.1 La machine asynchrone sur bloc Simulink	16
1.6.2 Résultats de simulation	17
a Essai à vide	17
b Essai en charge	18
c Interprétation	19

1.7 Conclusion	19
----------------	----

CHAPITRE 2

Modélisation de l'onduleur multi-niveaux de type PUC

2.1 Introduction	20
2.2 Généralité	21
2.2.1 Types d'onduleurs	21
a Les onduleurs monophasés de tension	21
b Les onduleurs triphasés	21
c Onduleurs multi-niveaux	21
1 Intérêt des convertisseurs statiques multi-niveaux	21
2 Description des principales topologies de la conversion multi-niveaux	22
(i) Convertisseurs à point neutre calé par des diodes	22
(ii) Convertisseur à capacités flottantes	23
(iii) Onduleur en pont H en cascade	23
2.2.2 Commandes linéaires	24
a Régulateur PID	24
b Régulateur feed-forward	26
2.2.3 Technique de modulation de largeur d'impulsion	26
2.3 Modélisation et simulation de l'alimentation de la machine	29
2.3.1 Modélisation de l'onduleur deux niveaux	29
a Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé	29
b Résultats de la simulation	31
2.3.2 Modélisation du redresseur de courant à MLI	32
a Source d'alimentation	33
b Le redresseur à MLI	33
c La Charge	33
d Asservissement du redresseur de courant à deux niveaux à MLI	34
1 Régulation de la tension	35
2 Régulation du courant	35
e Résultats de la simulation	36
2.3.3 Modélisation de l'onduleur PUC	37
a Convertisseur PUC monophasé	37
1 Etude théorique	37
2 Fonctionnement en mode onduleur	40
(i) Topologie	40
(ii) Commande utilisée	40
1. Régulation de V_{aux} sept niveaux	41
2. Régulation de V_{AB}	41
3. Régulation de I_{ch}	43
(iii) Résultat de la simulation	44
3 Fonctionnement en mode redresseur	46

(i) Topologie	46
(ii) Commande MLI	47
(iii) Résultat de la simulation	47
b Convertisseur PUC Triphasé	48
4 Fonctionnement en mode onduleur	48
(i) Présentation de la topologie	48
(ii) Commande utilisée	49
(iii) Résultat de la simulation	51
2.4 Résultats de simulation de machine asynchrone alimentée par PUC	54
2.5 Conclusion	57

CHAPITRE 3

Commande vectoriel de la machine asynchrone

3.1 Introduction	58
3.2 Choix du référentiel	59
3.3 Principe de la commande vectorielle	59
3.4 La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté (DFOC)	60
3.5 La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)	61
3.5.1 Mise en équation de la commande IRFOC	61
3.5.2 Estimation	63
3.5.3 Expression du couple électromagnétique	64
3.5.4 Equation mécanique	64
3.5.5 Découplage	65
a Découplage par compensation	65
3.5.6 La régulation	68
a Régulateur de vitesse	68
b Régulateurs des courants	69
1 Régulateur de courants i_{ds}	69
2 Régulateur de courants i_{qs}	70
3.5.7 Bloc de défluxage	72
3.6 Résultats de simulation	73
3.6.1 Essai En vide	73
a Interprétations des résultats	75
3.6.2 Essai en charge	76
a Interprétations des résultats	78
3.6.3 Variation de vitesse	79
a Interprétations des résultats	81
3.7 Conclusion	81

CONCLUSION GENERALE	82
ANNEXES	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.	

Liste des figures

Figure (1.1)	Modèle généralisée de la MAS triphasé	5
Figure (1.2)	Passage du système triphasé au système biphasé	8
Figure (1.3)	Modèle généralisé biphasé de la MAS dans le repère (d-q)	11
Figure (1.4)	Référentiel lié au rotor (d-q)	13
Figure (1.5)	Référentiel lié au champ tournant (d-q)	13
Figure (1.6)	Référentiel lié au stator (α-β)	14
Figure (1.7)	Le schéma bloc de la machine asynchrone sur Simulink	16
Figure (1.8)	Les résultats de la simulation pour le démarrage à vide de la machine asynchrone	17
Figure (1.9)	Les résultats de la simulation pour le démarrage en charge de la machine asynchrone	18
Figure (2.1)	Les différentes des topologies onduleurs multi-niveaux	22
Figure (2.2)	bras d'un onduleur NPC sept niveaux	23
Figure (2.3)	topologie multi-niveaux à cellules imbriquées (phase A)	23
Figure (2.4)	onduleur en cascade sept niveaux (phase A)	24
Figure (2.5)	Régulateur PID	25
Figure (2.6)	Comparaison entre le signal de référence et le signal triangulaire	26
Figure (2.7)	Modulation MLI 7 niveaux	27
Figure (2.8)	Types des modulations MLI	28
Figure (2.9)	Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux	29
Figure (2.10)	Tension et courant de phase d'un onduleur à deux niveaux et son spectre harmonique pour $r=0.85$ et $m=21$	32
Figure (2.11)	redresseur de courant à MLI	32
Figure (2.12)	Principe général de l'asservissement du redresseur triphasé à deux niveaux	34
Figure (2.13)	Schéma réduit de régulation de tension	35
Figure (2.14)	Schéma réduit de régulation de courant	35
Figure (2.15)	Formes d'ondes tension U_{dc} et les courants i_{ch} , i_{dc} et i_{ares}	36
Figure (2.16)	Cellule d'un convertisseur PUC	37
Figure (2.17)	Convertisseur PUC 7 niveaux	38
Figure (2.18)	Les états des commutations du convertisseur PUC	39
Figure (2.19)	Schéma de l'onduleur PUC 7 niveaux	40
Figure (2.20)	Régulation de V_{aux} en fonction de V_{bus} par décalage	41
Figure (2.21)	Consigne de courant en fonction de la tension de sortie	41
Figure (2.22)	Régulateur feed_forward pour la consigne de MLI	42
Figure (2.23)	Boucle de régulation pour l'onduleur PUC 7 niveaux	42
Figure (2.24)	Comparaison entre le signal de référence et les six porteuses	43
Figure (2.25)	Signal modulé obtenu	43
Figure (2.26)	Formes d'ondes de la tension, courant et tension du condensateur	44
Figure (2.27)	THD du tension et courant de charge	45
Figure (2.28)	Redresseur PUC sept niveaux	46

Figure (2.29)	Boucle de régulation pour le redresseur PUC	47
Figure (2.30)	Tension aux bornes des condensateurs	48
Figure (2.31)	Onduleur PUC triphasé	49
Figure (2.32)	Boucle de régulation de l'onduleur PUC triphasé	50
Figure (2.33)	Tension et courant de charge pour une phase	51
Figure (2.34)	Tension aux bornes du condensateur	51
Figure (2.35)	Tensions et courants de la charge	52
Figure (2.36)	THD du tension et courant de charge	53
Figure (2.37)	MAS alimenté par onduleur deux niveaux	56
Figure (2.38)	MAS alimenté par onduleur PUC sept niveaux	56
Figure (3.1)	Principe de la commande vectorielle	62
Figure (3.2)	Schéma bloc du modèle de la machine asynchrone	66
Figure (3.3)	Découplage par compensation	67
Figure (3.4)	Boucle de régulation de la vitesse Ω	68
Figure (3.5)	Boucle de régulation du courant i_{ds}	69
Figure (3.6)	Boucle de régulation du courant i_{qs}	70
Figure (3.7)	Schéma fonctionnel de la commande vectorielle IRFOC	71
Figure (3.8)	Boucle de dé fluxage	72
Figure (3.9)	Simulation avec onduleur PUC sept niveaux en essai à vide	75
Figure (3.10)	Simulation avec onduleur MLI deux niveaux en essai à vide	75
Figure (3.11)	Simulation avec onduleur PUC sept niveaux en essai en charge	77
Figure (3.12)	Simulation avec onduleur MLI deux niveaux en essai en charge	77
Figure (3.13)	Simulation avec onduleur PUC sept niveaux en essai variation de vitesse	80
Figure (3.14)	Simulation avec onduleur MLI deux niveaux en essai variation de vitesse	80

Liste des tableaux

Tableau (2.1)	Comparaison entre les différents convertisseurs sept niveaux	38
Tableau (2.2)	Tableau de commutation du convertisseur PUC	39
Tableau (2.3)	Comparaison entre les deux topologies d'onduleur	55
Tableau (3.1)	Comparaison des ondulations entre les deux topologies d'onduleur	76

Introduction Générale

Introduction générale

De plus en plus, l'énergie électrique connaît un vaste champ d'application dans tous les domaines. Ces dernières, le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande. [23]

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés pour la commande des moteurs asynchrones.

Ces convertisseurs sont des structures qui permettent de convertir le courant électrique d'une forme à une autre.

Deux formes du courant sont utilisées dans les applications électriques actuelles : le courant sous sa forme continue et le courant sous sa forme alternative, ce qui nous donne quatre types de conversion, soit : [12]

- DC/AC ou onduleur qui a pour but de transformer le courant en alternatif.
- AC/DC ou redresseur qui a pour but de redresser le courant alternatif et de le rendre continu.
- DC/DC dont le but est de changer l'amplitude d'un courant continu, le hacheur est l'application la plus répandue.
- AC/AC dont le but est de changer la fréquence d'un courant alternatif, elle est souvent réalisée par deux transformations AC/DC et DC/AC consécutives, mais elle peut aussi être faite directement avec un convertisseur matriciel.

Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté soit par une source continue soit par un réseau redressé soit par une batterie d'accumulateur pour fournir une tension ou courant alternatifs de fréquence variable (le cas des moteurs à courant alternatifs)

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à sa sortie, ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charge surtout les machines électriques.

Ces tension de sortie sont très riches en harmoniques, d'où la nécessité de les réduire. Outre cela les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement.

Dans les applications de fortes puissances, la structure à sept niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmonique nettement inférieur.

Le système étudié dans notre travail, se compose d'une commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux de type PUC commandé par MLI sinusoïdale (sinusoïdal pulse with modulation).

Nous avons organisé cette mémoire en trois chapitres comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau, dans celui-ci nous allons tirer toutes les équations nécessaires de cette machine, ensuite nous donnerons les différentes simulations pour pouvoir connaître le comportement dynamique de la machine asynchrone.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons la modélisation de l'onduleur à sept niveaux de type PUC et la stratégie de commande MLI, tel que la modulation de largeurs d'impulsions MLI basée sur la technique triangulo-sinusoïdale.

Dans le troisième chapitre est consacrée une application de la commande vectorielle indirecte en tension à la machine asynchrone alimenté par deux onduleur (onduleur sept niveaux type PUC et deux niveaux MLI), simulation, tests de robustesse de la commande.

A la fin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle et la lumière des résultats obtenus, nous présenterons les remarques et les perspectives.

Chapitre 1 Modélisation et Simulation De La Machine Asynchrone

1.1 Introduction

La machine asynchrone ou machine à induction est la plus utilisée dans les applications industrielles, elle couvre actuellement l'essentiel des besoins de transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, puisqu'elle présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse. Cette machine peut être construite des différentes formes selon l'évolution, des quelques watts jusqu'à plusieurs mégawatts. [1]

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions des ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande. [2]

Généralement on procède de deux manières pour la modélisation selon l'objectif visé : [1]

- Les modèles en grandeur de phases, dérivant des équations différentielles à coefficients périodiques régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park, utilisés ordinairement pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande des machines.

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies : [3]

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Vérifier sa validité.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel biphasé, soit tournant (d-q), soit fixé au stator (α - β), ces derniers sont déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations Mathématiques adéquates. [4]

1.2 Avantage et inconvénients du moteur asynchrone à cage

1.2.1 Les avantages [24]

- ❖ Alimenté directement en courant alternatif.
- ❖ Peu d'entretien et de surveillance.
- ❖ Prix faible que les moteurs à induction.
- ❖ Ce moteur ne contient pas de collecteur qui est un organe coûteux. Il est donc de prix d'achat moins élevé et beaucoup plus robuste.

1.2.2 Les inconvénients [24]

- ❖ Faible possibilité de réglage de vitesse.
- ❖ Appel de courant important au démarrage.
- ❖ Ne supporte pas le démarrage de longue durée.
- ❖ La zone de stabilité étroite.

1.3 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation d'un système quelconque est indispensable est lorsque nous voulons le commander, La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions, ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

La machine asynchrone est modélisée par un système de six équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

Le modèle de Park permet d'apporter certaines simplifications. Un choix judicieux du repère de Park permet d'obtenir un modèle de la machine asynchrone proche de la machine à courant continu. Le courant direct règle le flux et le courant en quadrature règle le couple électromagnétique. [5]

1.3.1 Présentation de la machine

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor .Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur des quelles sont bobinées trois enroulement formant les enroulements statoriques.

Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encocheage du à la forte variation de reluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté.

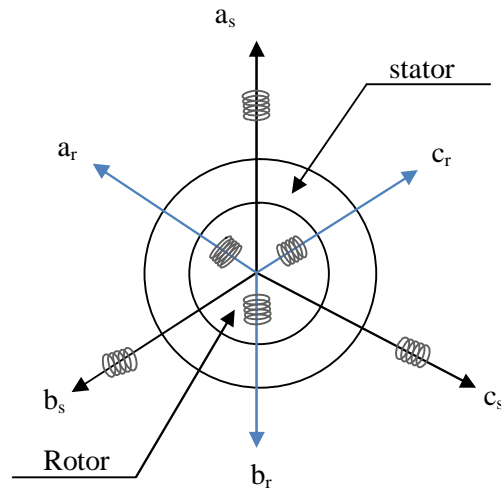


Figure (1.1) : Modèle généralisée de la MAS triphasé.

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, notre machine est à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique.

Le stator sera composé de trois bobines identiques (a_s , b_s et c_s) régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a_r , b_r , c_r) court-circuités sur elles mêmes également régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électrique. [5]

1.3.2 Hypothèse simplificatrices

Dans le cadre de la modélisation de la machine asynchrone nous avons opté pour les hypothèses simplification, conventionnellement utilisées suivantes : [10]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, L'hystérésis, Les courant de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On admet que la force magnétomotrice (FEM) créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

La MAS triphasée, représentée schématiquement par la figure (1.1), est munie de six enroulements.

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants triphasés.
- Le rotor peut être modélisé par enroulements identiques court-circuités dont la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle.

1.3.3 Equations générales de la machine asynchrone

a Equations des tensions

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement, on peut écrire [10] :

$$V = R_i + \frac{d\phi}{dt} \quad (1.1)$$

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (1.2)$$

Et pour des phases rotoriques :

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (1.3)$$

Donc :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (1.4)$$

et:

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] = [0] \quad (1.5)$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont **nulles**.

avec :

$$[V_{abcs}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des tensions appliquées aux trois phases statoriques.}$$

$$[V_{abcr}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des tensions appliquées aux trois phases rotoriques.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \text{ Résistance d'une phase statorique.}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; \text{ Résistance d'une phase rotorique.}$$

$$[i_{abcs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des courants qui traversent les trois phases statoriques.}$$

$$[i_{abcr}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des courants qui traversent les trois phases rotoriques.}$$

b Equations des flux

Les flux magnétiques s'exprime par :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_s][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{abcr}] \quad (1.6)$$

et:

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{sr}]^T[i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}] \quad (1.7)$$

Avec :

$$[\Phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des flux totaux à travers ces enroulements statorique.}$$

$$[\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des flux totaux à travers ces enroulements rotorique.}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s1} & M_s & M_s \\ M_s & L_{s1} & M_s \\ M_s & M_s & L_{s1} \end{bmatrix}; \text{ matrice inductance statorique}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{r1} & M_r & M_r \\ M_r & L_{r1} & M_r \\ M_r & M_r & L_{r1} \end{bmatrix}; \text{ matrice inductance rotorique.}$$

L_{s1} : Inductance propre d'une phase statorique.

L_{r1} : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$[L_{sr}]$: Matrice inductance mutuelle maximale stator-rotor.

L_{sr} : Inductance mutuelle maximale stator-rotor.

Finalement :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [[L_s][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{abcr}]] \quad (1.8)$$

et:

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [[L_{sr}]^T[i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}]] = [0] \quad (1.9)$$

1.3.4 Modélisation de Park de la machine asynchrone

a Transformation de Park

Le modèle de Park s'obtient par une transformation du repère triphasé en un repère biphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques, il conduit à des relations indépendantes du temps et à la réduction d'ordre des équations de la machine.

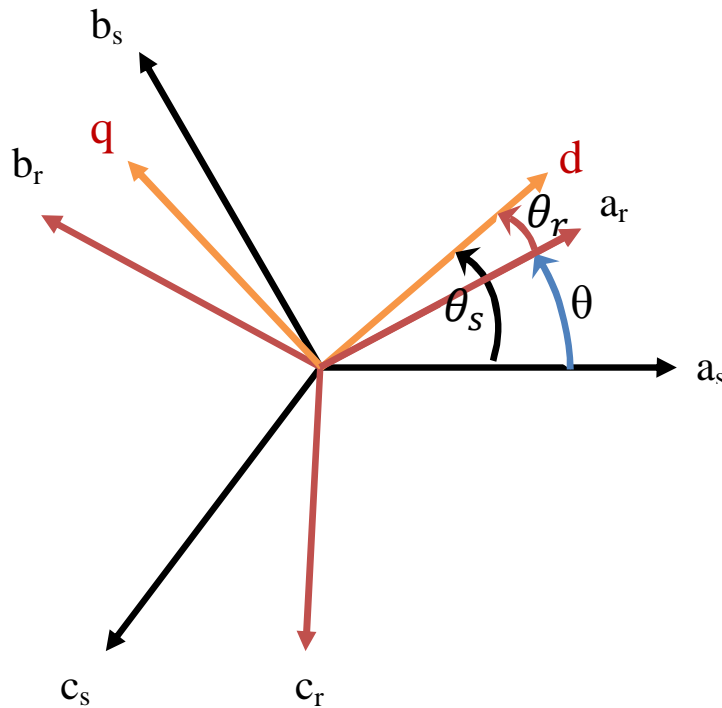


Figure (1.2) : Passage du système triphasé au système biphasé.

La transformation de Park est définie par :

$$[X_{dq0}] = [K][X_{abc}] \quad (1.10)$$

La matrice de transformation de Park $[K]$ est défini comme suit :

$$[K] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \vartheta & -\sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$$

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ permet de conserver les amplitudes des tensions, courants, et flux.

ϑ : L'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[K]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$$

Avec :

$\vartheta = \theta_s$ et $K = K_s$ Pour le stator.

$\vartheta = \theta_r$ et $K = K_r$ pour le rotor.

θ_s : Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe lié au stator.

θ_r : Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe lié au rotor.

b Equations des tentions

En appliquant la transformation du Park au système (1.4), (1.5), (1.6), (1.7), le nouveau système d'équations devient :

Pour le stator :

$$[V_{dq0s}] = [R_s][i_{dq0s}] + ([K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1}) [\Phi_{dq0s}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0s}] \quad (1.11)$$

Pour le rotor :

$$[V_{dq0r}] = [R_r][i_{dq0r}] + ([K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1}) [\Phi_{dq0r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0r}] = [0] \quad (1.12)$$

avec:

$$[K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c & 0 \\ \omega_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; [K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les équations de Park statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_c \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_c \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (1.13)$$

Avec :

ω_c : Pulsation électrique statorique.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

$\omega = \omega_c - \omega_r$; Pulsation mécanique.

c Equations magnétiques

En appliquant la transformation du Park au système (1.6), (1.7), Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (1.14)$$

Avec :

$L_s = L_{s1} - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = L_{r1} - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} L_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

Le modèle biphasé de la machine asynchrone dans le repère, $(d-q)$ est donné par la Figure (1.3) suivant :

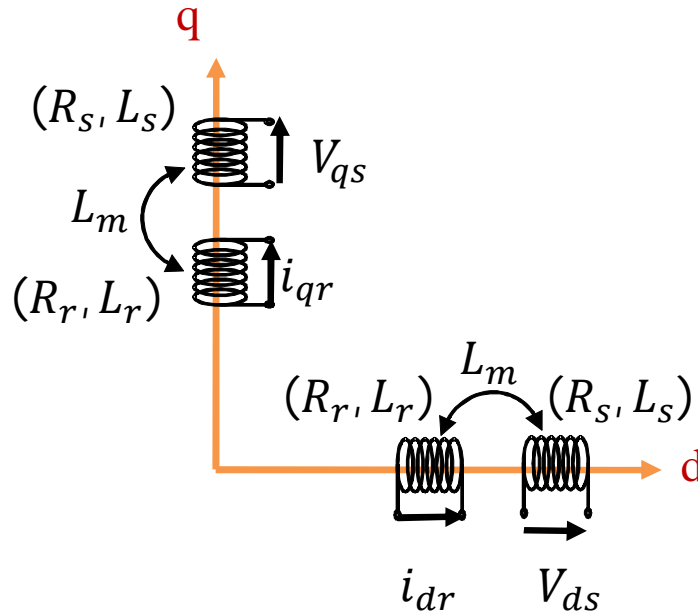


Figure (1.3) : Modèle généralisé biphasé de la MAS dans le repère $(d-q)$.

1.3.5 Expression du couple électromagnétique

La puissance électrique consommée par la machine asynchrone est :

$$P_{in} = V_{as}i_{as} + V_{bs}i_{bs} + V_{cs}i_{cs} \tag{1.15}$$

En appliquant la transformation du Park au l'équation (1.15), la nouvelle équation devient :

$$P_{in} = \frac{3}{2}(V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs}) + 3V_{0s}i_{0s} \tag{1.16}$$

En remplaçant les équations V_{ds} et V_{qs} du système d'équation (1.13) dans (1.16), on obtient l'équation suivant :

$$P_{in} = [\frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)] + [\frac{3}{2}\omega_s(\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds})] = P_{js} + P_{em} \tag{1.17}$$

Avec :

P_{js} : Pertes joules.

P_{em} : Puissance électromagnétique.

ω_s : Pulsation électrique statorique.

Et d'autre part on a :

$$P_{em} = C_e \Omega_s = C_e \frac{\omega_s}{p}$$

C_e : Le couple électromagnétique.

P : nombre paire des pôles.

$$\text{Donc : } P_{em} = C_e \frac{\omega_s}{P} = \frac{3}{2} \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds})$$

$$C_e = \frac{3}{2} P (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (1.18)$$

En remplaçant le système d'équation (1.14) dans (1.18), on obtient l'équation du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (1.19)$$

1.3.6 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{P}) \quad (1.20)$$

Tel que :

ω : Pulsation mécanique.

J : moment d'inertie du moteur asynchrone.

f_v : Coefficient de frottement visqueux.

C_r : Couple résistant.

C_e : Le couple électromagnétique.

P : nombre paire des pôles.

1.4 Choix du référentiel

Il y a trois transformations de référentiel qui sont couramment employées dans la simulation des machines électriques, il est : [11]

- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant.
- Référentiel lié au stator.

1.4.1 Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor. La position repère est déterminée généralement par intégration de la vitesse du moteur. Il est utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones.

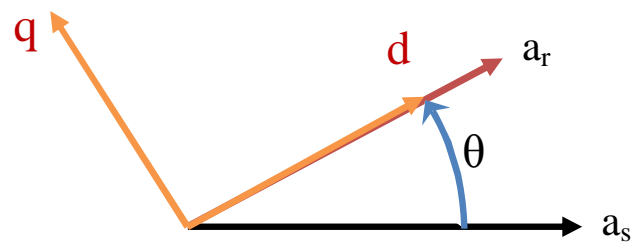


Figure (1.4) : Référentiel lié au rotor (d - q).

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (1.21)$$

La vitesse du référentiel ainsi que sa position angulaire deviennent celles du rotor.

1.4.2 Référentiel lié au champ tournant

Repère d'axes (d - q) lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues, puisque la pulsation du champ tournant est égale à la pulsation des tensions statoriques $\omega_c = \omega_s$ cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

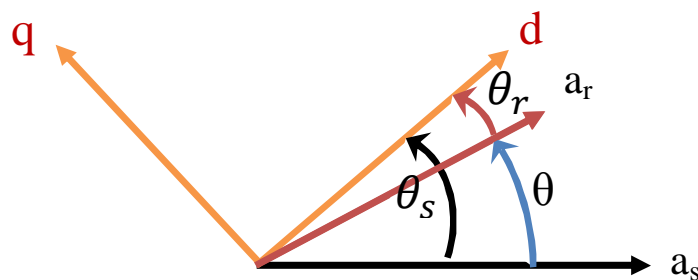


Figure (1.5) : Référentiel lié au champ tournant (d - q)

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r \quad (1.22)$$

On obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère **(d-q)** lié au champ tournant:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (1.23)$$

Avec :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$; Vitesse électrique (pulsation) statorique.

1.4.3 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence de l'alimentation.

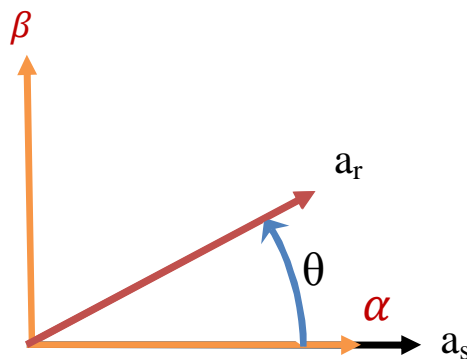


Figure (1.6) : Référentiel lié au stator (α - β).

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (1.24)$$

1.5 Mise en équation d'état

Afin de permettre la simulation de la MAS, elle est mise sous forme d'équation d'états de la forme :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (1.25)$$

Avec :

[A] : Matrice d'évolution.

[B] : Matrice de commande.

[U] : Vecteur de commande.

[X] : Matrice d'état

En remplaçant i_{dr} , i_{qr} , ϕ_{ds} , ϕ_{qs} de (1.14) dans le système (1.23), nous obtenons l'équation de système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + \omega_r \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - \omega_r \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{P}) \end{cases} \quad (1.26)$$

Où :

$\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right)$: Coefficient de dispersion de Blondel.

$\omega = P \cdot \Omega$: Pulsation mécanique.

nous obtenons l'équation matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \\ R_r \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ 0 & R_r \frac{L_m}{L_r} & -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Avec :

$$[\dot{X}] = \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix}; [A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \\ R_r \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ 0 & R_r \frac{L_m}{L_r} & -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$$

1.6 simulation

1.6.1 La machine asynchrone sur bloc Simulink

La Figure (1.7) représente Le schéma bloc de la machine asynchrone sous **MATLAB SIMULINK**.

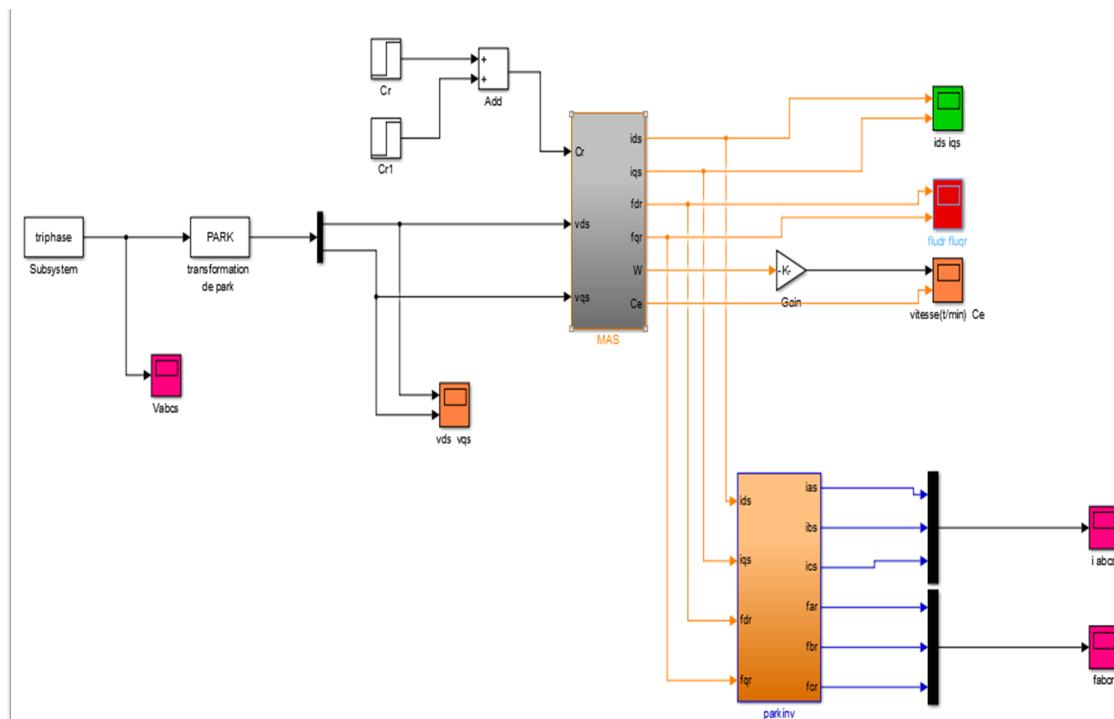


Figure (1.7) : Le schéma bloc de la machine asynchrone sur Simulink

1.6.2 Résultats de simulation

Les paramètres de la machine asynchrone sont donnés dans l'annexe A est tout d'abord alimentée directement par le réseau triphasé équilibré. Les résultats de simulation sont présentés dans ce qui suit :

a Essai à vide

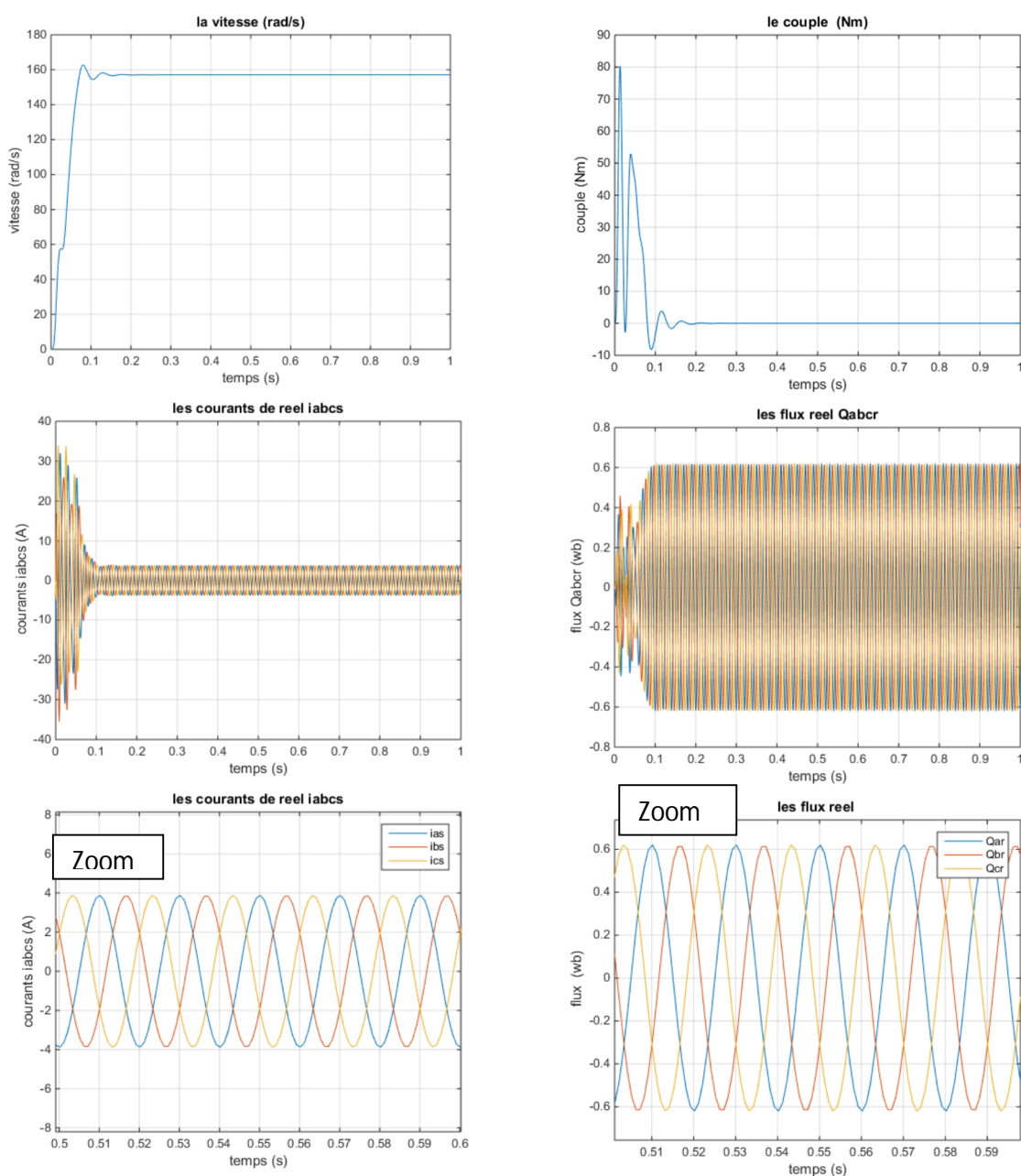


Figure (1.8) : les résultats de la simulation pour le démarrage à vide de la machine asynchrone.

b Essai en charge

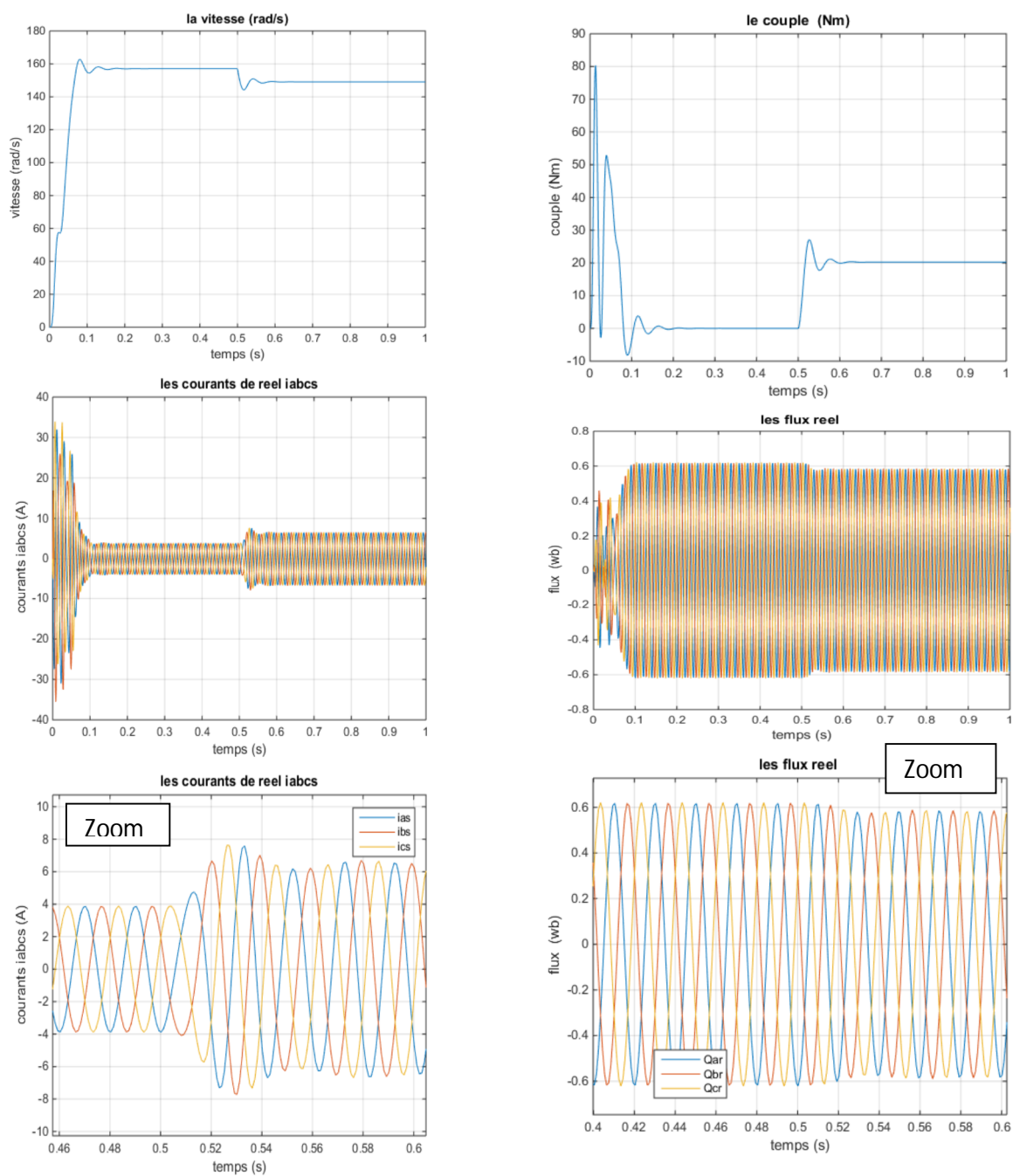


Figure (1.9) : les résultats de la simulation pour le démarrage en charge de la machine asynchrone.

c Interprétation

Les figures (Figure (1.8)) et (Figure (1.9)), représentent les résultats de simulation de la machine asynchrone respectivement à vide et lors d'une application d'un couple résistant de 20 Nm en $t=0,5$ s.

Ainsi, nous remarquons que :

Au régime transitoire le couple atteint 80 Nm puis il commence à descendre pour atteindre une valeur nul puisqu'il n'y a pas de charge. Mais à l'instant $t=0.5$ s lorsque la charge est appliquée on voit que le couple fait un pic de 27 Nm à l'instant $t=0.6$ s puis il se stabilise pour la valeur de 20 Nm.

La vitesse atteint, la vitesse du synchronisme (157 rad/s) après le régime transitoire qui dure environs 0,19s. Mais à l'instant $t=0.5$ s lorsque la charge est appliquée on voit que la vitesse se stabilise pour la valeur de 147 rad/s.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi un modèle mathématique du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante sous des hypothèses simplificatrices. Nous avons utilisé la transformation du Park pour simplifier des équations différentielles et pour réduire l'ordre du système d'état électrique de la machine de six à quatre équation. Cette transformation permet le changement de la machine triphasée réelle à une machine biphasée équivalente pour faciliter la simulation.

Chapitre 2 Modélisation de l'onduleur multi niveaux de type PUC

2.1 Introduction

La technologie de conversion de l'énergie continu-alternatif, en utilisant les convertisseurs statiques tel que les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance en pleine croissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif, utilité d'interconnexion, alimentation de sécurité...etc.

La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteur entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, et d'autre part sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion.

Cela permet d'adapter pour chaque application la structure de l'onduleur et la stratégie de commande qui lui conviennent le mieux.

Malgré leurs nombreux avantages, les onduleurs conventionnels présentent certains inconvénients tels que :

- ❖ L'usage limité aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement.
- ❖ La détérioration prématurée des roulements causés par l'apparition des tensions homopolaire à l'arbre du moteur.

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur à été introduit en l'occurrence, l'onduleur multi-niveaux, ce type d'onduleur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants on mentionne :

- ❖ Il peut générer des tensions très proches de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale.
- ❖ Il réduit les tensions du mode homopolaire.
- ❖ Il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.

Cependant, les convertisseurs sont naturellement sources de nombreuses perturbations, Ces perturbations se voient dans la dégradation du facteur de puissance, et de la génération de courants non sinusoïdaux riches en harmoniques. Les progrès réalisés dans les semi-conducteurs de puissance entièrement commandables ont conduit à de nouvelles structures.

Dès lors différentes topologie surgissent, chacune a ses propres avantages et inconvénients dans la conversion **DC /AC**. [11]

Ce chapitre est consacré à la présentation des principales structures d'onduleurs de tension multi-niveaux de type PUC.

2.2 Généralité

2.2.1 Types d'onduleurs

a Les onduleurs monophasés de tension

Ce type d'onduleurs est destiné à alimenter des charges alternatives monophasées, on distingue deux configuration de base: en demi-pont ou en pont complet. [5]

b Les onduleurs triphasés

Les onduleurs monophasés sont utilisés pour des applications de faible puissance, alors que les onduleurs triphasés couvrent la gamme des moyennes et des fortes puissances.

L'objectif de cette topologie est de fournir une source de tension triphasée, dont l'amplitude, la phase et la fréquence sont contrôlables. [5]

c Onduleurs multi-niveaux

1 Intérêt des convertisseurs statiques multi-niveaux

Un convertisseur statique est dit << multi-niveaux >> lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux, Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissances : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continu que le nombre de niveaux est élevé. [11]

D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques, est par conséquent, d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques. [11]

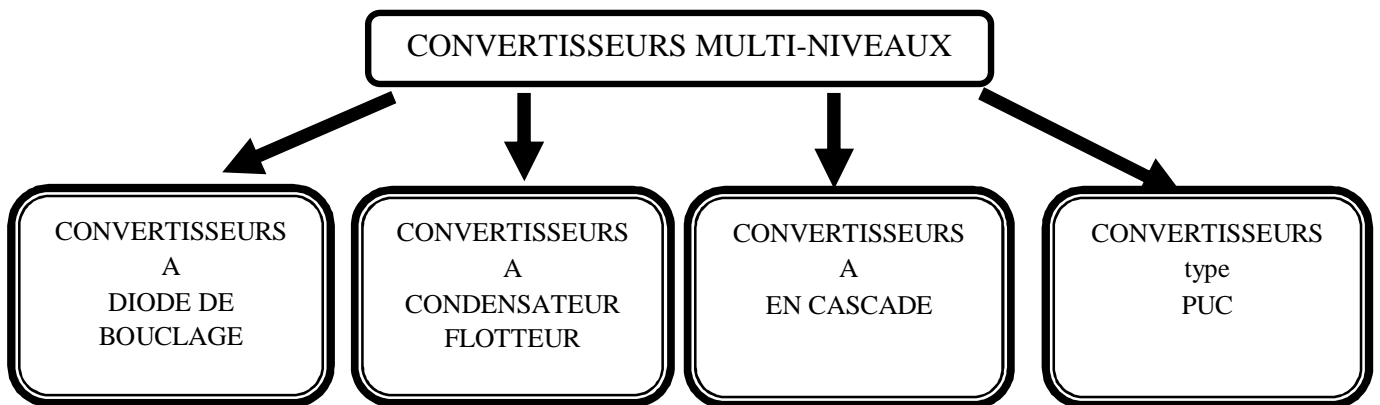


Figure (2.1) : Les différentes des topologies onduleurs multi-niveaux.

2 Description des principales topologies de la conversion multi-niveaux

Les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être implantés de différentes manières, dans lesquelles la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux.

Cette partie est consacrée à la présentation d'une brève synthèse des principales topologies des convertisseurs multi-niveaux, leurs principes de fonctionnement et on cite quelques avantages et inconvénients. Les principales topologies sont : [11]

- La topologie à diode de bouclage (NPC).
- La topologie au condensateur flotteur (à cellule imbriquées).
- La topologie en cascade.

(i) Convertisseurs à point neutre calé par des diodes

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped). [11] Cette topologie a été présentée la première fois par Nabae et Akagi en 1981. Elle avait pour but d'ajouter un niveau de tension intermédiaire à la tension de sortie d'un onduleur afin de réduire les harmoniques. [12]

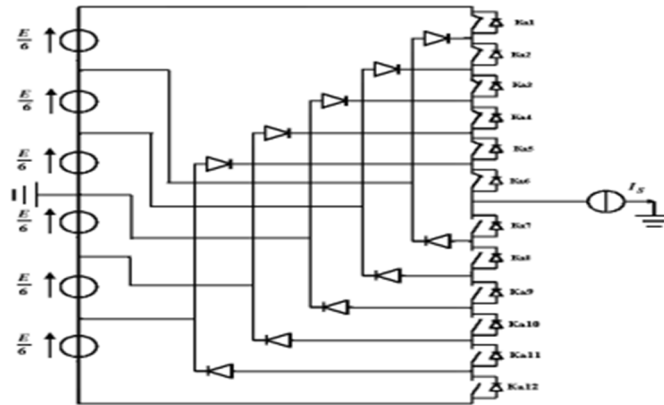


Figure (2.2) : Bras d'onduleur NPC à sept niveaux

(ii) **Convertisseur à capacités flottantes**

Cette structure est proposée par **T.Meynand** et **H.Foch** pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension, et d'autre part le nombre excessif de diodes. [11]

Dans cette topologie les deux diodes de calage du convertisseur NPC ont été remplacées par une capacité, d'où le nom de convertisseur à capacités flottantes. Les combinaisons de fonctionnement sont les mêmes que pour la topologie NPC. [12]

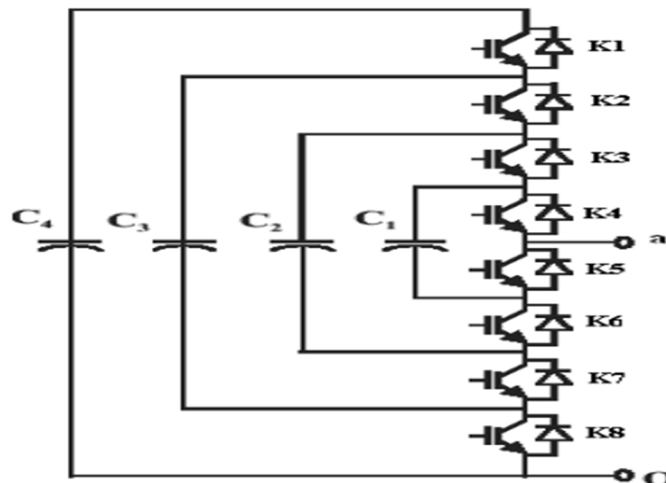


Figure (2.3) : Topologie multi-niveaux à cellules imbriquées (phase A)

(iii) **Onduleur en pont H en cascade**

Cette topologie (Peng et al en 1996) consiste à mettre en cascade plusieurs onduleurs en pont H monophasés de trois niveaux. Chaque pont est alimenté par une source de tension continue distincte. Ce qui fait que pour N onduleurs en cascade, la tension de sortie peut être constituée de (2N+1) niveaux. En comparaison avec les deux topologies précédentes, nous remarquons que nous pouvons obtenir le même nombre de niveaux avec le même nombre d'interrupteurs et sans diodes de calage ni de capacités flottantes.

Néanmoins, pour chaque paire de niveaux additionnelle il faut une source de tension supplémentaire, ce qui représente un inconvénient majeur pour cette topologie. [12]

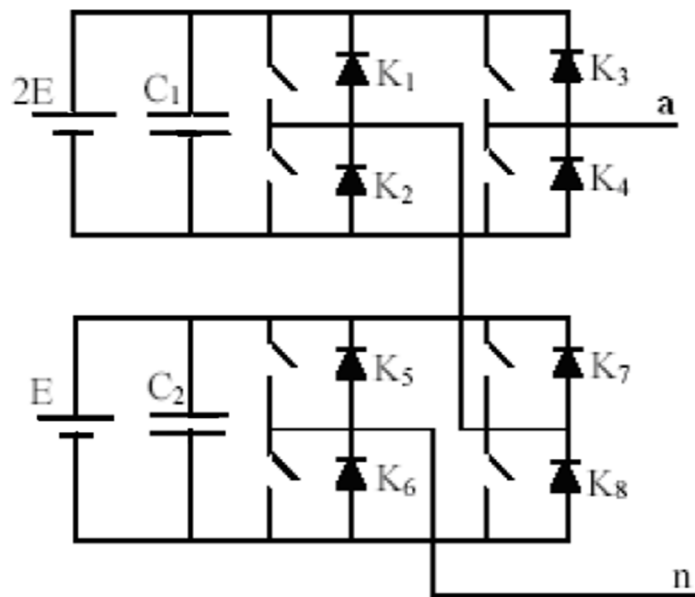


Figure (2.4) : Onduleur en cascade à sept niveaux (phase A)

2.2.2 Commandes linéaires

a Régulateur PID

Cette famille de contrôleurs est conçue pour les systèmes linéaires. Pour les systèmes non linéaires comme les convertisseurs, elle peut être utilisée en linéarisant des boucles de commande autour d'un point de fonctionnement. En conséquence de ce mode de commande basé sur une linéarisation autour d'un ou de quelques points de fonctionnement, le contrôle peut être perdu en cas de changement de paramètres de fonctionnement. [12]

Pour les systèmes linéaires on utilisera des correcteurs linéaires, pour en citer quelques-uns, le correcteur à avance ou à retard de phase, la commande par retour d'état linéaire, ou encore les contrôleurs à minimum de critère quadratique, sont des régulateurs testés et approuvés dans la commande des convertisseurs de puissance. Néanmoins, le régulateur proportionnel intégral dérivé (**PID**) reste le contrôleur le plus utilisé de l'industrie.

Le régulateur **PID** repose sur l'action de trois composantes (proportionnelle, intégrale et dérivée) à travers la fixation de leurs gains K_p , K_i et K_d . La première de ces actions est l'action proportionnelle dont l'effet est de réduire l'erreur statique, mais plus le gain K_p augmente le temps de repense. L'action intégrale annule complètement l'erreur statique, cependant, son augmentation rend le système instable. Enfin, le gain de l'action dérivée,

s'il est bien choisi, aura pour effet l'atteinte de la stabilité du système plus rapidement et la diminution du dépassement, sinon il causera l'instabilité totale de la régulation. Ces trois composantes seront combinées afin d'obtenir un compromis entre la précision, la stabilité et la rapidité de la réponse.

$$C(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad (2.1)$$

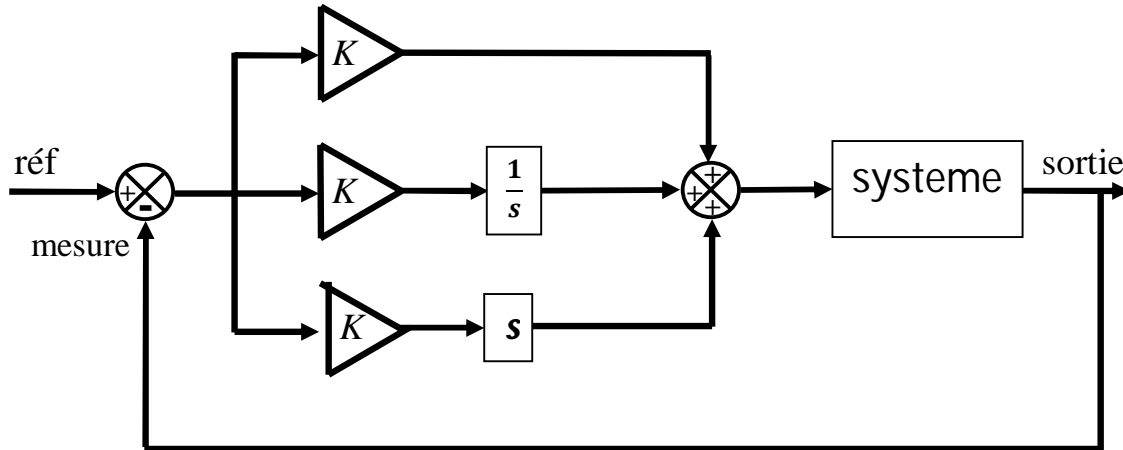


Figure (2.5) : Régulateur PID

Le régulateur à avance et/ou retard de phase est un régulateur simple conçu pour la correction des systèmes linéaire, mais il a tout de même été utilisé pour le contrôle des structures d'électronique de puissance à plusieurs reprises. Ce compensateur peut avoir soit l'une des deux actions (avance et retard de phase) soit les deux actions en même temps. Il est représenté de la manière suivante :

$$C(s) = K \frac{1+aT_s}{1+T_s} \quad (2.2)$$

$$C(s) = K \frac{1+T_s}{1+bT_s} \quad (2.3)$$

$$C(s) = K \frac{1+aT_s}{1+T_s} \frac{1+T'_s}{1+bT'_s} \quad (2.4)$$

L'équation (2.2) représente un compensateur à avance de phase qui ressemble dans son fonctionnement à un contrôleur **PD**. L'équation (2.3) représente un compensateur à retard de phase dont le fonctionnement ressemble au fonctionnement d'un contrôleur **PI**. Enfin l'équation (2.4) représente un compensateur à avance-retard de phase et dont l'effet se rapproche de l'effet d'un contrôleur **PID**. Notons que **a** et **b** doivent toujours être strictement supérieurs à **0**.

Le correcteur à avance de phase a pour effet d'améliorer la stabilité en réduisant le dépassement maximal et la rapidité du système en réduisant le temps de montée, alors que le correcteur à retard de phase a comme effet la réduction de l'erreur statique. Les deux actions peuvent être combinées dans le but de chercher un arrangement entre stabilité, rapidité et précision.

b Régulateur feed-forward

Ce type de régulateur est utilisé lorsque la consigne varie rapidement dans un système avec plusieurs régulateurs en cascade. La réponse du système est comparée avec la consigne dans un régulateur, ensuite cet effort de commande est additionné à la consigne. [22]

2.2.3 Technique de modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsion consiste à comparer le signal de référence avec un ensemble de porteuses (signal triangulaire ou en dents de scie). Le nombre de porteuses est inférieur d'une unité par rapport au nombre de niveaux souhaités. La comparaison permet de produire un signal modulé qui servira à déterminer les signaux de gâchettes des interrupteurs. En effet chaque niveau du signal modulé correspond à un niveau de tension de sortie et sera obtenu avec un chemin de courant bien précis découlant de l'état des interrupteurs du convertisseur. [12]

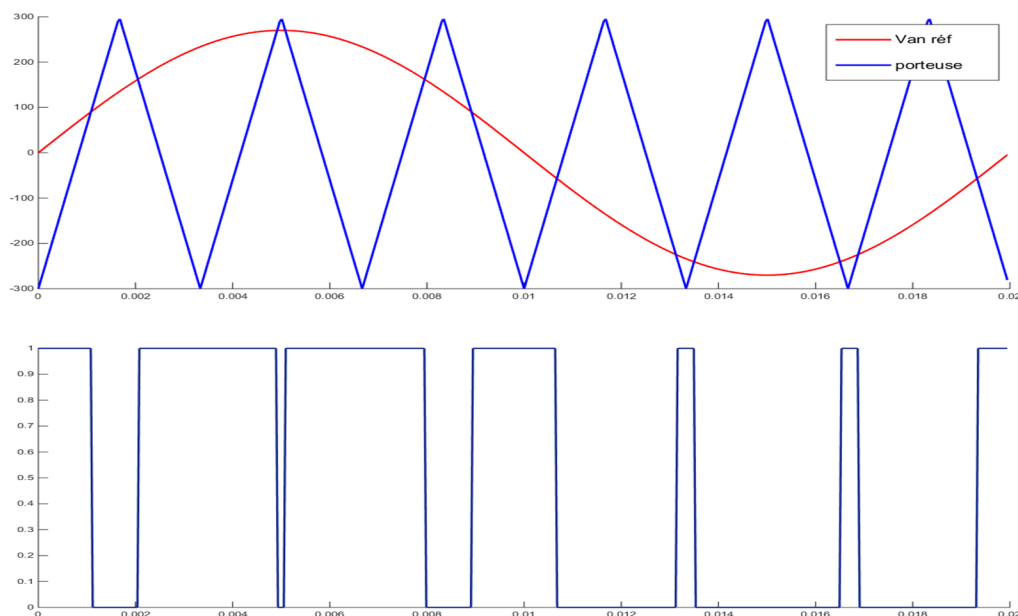


Figure (2.6) : Comparaison entre le signal de référence et le signal triangulaire.

Dans la figure suivante, le signal de référence doit être modulé sur 7 niveaux. Il est alors comparé avec 6 porteuses triangulaires et donnant 6 signaux carré dont la somme donne le signal final modulé.

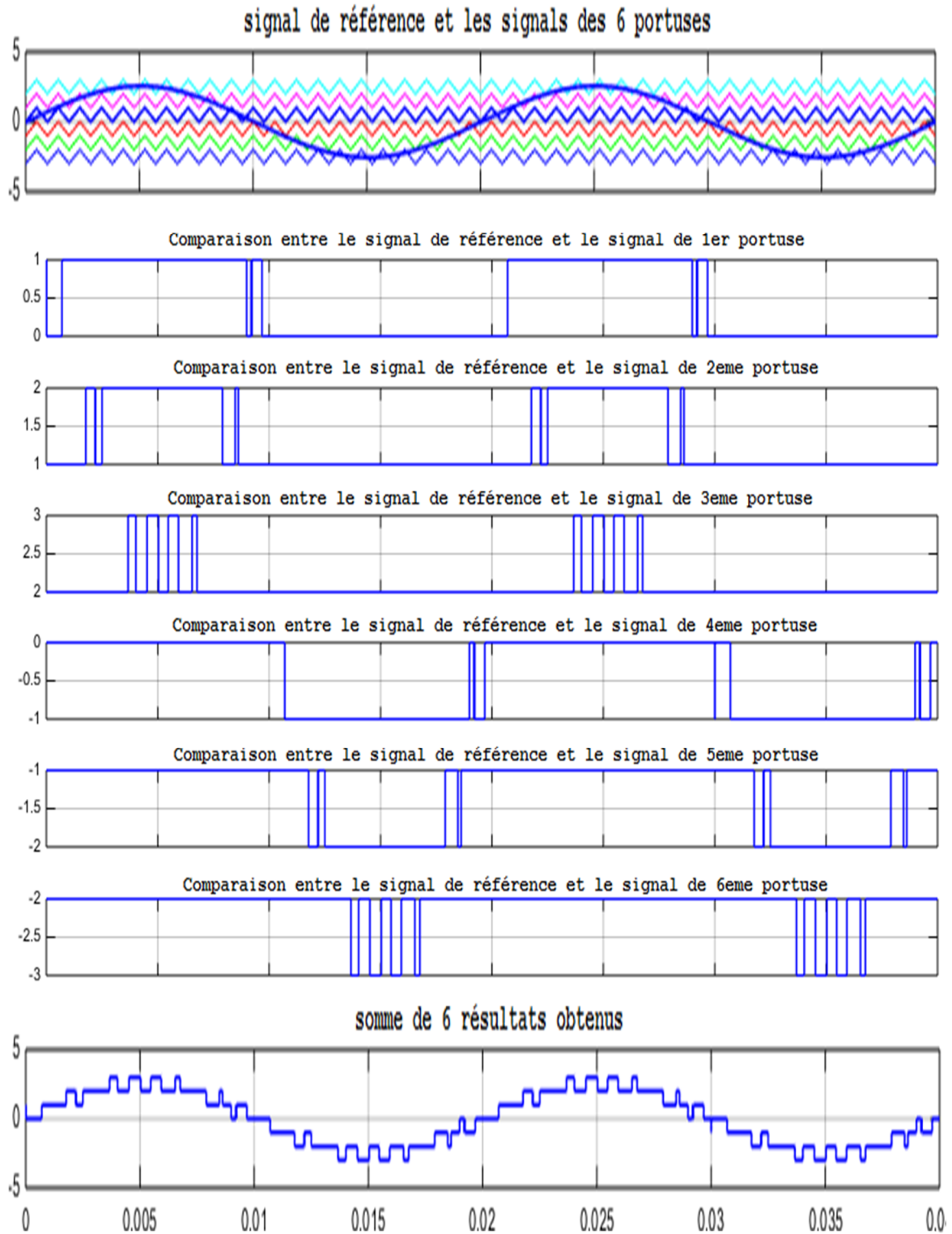


Figure (2.7) : Modulation MLI 7 niveaux

Les méthodes de modulation PWM peuvent être classées par le type de l'agencement des porteuses (Khomfoi et Tolbert) : [12] [14]

- ❖ Phase Disposition (PD) : Toutes les porteuses sont identiques en amplitude, en fréquence et en phase. C'est la méthode MLI la plus utilisée vue la simplicité de son implémentation.
- ❖ Phase Opposition Disposition (POD) : Les porteuses de la partie négative sont en opposition de phase avec ceux de la partie positive. Toutes les porteuses ont les mêmes fréquences et amplitudes.
- ❖ Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) : Chaque porteuse est déphasée de 180° par rapport à ses adjacentes. Les fréquences et les amplitudes des porteuses sont égales.
- ❖ Phase Shifted (PS) : Chaque porteuse est déphasée de 90° par rapport à ses adjacentes. Comme pour les précédents types, les fréquences et les amplitudes des porteuses son identiques.

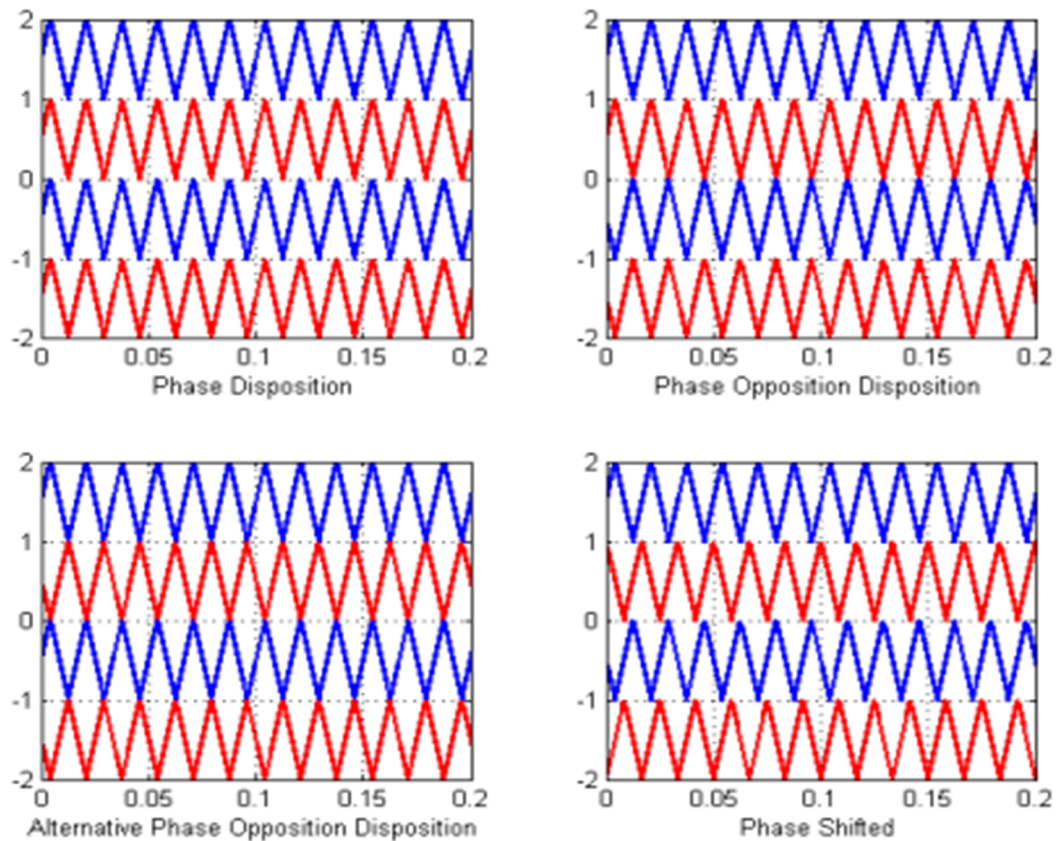


Figure (2.8) : Types des modulations MLI

2.3 Modélisation et simulation de l'alimentation de la machine

2.3.1 Modélisation de l'onduleur deux niveaux

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secoursetc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée. [13]

a Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au point milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. [13]

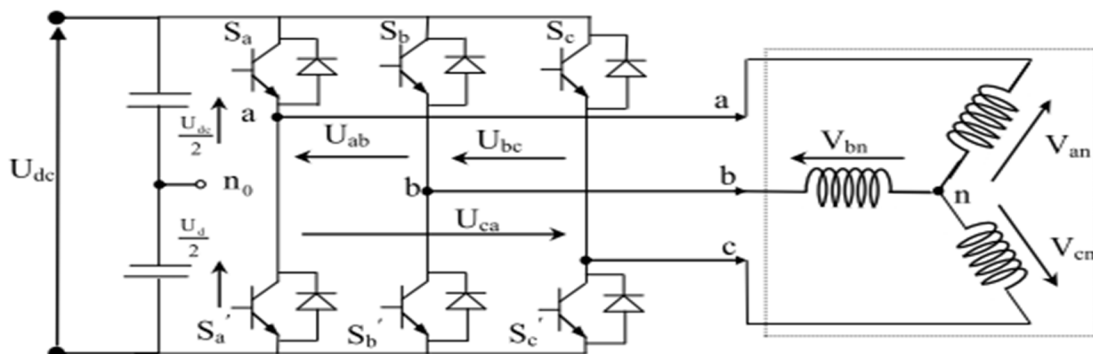


Figure (2.9) : Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

L'état des interrupteurs, supposés parfaites preuves être défini par trois grandeurs booléennes de commande $\mathbf{S_i}$ ($\mathbf{i=abc}$) : [13] [15]

- Si $\mathbf{S_i=1}$, le transistor supérieur est en conduction
- Si $\mathbf{S_i=0}$, le transistor inférieur est en conduction

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase V_{i0} en fonction des signaux de commande $\mathbf{S_i}$ ($\mathbf{i = a, b, c}$)

$$V_{i0} = S_i U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (2.5)$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif "0" Figure (2.9)

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (2.6)$$

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} : Trois tensions composées.

V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} : Tensions entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur.

Soit " \mathbf{n} " le point neutre du coté alternatif (**MAS**), alors on a:

$$\begin{cases} V_{an} = V_{a0} - V_{n0} \\ V_{bn} = V_{b0} - V_{n0} \\ V_{cn} = V_{c0} - V_{n0} \end{cases} \quad (2.7)$$

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.

V_{n0}, V_{n0}, V_{n0} : Tension entre le point neutre de la charge \mathbf{n} et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur 0.

Pour le système triphasé est équilibré

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.8)$$

Donc :

$$V_{n0} = \frac{V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}}{3} \quad (2.9)$$

En remplaçant (2.9) dans (2.7) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (2.10)$$

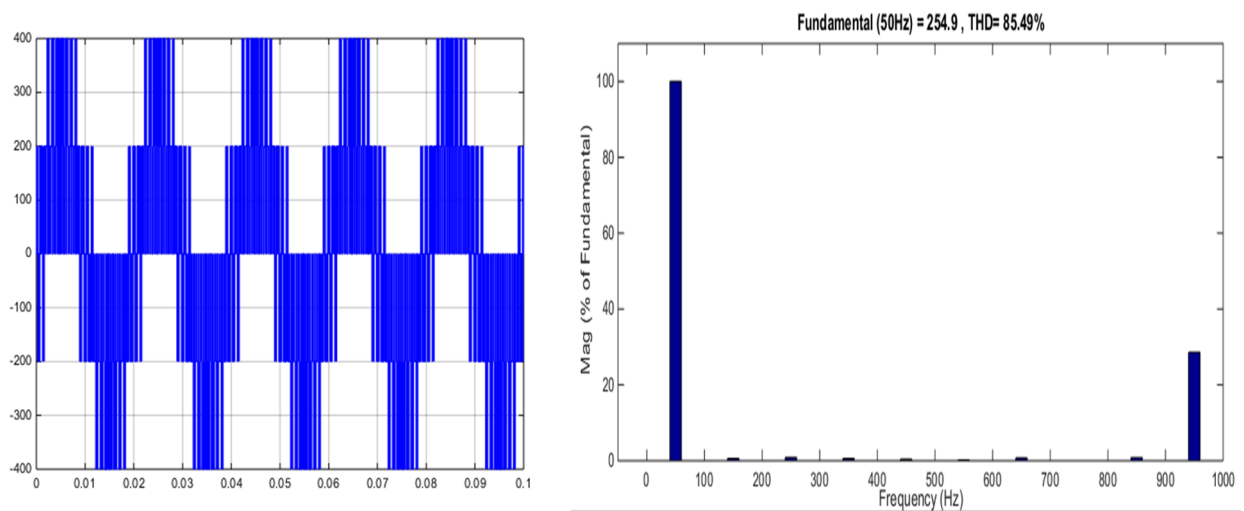
En remplaçant (2.5) dans (2.10) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

b Résultats de la simulation

Le circuit de puissance est composé des éléments suivants: une source de tension continue U_{dc} de 600V, les 6 interrupteur (IGBT avec des diodes en antiparallèle) et enfin une charge composée d'une résistance et d'une inductance ($R=40$ Ohm, $L=20$ mH).

La figure (2.10) présente la tension simple de la première phase de l'onduleur à deux niveaux accompagnée de son spectre harmonique pour: $r=0.85$ et $m=21$. La tension de charge est une tension répartie sur deux niveaux, le courant de charge est de forme sinusoïdale, il a un taux de distorsion harmonique de 14.69%, Le taux de distorsion harmonique de la tension est de 85.49 ce qui est aussi un mauvaise taux.



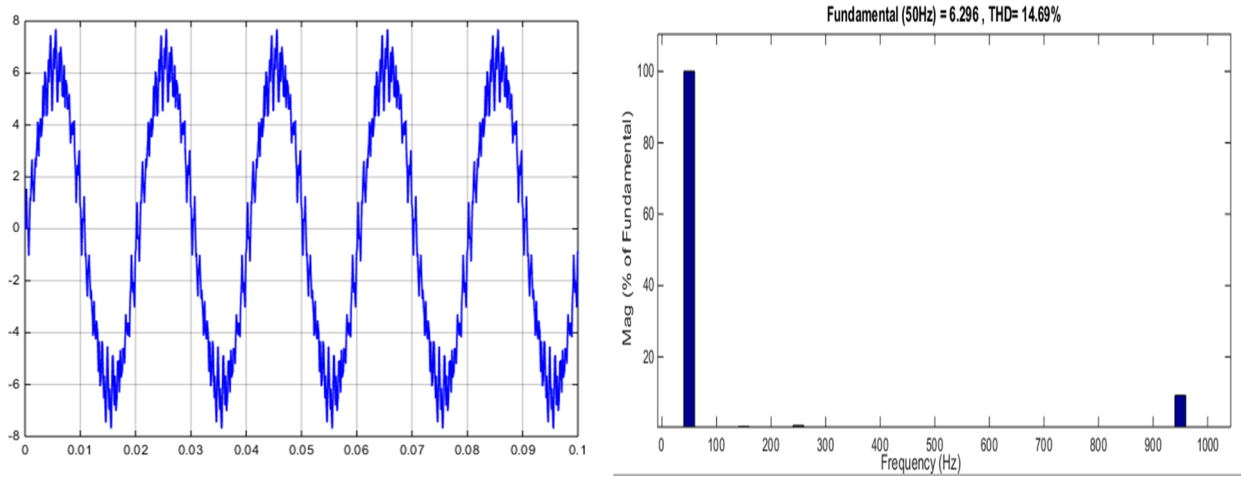


Figure (2.10) : Tension et courant de phase d'un onduleur à deux niveaux et son spectre harmonique pour $r=0.85$ et $m=21$

2.3.2 Modélisation du redresseur de courant à MLI :

Le redresseur est un convertisseur <<alternatif/continu>>. Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative. [13]

La structure du redresseur de courant à MLI est celle de la figure suivante :

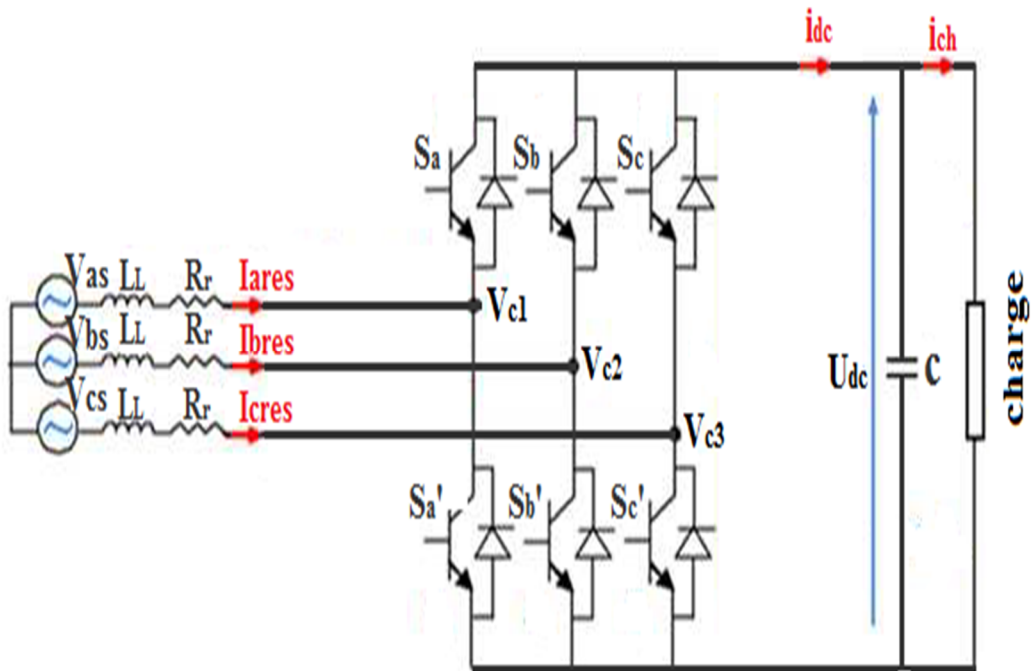


Figure (2.11) : redresseur de courant à MLI

a Source d'alimentation

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance " L_L " et une résistance " R_L " qui représentent l'impédance totale de la ligne. [20]

Pour le réseau équilibré, les tensions de ligne sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} V_{as} = R_L i_{ares} + L_L \frac{d i_{ares}}{dt} + V_{c1} \\ V_{bs} = R_L i_{bres} + L_L \frac{d i_{bres}}{dt} + V_{c2} \\ V_{cs} = R_L i_{cres} + L_L \frac{d i_{cres}}{dt} + V_{c3} \end{cases} \quad (2.12)$$

i_{ires} : Courant de réseau.

V_{is} : Tensions de réseau, et $i=a,b,c$

Les courants de chaque phase du réseau sont alors donnés par le système d'équation d'état suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ares} \\ i_{bres} \\ i_{cres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_L}{L_L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_L}{L_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ares} \\ i_{bres} \\ i_{cres} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_L} \begin{bmatrix} V_{as} - V_{c1} \\ V_{bs} - V_{c2} \\ V_{cs} - V_{c3} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

b Le redresseur à MLI

Les tensions simples s'expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous: [20]

$$\begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ V_{c3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

U_{dc} : La tension continue a la sortie de redresseur

Les courants de sortie du redresseur sont donnés par l'équation suivant :

$$i_{dc} = S_a i_{ares} + S_b i_{bres} + S_c i_{cres} \quad (2.15)$$

c La Charge

Cet étage est constitué d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R_L , modélisant la charge continue. La tension continue a la sortie aux bornes de la charge est donnée par l'équation suivante: [20]

$$\begin{cases} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C} (i_{dc} - i_{ch}) \\ U_{dc} = R_{ch} i_{ch} \end{cases} \quad (2.16)$$

i_{dc} : Courant redressé.

i_{ch} : Courant de charge.

d Asservissement du redresseur de courant à deux niveaux à MLI

La figure (2.12) montre le schéma du principe de l'asservissement global du redresseur triphasé. Cet asservissement nécessite la mesure des trois, courants i_{ares} , i_{bres} et de la tension de sortie U_{dc} . [20][21]

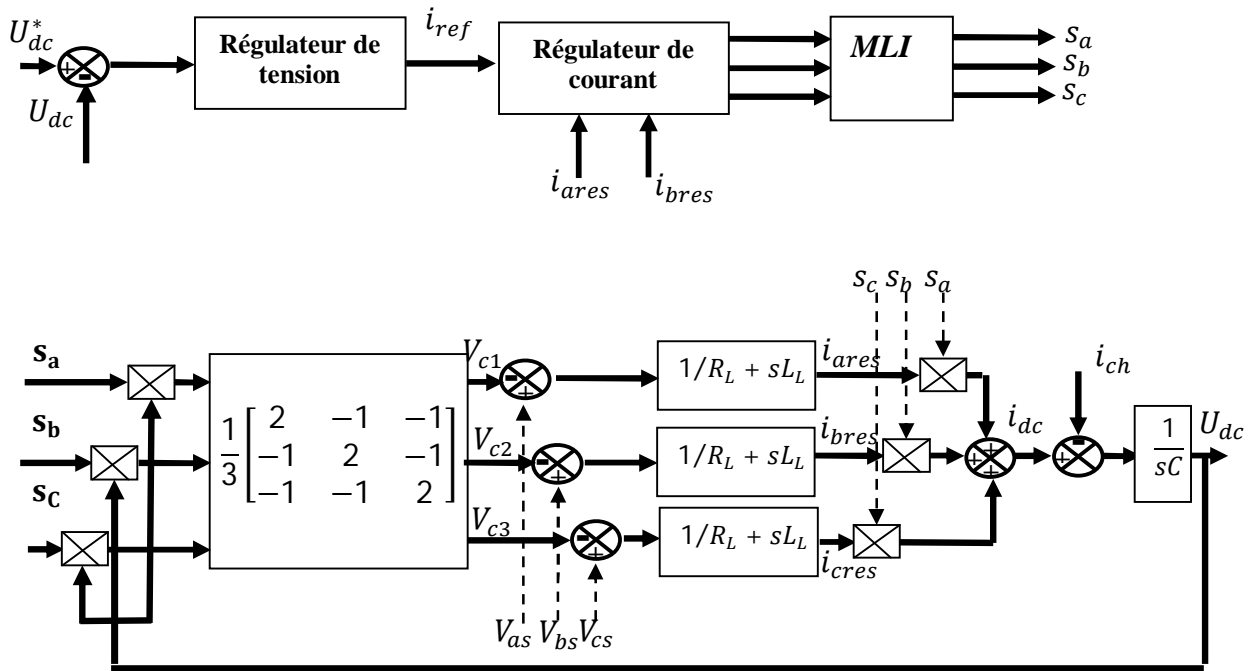


Figure (2.12) : Principe général de l'asservissement du redresseur triphasé à deux niveaux

1 Régulation de la tension

Pour la boucle de tension, on utilise un régulateur PI (Proportionnel Intégral). Le schéma de régulation de la tension est présenté sur la figure (2.13) suivante : [21]

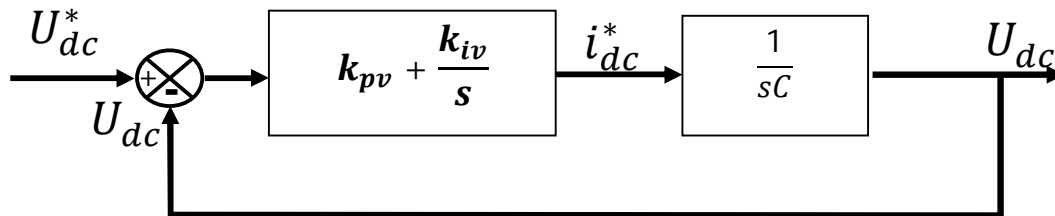


Figure (2.13): Schéma réduit de régulation de tension

La fonction de transfert du régulateur **PI** de tension est donnée par :

$$\frac{U_{dc}}{U_{dc}^*} = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{Cs^2 + k_{pv}s + k_{iv}} \quad (2.17)$$

Le dénominateur de cette équation à la forme canonique:

$$G(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (2.18)$$

Par identification, on obtient:

$$\begin{cases} k_{pv} = 2\rho C \\ k_{iv} = 2\rho^2 C \end{cases} \quad (2.19)$$

2 Régulation du courant

Les courants du réseau des phases 1 et 2 sont contrôlés par des régulateurs PI. Le schéma de régulation du courant est présenté sur la figure (2.14) suivante : [21]

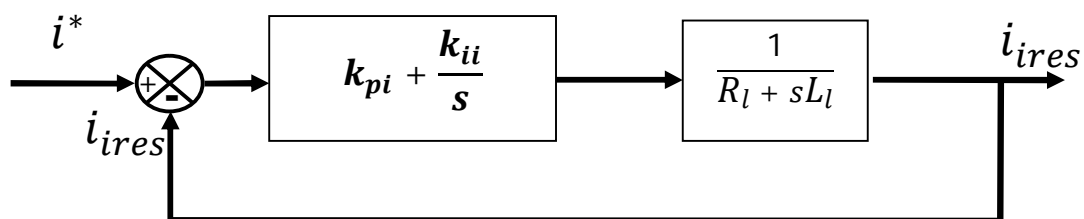


Figure (2.14) : Schéma réduit de régulation de courant

La fonction de transfert du régulateur **PI** de tension est donnée par :

$$\frac{i_{ires}}{i^*} = \frac{k_{ii} + k_{pi}s}{L_L s^2 + (R_L + k_{pi}s) + k_{ii}} \quad (2.20)$$

Le dénominateur de cette équation à la forme canonique:

$$G(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (2.21)$$

Par identification, on obtient:

$$\begin{cases} k_{pv} = 2\rho L_L - R_L \\ k_{iv} = 2\rho^2 L_L \end{cases} \quad (2.22)$$

e Résultats de la simulation

Le circuit de puissance est composé des éléments suivants : une source de tension alternatif $V_{as} = 220\sqrt{2}\sin(\omega_s t)$, $V_{bs} = 220\sqrt{2}\sin(\omega_s t - 2\pi/3)$ et $V_{cs} = 220\sqrt{2}\sin(\omega_s t - 4\pi/3)$, une résistance $R_L = 0.25 \text{ Ohm}$ et une inductance $L_L = 0.01H$, les 6 interrupteurs (IGBT avec des diodes en antiparallèles) et enfin un condensateur $C = 15 \text{ mF}$, une charge $R = 200 \text{ Ohm}$ et l'indice de modulation $m = 21$.

La figure (2.15) montre les formes des signaux obtenus. La tension de charge U_{dc} est une tension qui suit parfaitement sa référence ($U_{dc}^* = 300V$), le courant de charge est de forme continue ($i_{ch} = 1.5A$).

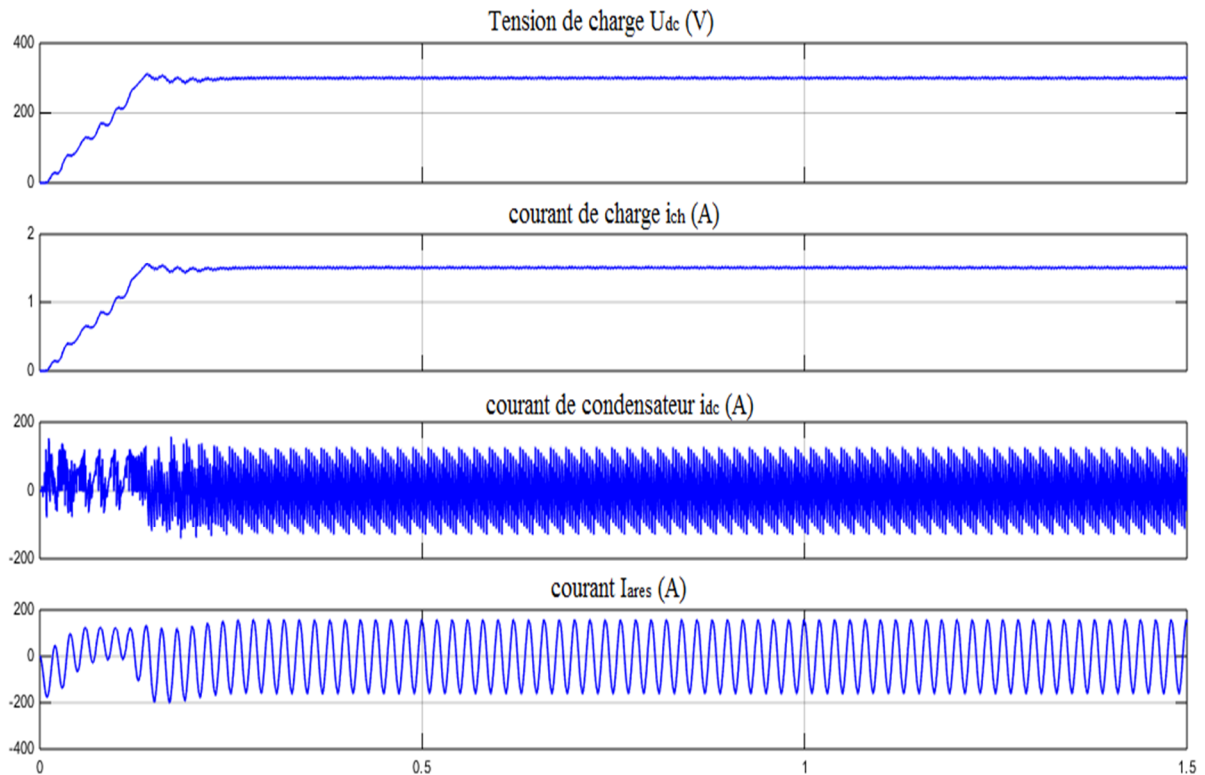


Figure (2.15) : Formes d'ondes tension U_{dc} et les courants i_{ch} , i_{dc} et i_{ares}

2.3.3 Modélisation de l'onduleur PUC

a Convertisseur PUC monophasé

1 Etude théorique

Le convertisseur à cellules en U empilées PUC (Packed U cells) est un convertisseur multi niveaux conçu en 2008 par Ounejjar et AL-Hadad (2008 et 2010) [16] [17]. Il est constitué par des cellules dont chacune est composée de deux interrupteurs (avec leurs diodes en antiparallèle) ainsi que d'un condensateur (Figure (2.16)). En considérant n cellules, un convertisseur sera constitué de $2n$ interrupteur et de $n-1$ condensateurs, ce convertisseur donnera $2^n - 1$ niveaux (car les deux interrupteurs d'une même cellule doivent être complémentaires ce qui donnera 2^n combinaisons et car le niveau 0 sera toujours répété 2 fois ce qui permettra d'avoir $2^n - 1$ niveaux différents). Ainsi, un convertisseur de 7 niveaux est constitué de 6 interrupteurs et de deux condensateurs (Figure (2.17)).

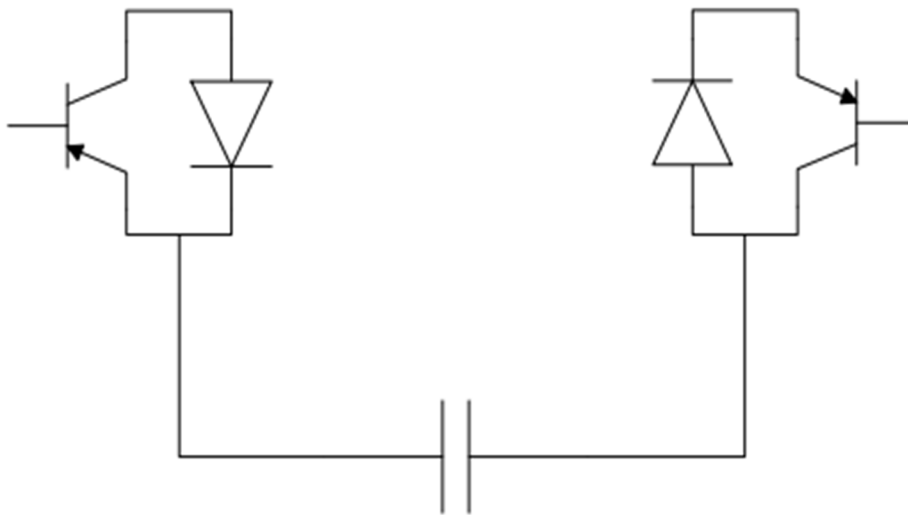


Figure (2.16): Cellule d'un convertisseur PUC

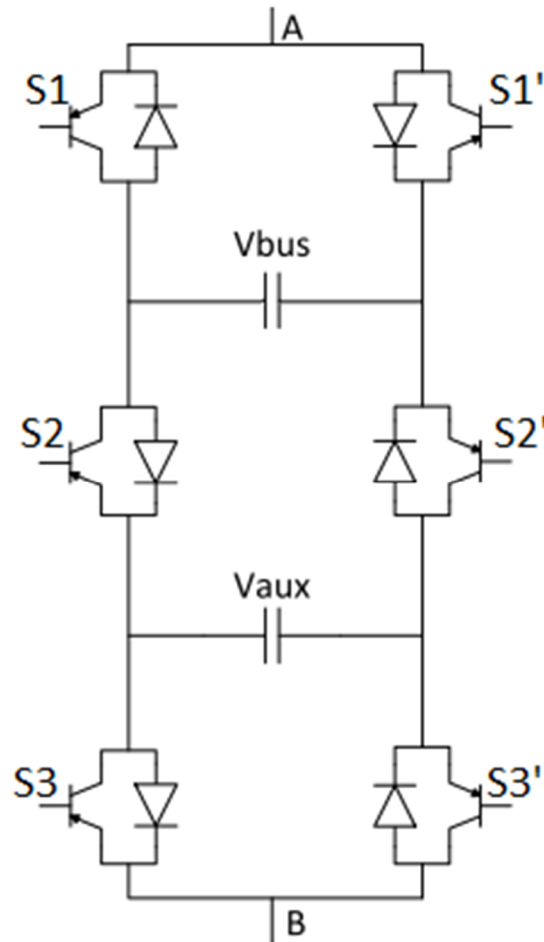


Figure (2.17): Convertisseur PUC 7 niveaux

Le tableau suivant montre la comparaison entre les différents convertisseurs sept niveaux

	Diode de bouclage	Condensateur Flottante	pont H en Cascade	PUC
Condensateurs	6	6	3	2
Diodes clampées	10	0	0	0
interrupteurs	12	12	12	6

Tableau (2.1): comparaison entre les différents convertisseurs sept niveaux

Le tableau (2,2) présente les différentes combinaisons que peut donner ce convertisseur. Pour avoir 7 niveaux équidistants il faut régler la tension aux bornes du condensateur V_{aux} de manière à ce qu'elle soit égale au tiers de la tension aux bornes du condensateur V_{bus} . [12][18]

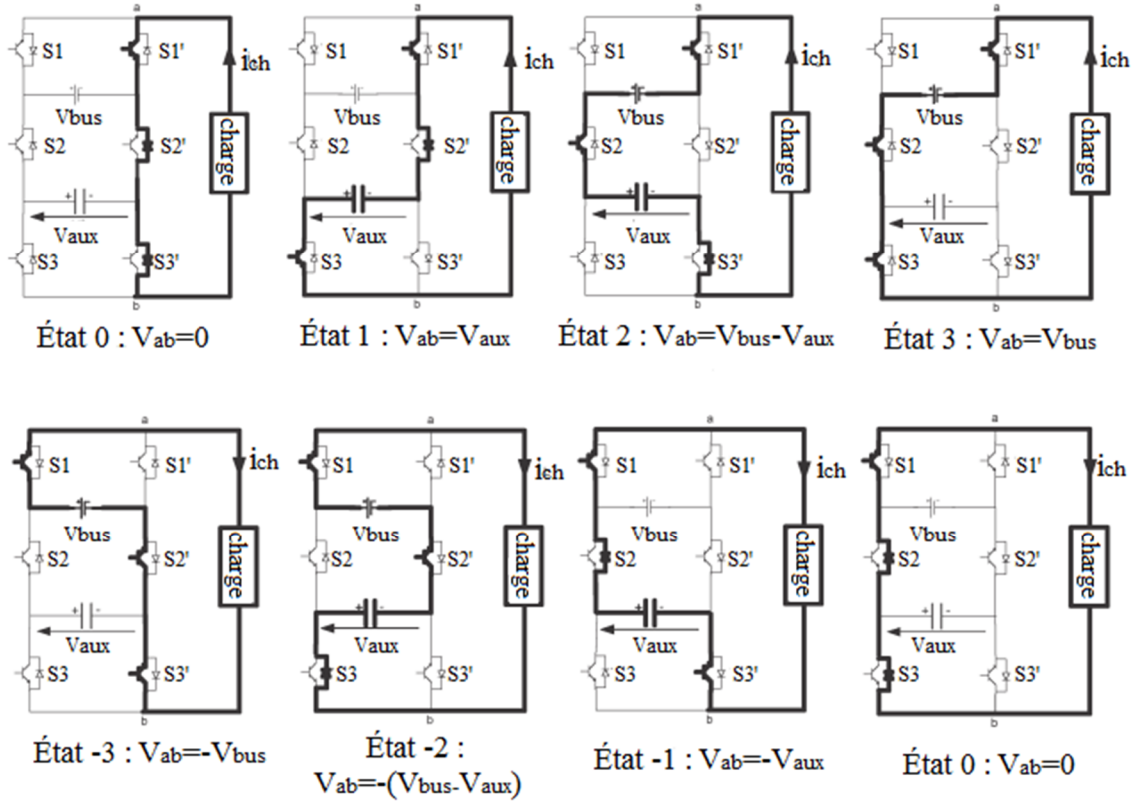


Figure (2.18) : Les états des commutations du convertisseur PUC

État	S1	S2	S3	V_{ab}	V_{ab} (avec $V_{aux}=1/3V_{bus}$)
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	V_{aux}	$1/3 V_{bus}$
2	0	1	0	$V_{bus} - V_{aux}$	$2/3 V_{bus}$
3	0	1	1	V_{bus}	V_{bus}
-3	1	0	0	$-V_{bus}$	$-V_{bus}$
-2	1	0	1	$-(V_{bus} - V_{aux})$	$-2/3 V_{bus}$
-1	1	1	0	$-V_{aux}$	$-1/3 V_{bus}$
0	1	1	1	0	0

Tableau (2.2) : Tableau de commutation du convertisseur PUC

2 Fonctionnement en mode onduleur

(i) Topologie

Le convertisseur PUC comporte une source de tension continue V_{bus} et un condensateur V_{aux} . La charge est connectée aux bornes des points A et B. Comme indiqué précédemment, la tension aux bornes du condensateur V_{aux} doit être régulée au tiers de la tension V_{bus} . Si on suppose que la tension d'alimentation V_{bus} est égale à 300 V et que la tension aux bornes du condensateur V_{aux} est égale à 100 V alors les différentes séquences de fonctionnement donneront les tensions suivantes aux bornes de la charge : [300V, 200V, 100V, 0,-100 V, -200 V, -300].

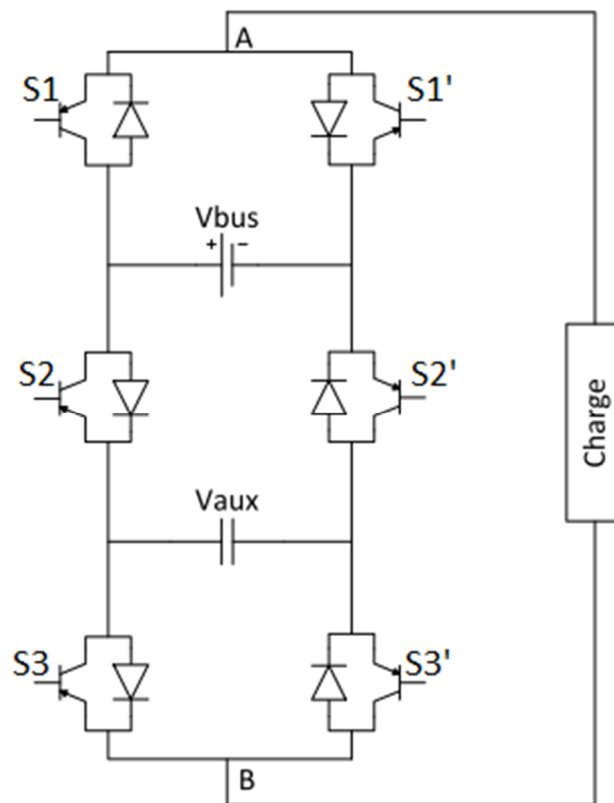


Figure (2.19) : Schéma de l'onduleur PUC 7 niveaux

(ii) Commande utilisée

La tension aux bornes du condensateur V_{aux} , doit être régulée. Pour les états 1 et -1 la tension V_{aux} et $-V_{aux}$ est appliquée, le condensateur se décharge dans la charge connectée aux bornes de V_{ab} . Dans les états 2 et -2 il se charge par le courant fourni à la charge par V_{bus} .

L'astuce de la commande est donc d'augmenter la durée de l'état 1 et -1 et diminuer celle de 2 et -2 pour diminuer la tension V_{aux} et le contraire pour l'augmenter. Pour ce faire, nous décalons légèrement les porteuses entre chacun des niveaux. Si la porteuse entre 0 et 1 est décalée vers le haut et que celle entre 1 et 2 est décalée vers le bas. [22]

1. Régulation de V_{aux} sept niveaux

Afin d'obtenir les sept niveaux, V_{aux} doit être un tiers de V_{bus} . La régulation est obtenue en décalant les porteuses de la MLI sept niveaux. La valeur de décalage est déterminée à l'aide d'une régulation PI qui devrait assurer une erreur nulle dans un minimum de temps. [19] [22]

La figure (2.20) représente le schéma bloqué de cette régulation. L'effort de commande de régulation sera utilisé par le générateur de MLI sept niveaux.

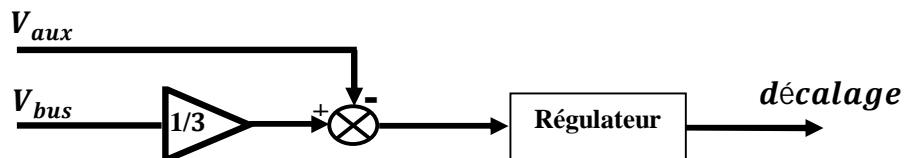


Figure (2.20): Régulation de V_{aux} en fonction de V_{bus} par décalage

2. Régulation de V_{AB}

Nous désirons avoir une sortie constante peu importe la charge que nous alimentons. Pour ce faire, la valeur efficace de la sortie est asservie à une consigne en utilisant un régulateur fixe une consigne de courant qui sera utilisée pour l'asservissement du courant. [19] [22]

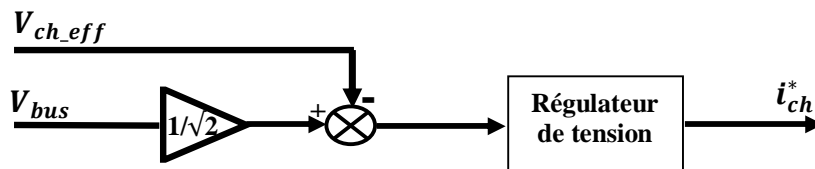


Figure (2.21) : Consigne de courant en fonction de la tension de sortie.

3. Régulation de I_{ch}

La consigne de courant, obtenue dans la sortie de régulation V_{AB} , est d'abord multipliée par la valeur unitaire de la modulante. Nous obtenons ainsi la consigne de courant désiré, soit i_{ch}^* . [19] [22]

Le courant du convertisseur sera asservi en utilisant une régulation *feed_forward* comme illustré dans la figure suivante :

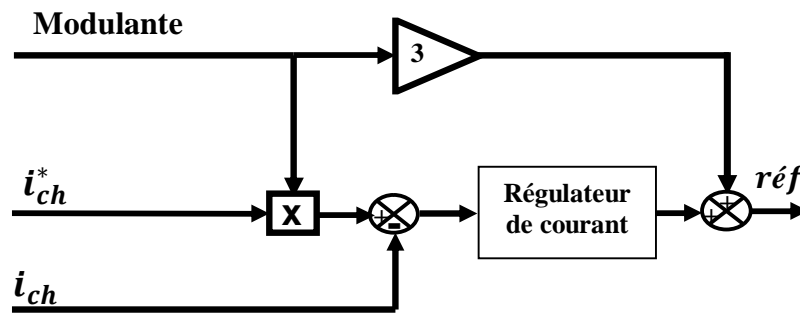


Figure (2.22): Régulateur *feed_forward* pour la consigne de MLI

Le gain *feed_forward* est ajouté à la modulante utilisée pour la MLI. Comme déterminé dans la régulation V_{AUX} , deux générateurs de MLI peuvent être utilisés selon l'indice de modulation. Dans le cas de la MLI sept niveaux, la modulante varie entre plus ou moins trois. Pour cette raison, la modulante varie entre plus ou moins un, puis on multiplie par deux ou trois selon le générateur de MLI utilisé. [19] [22]

La figure suivant (2.23) montre le fonctionnement de cette commande :

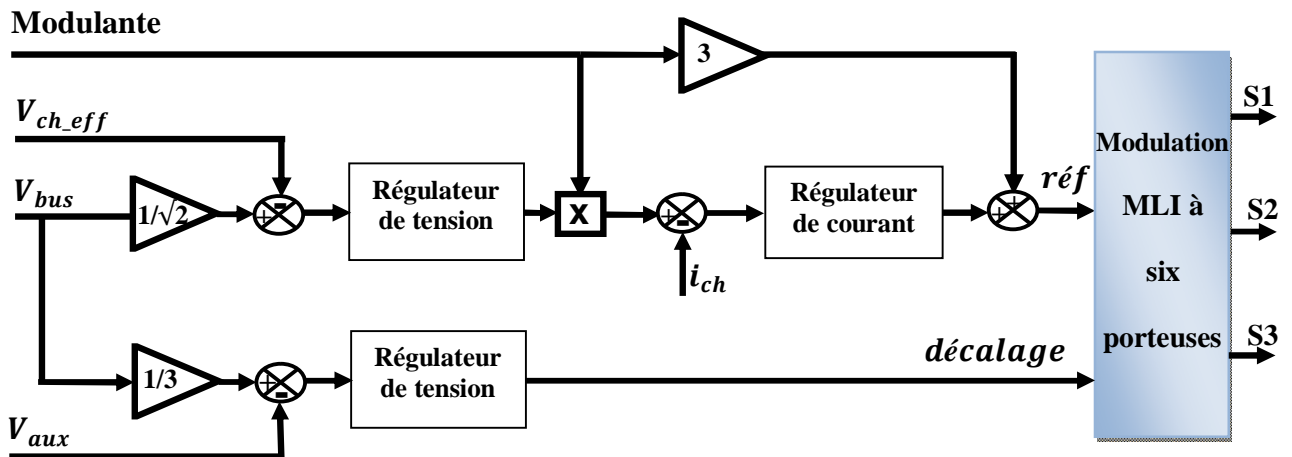


Figure (2.23): Boucle de régulation pour l'onduleur PUC 7 niveaux

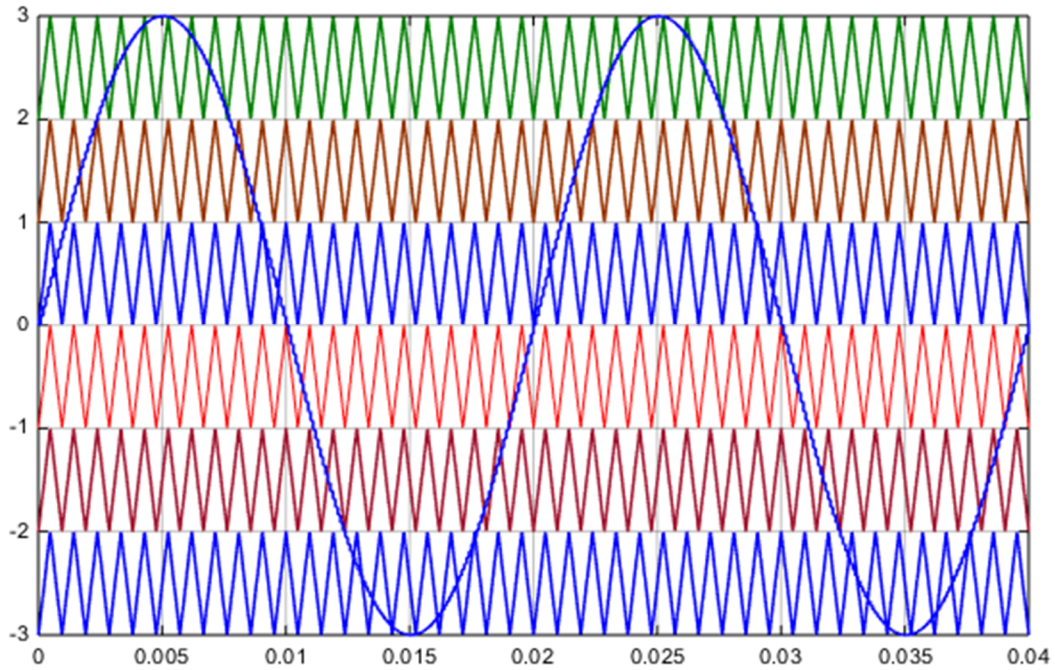


Figure (2.24) : Comparaison entre le signal de référence et les six porteuses

Comparé les six signaux triangulaires et le signal de référence, ce qui nous donnera un signal modulé sur sept niveaux (la figure suivant).

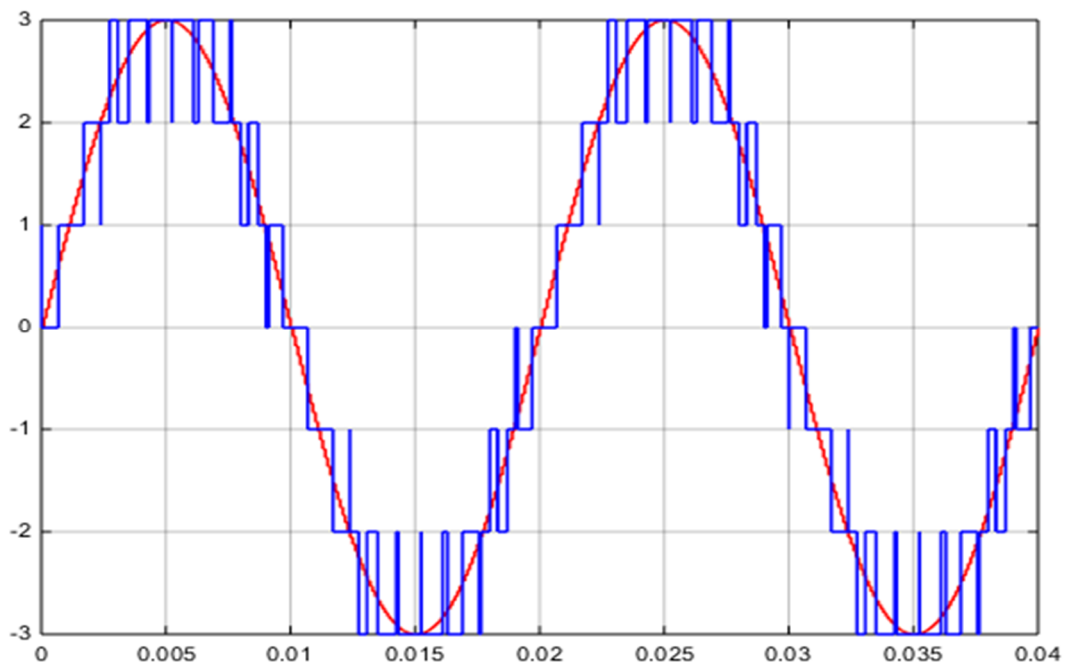


Figure (2.25) : Signal modulé obtenu

Consiste à récupérer ce dernier signal (signal sur sept niveaux de la figure (2.25)) et d'attribuer les signaux des interrupteurs afin d'obtenir une tension semblable sur sept niveaux.

(iii) Résultat de la simulation

Le circuit de puissance est composé des éléments suivant :

- Une source de tension continue V_{bus} de 300V.
- Un condensateur de $4000 \mu F$ qui doit être réglé à 100V (soit $1/3$ de V_{bus}).
- 6 interrupteurs (IGBT avec des diodes en antiparallèle).
- Enfin une charge composé d'une résistance et d'une inductance ($R=20 \text{ Ohm}$, $L=20 \text{ mH}$).
- L'indice de modulation $m=21$.

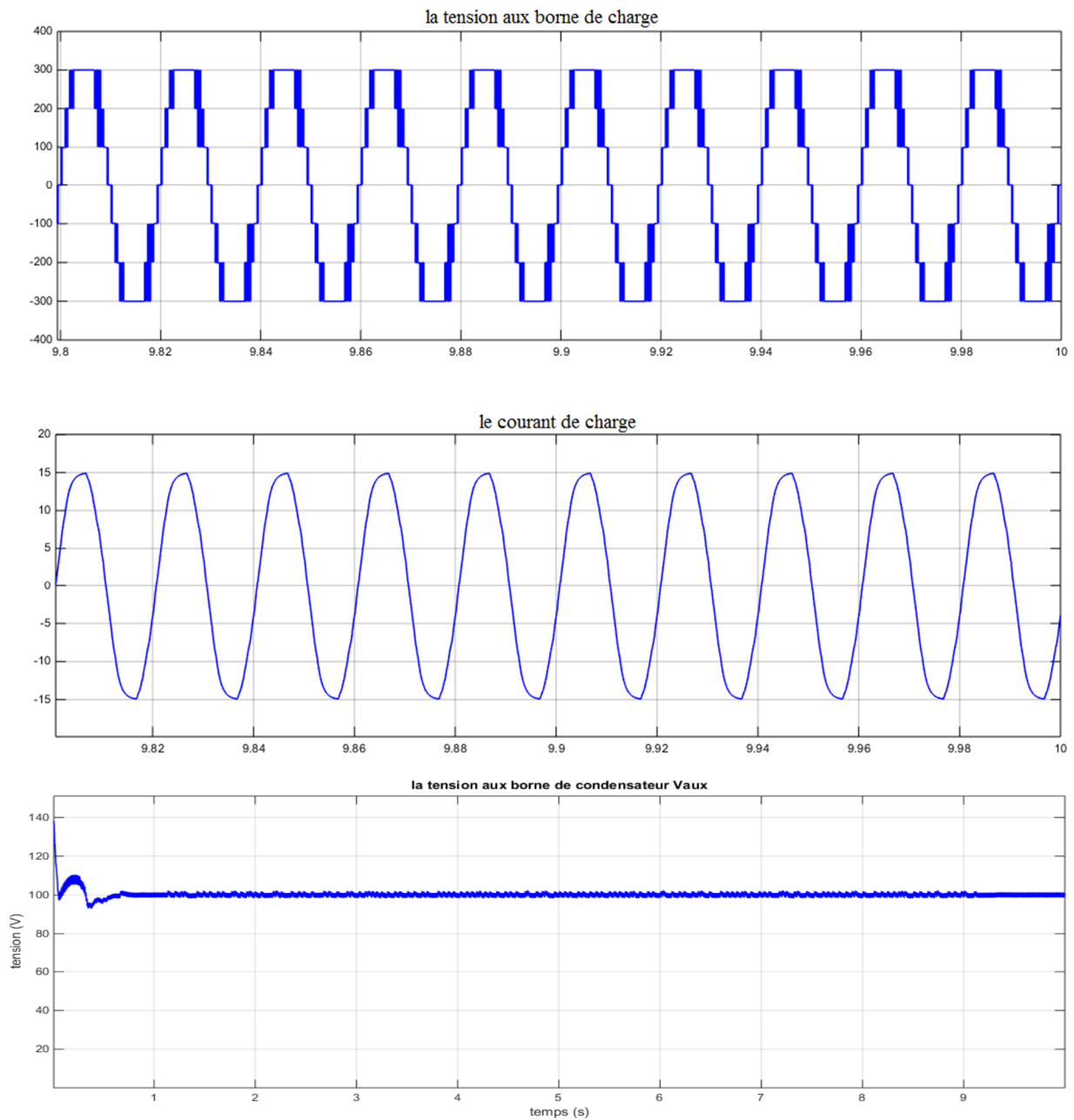


Figure (2.26) : Formes d'ondes de la tension, courant et tension du condensateur

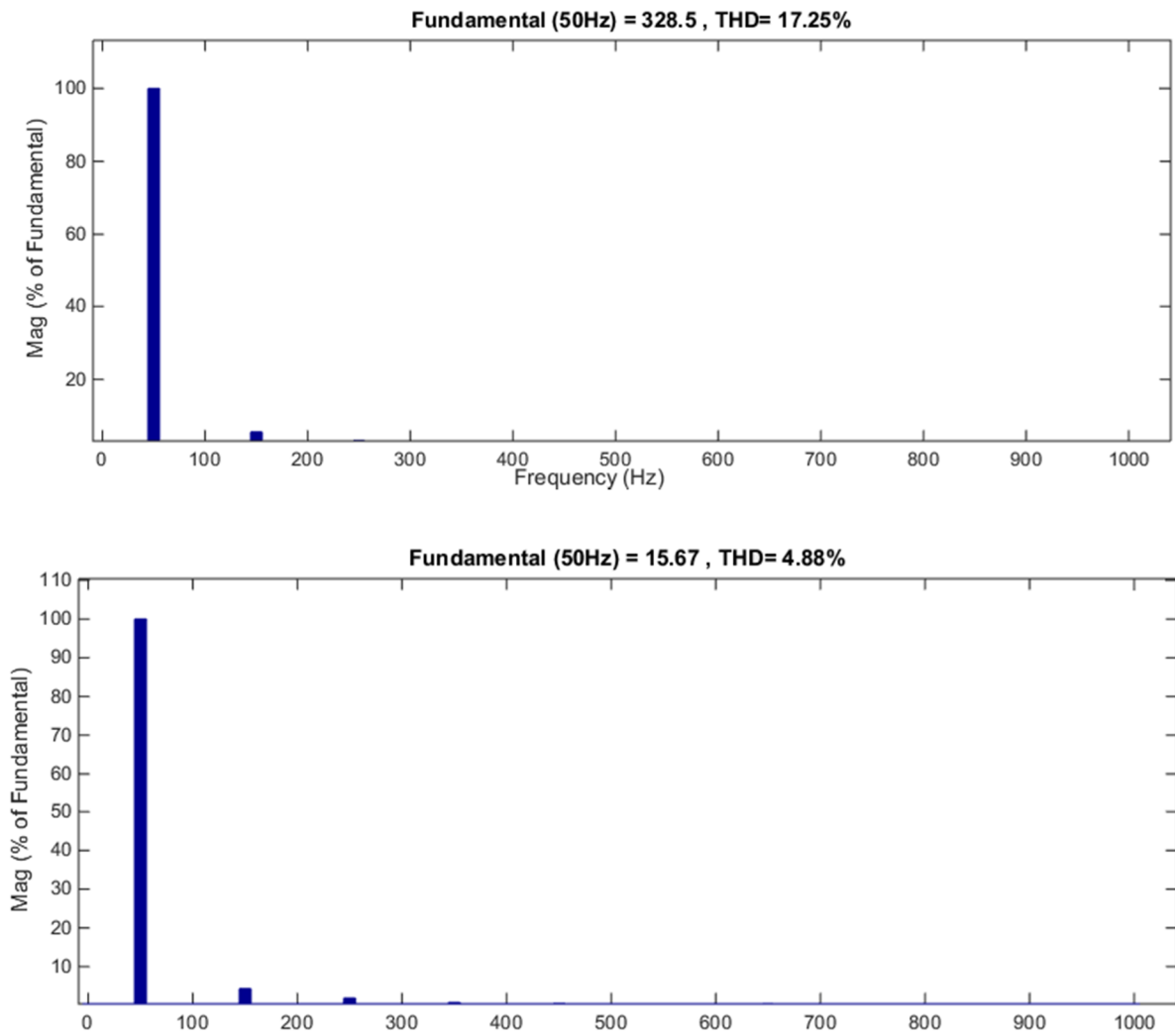


Figure (2.27) : THD du tension et courant de charge

La figure suivante (2.27) montre les formes de signaux obtenus. La tension de charge est une tension répartie sur sept niveaux, le courant de charge est de forme sinusoïdale, il a un taux de distorsion harmonique de 4.88%. Le taux de distorsion harmonique de la tension est de 17.25% ce qui aussi un bon taux. La tension aux bornes du condensateur est de 100V suite sa référence ce qui correspond à la bonne valeur.

3 Fonctionnement en mode redresseur

(i) Topologie

Pour la topologie en mode redresseur nous avons fait les changements suivant : [12]

- On remplacée la source de tension continue par un condensateur.
- On remplacée la charge par une source de tension alternative.
- On ajoutées une résistance et une inductance de ligne en série avec la source alternative ($R=0.2\text{Ohm}$ et $L=3\text{mH}$).
- Deux résistance sont connectées aux bornes des condensateurs C_{Bus} , C_{Aux} , elles peuvent être considérées comme charges résistives.

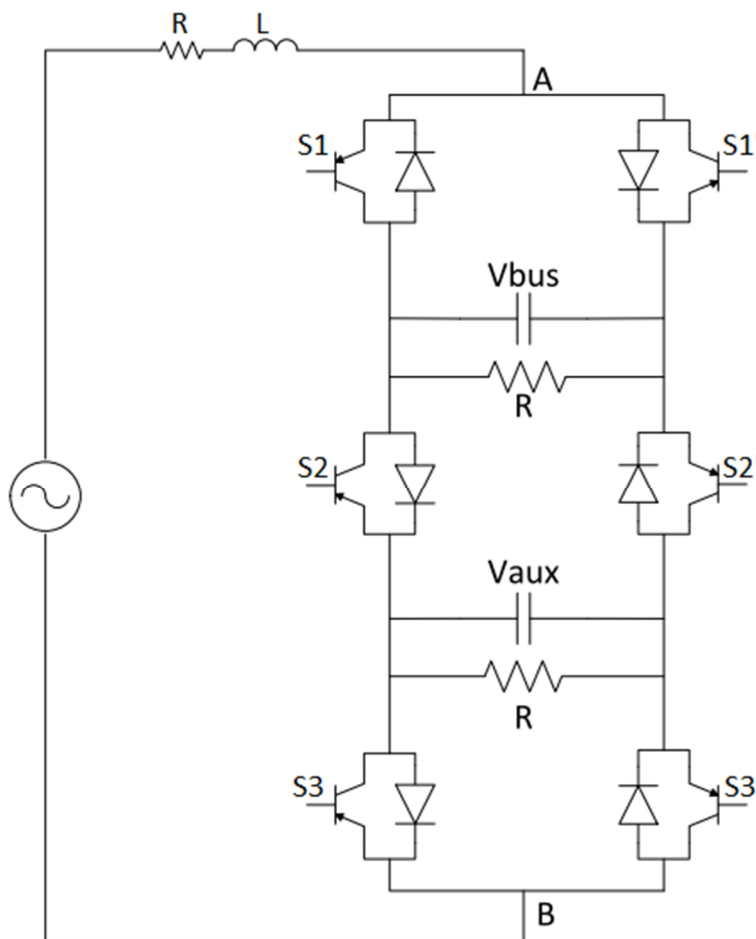


Figure (2.28) : Redresseur PUC sept niveaux

(ii) Commande MLI

La commande MLI est très similaire à celle de l'onduleur mais il faut noter quelques légères différences. En excluant l'ajustement des gains, la régulation est identique à celle utilisée pour l'onduleur. Au niveau de la modulation il faut inverser le signe du décalage. [12]

La figure suivant (2.29) montre le fonctionnement de cette commande :

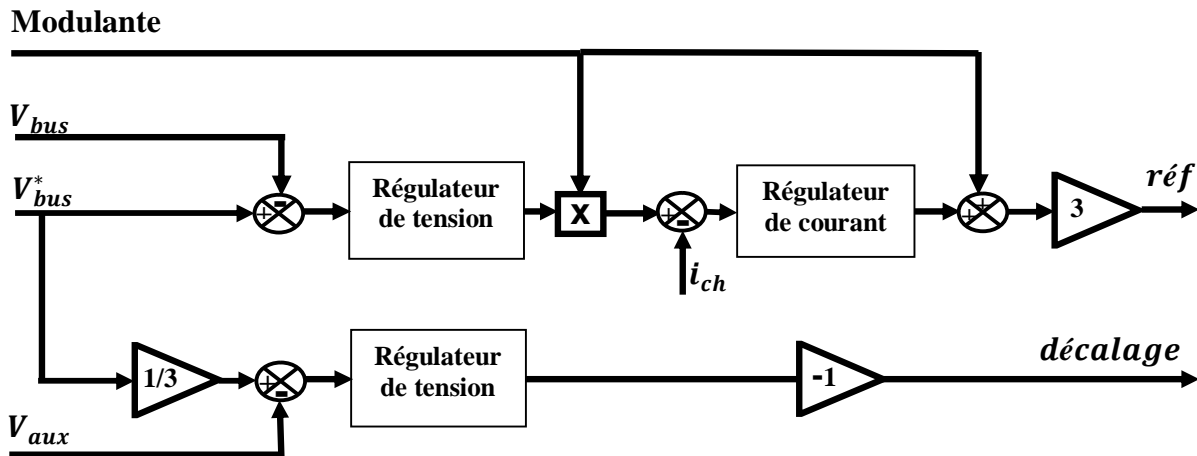


Figure (2.29) : Boucle de régulation pour le redresseur PUC

(iii) Résultat de la simulation

Le circuit de puissance est composé des éléments suivants :

- Tension de source égale $220\sqrt{2}$ V.
- Résistance bus principal égale 20 Ohm.
- Résistance bus auxiliaire égale 80 Ohm.
- Résistance de ligne égale 0.2 Ohm.
- Inductance de ligne égale 3 mH.
- Condensateur bus principal égale 4 mF.
- Condensateur bus auxiliaire égale 4 mF.
- L'indice de modulation $m=21$.

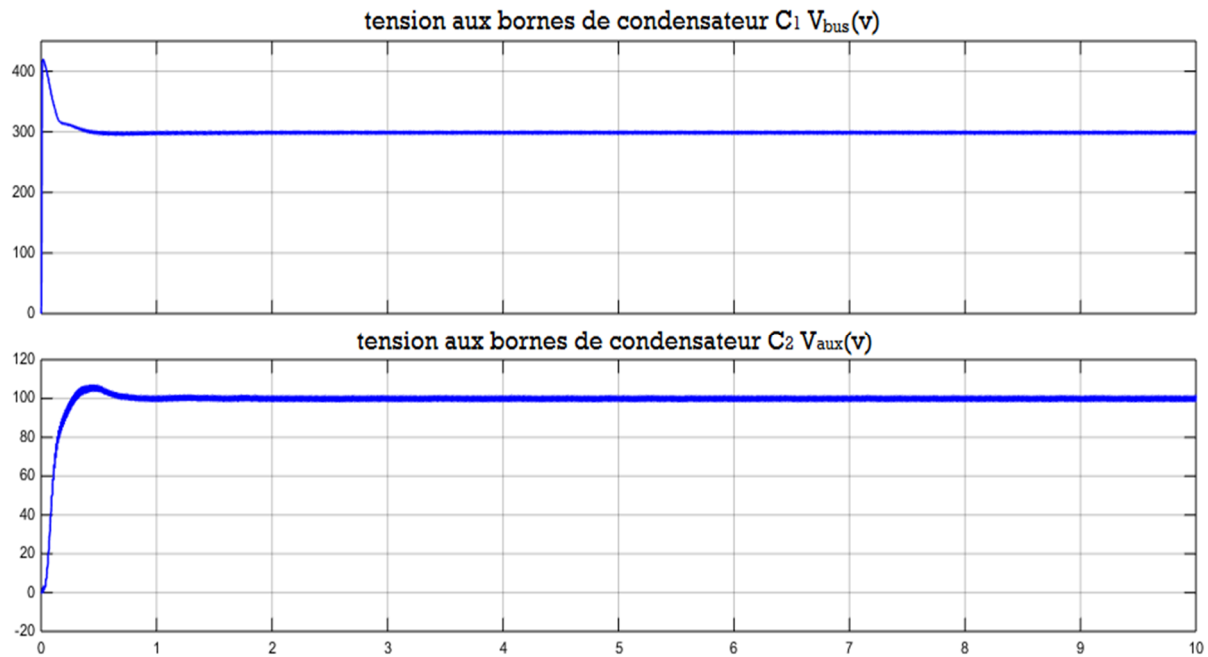


Figure (2.30) : Tension aux bornes des condensateurs

La figure (2.30) montre les formes des signaux obtenus. La tension de charge V_{bus} est une tension qui suit parfaitement sa référence ($V_{bus}^* = 300V$), La tension de charge V_{aux} est de valeur 100V suite sa référence $\frac{1}{3} V_{bus}$.

b Convertisseur PUC Triphasé

1 Fonctionnement en mode onduleur

L'onduleur triphasé PUC est composé par trois bras d'un onduleur monophasé. Toutefois, la régulation proposée oblige à utiliser trois sources distinctes de tension continue.

(i) Présentation de la topologie

L'onduleur triphasé consiste à utiliser :

- Trois bras en parallèle.
- Les sources de tension continue doivent être indépendantes.
- Chaque bras est régulé indépendamment avec la régulation.
- La seule différence est le déphasage de $2\pi/3$ entre les trois bras.

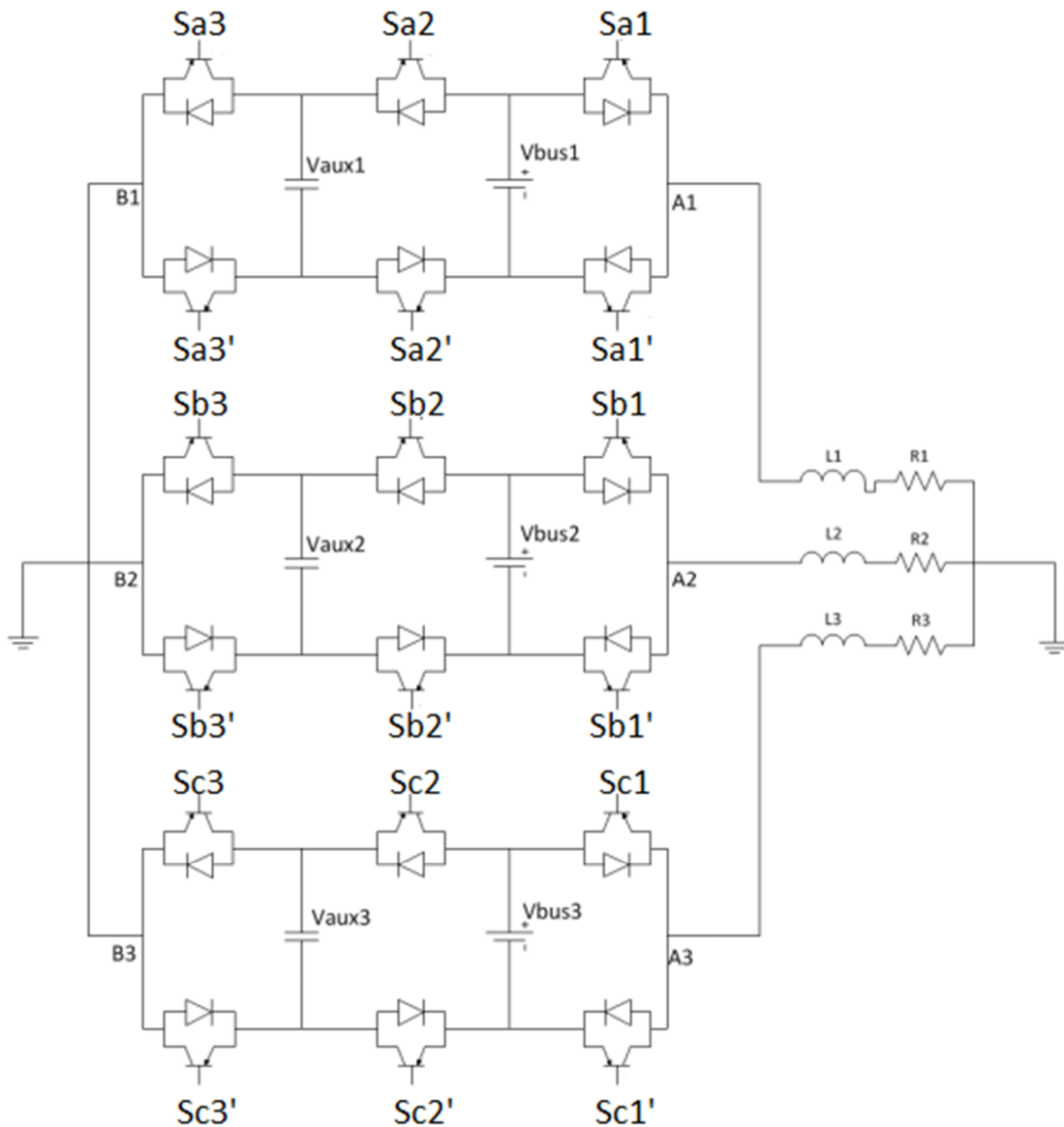


Figure (2.31) : Onduleur PUC triphasé

(ii) Commande utilisée

La commande consiste à utiliser la commande MLI pour un bras monophasé. Cette méthode de commande permet de contrôler séparément les trois bras de l'onduleur.

Les résultats montrent que la topologie donne des résultats stables dans les limites imposées par la régulation utilisée.

La figure suivant (2.32) montre le fonctionnement de cette commande :

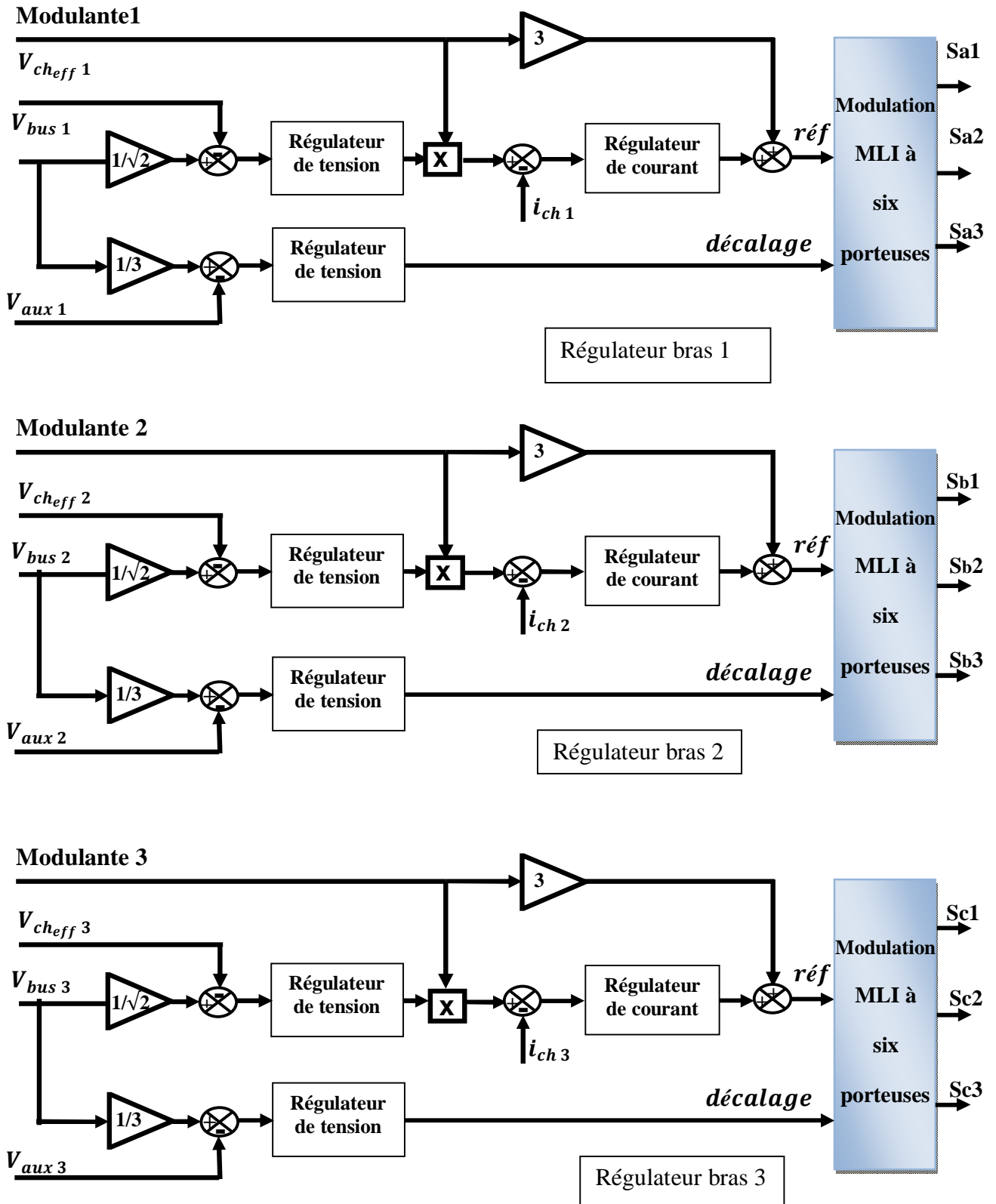


Figure (2.32) : Boucle de régulation de l'onduleur PUC triphasé

(iii) Résultat de la simulation

Le circuit de puissance est composé des éléments suivants :

- Tension de source (par phase) égale 300V.
- Résistance de la charge égale 20 Ohm.
- Inductance de la charge égale 20 mH.
- Condensateur Aux égale 4000 μF .
- L'indice de modulation $m=21$.

Les résultats de simulation de la tension et le courant pour une phase

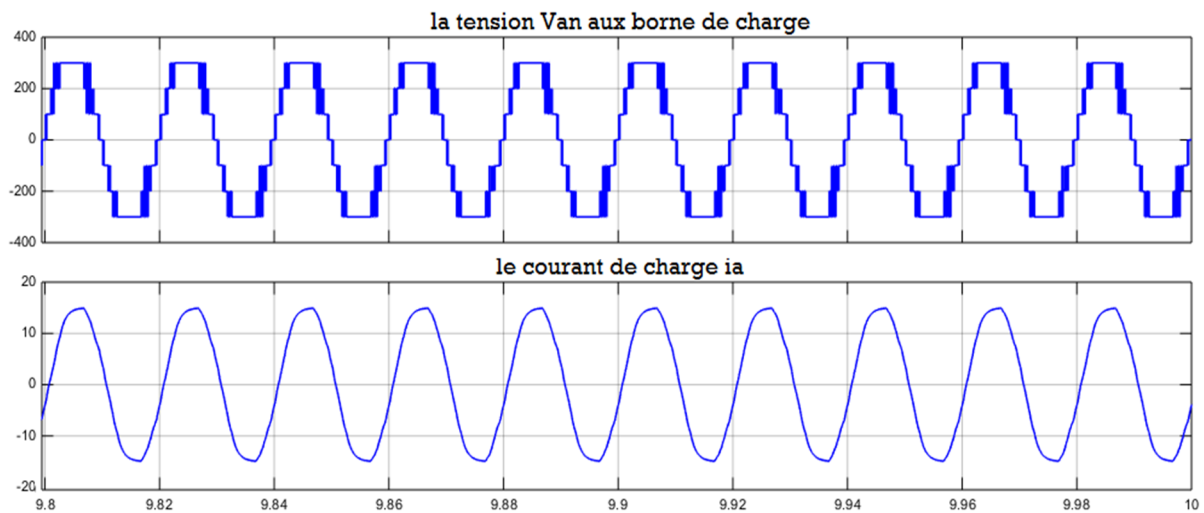


Figure (2.33) : Tension et courant de charge pour une phase

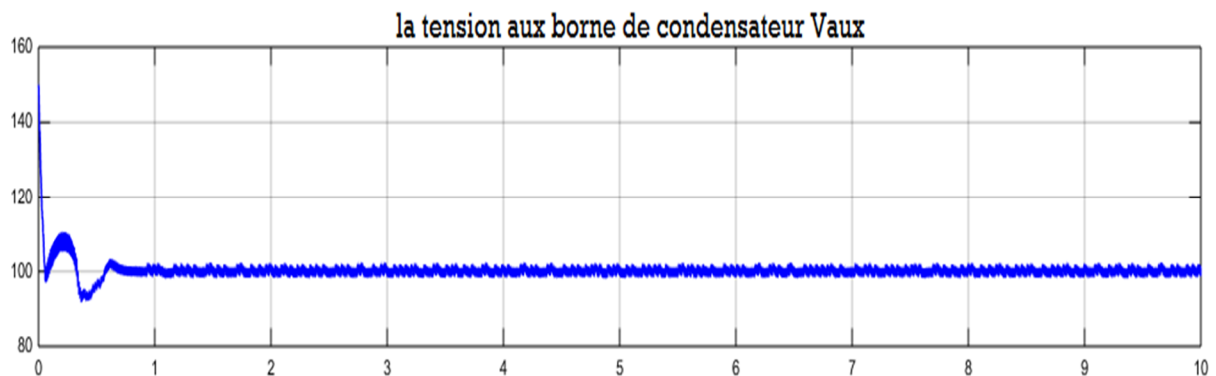


Figure (2.34) : Tension aux bornes du condensateur

Les résultats de simulation de la tension et le courant pour trois phases

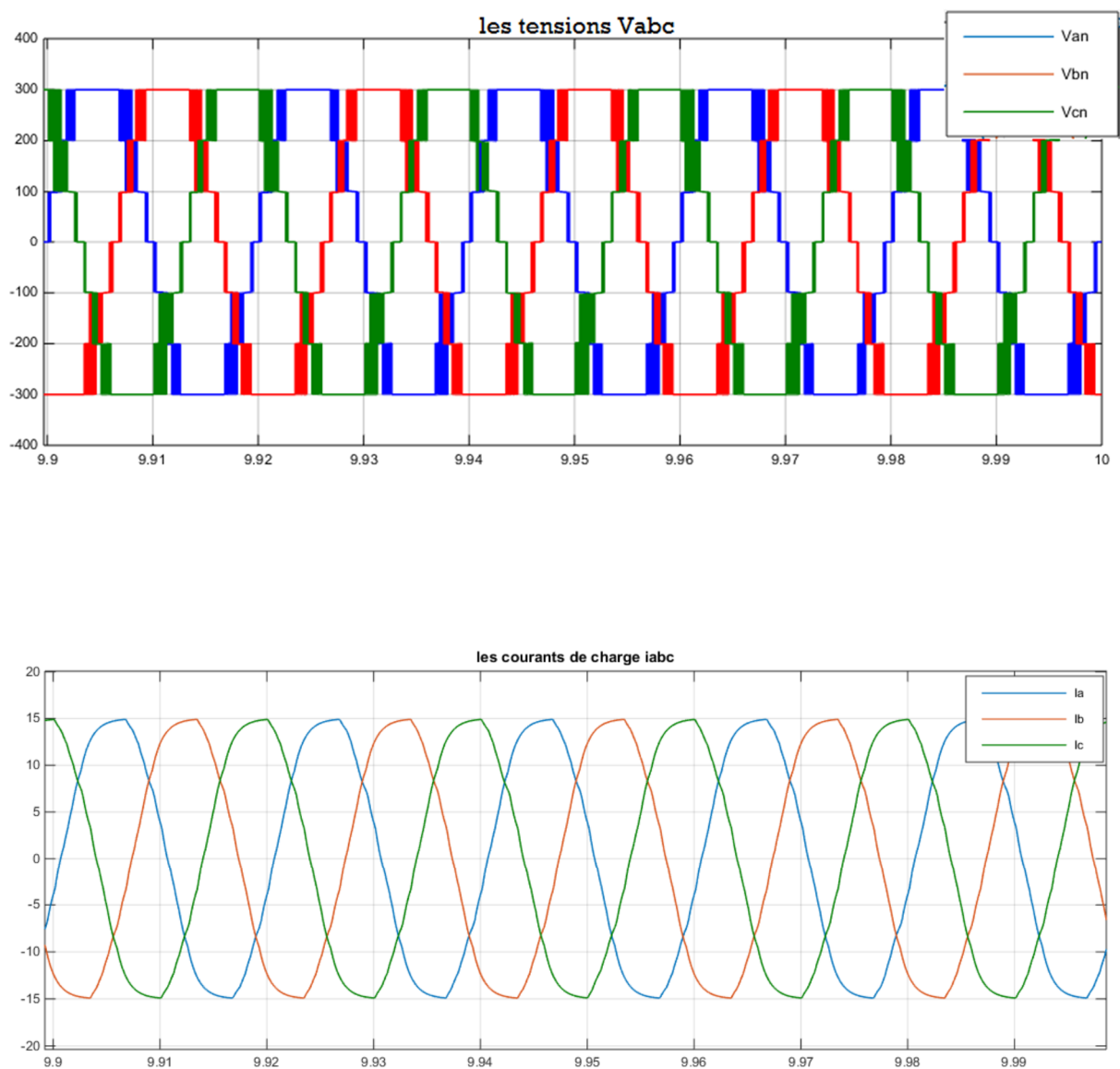


Figure (2.35) : Tensions et courants de la charge

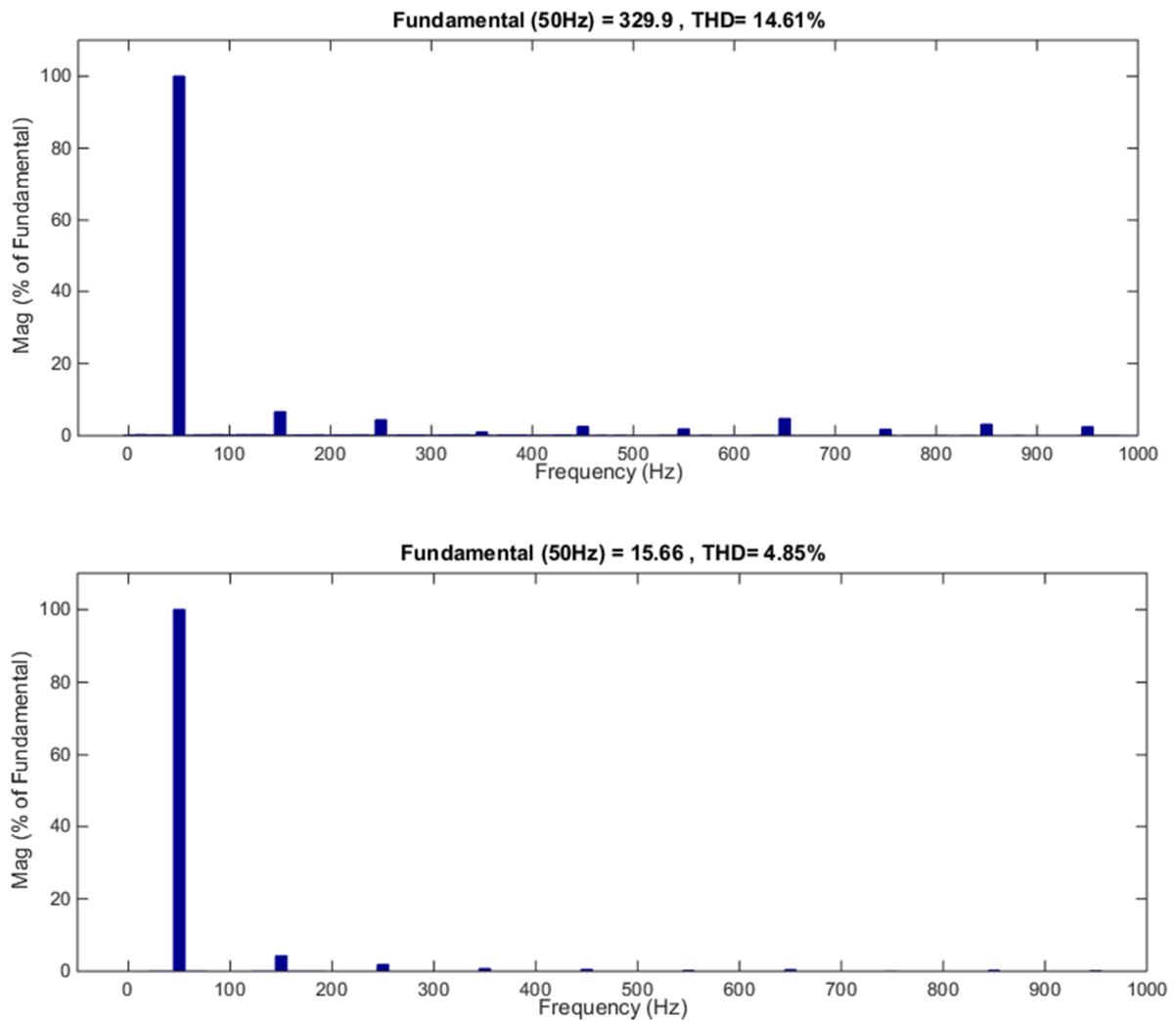


Figure (2.36) : THD du tension et courant de charge

Les résultats obtenus montrent qu'en régime permanent (avec une charge fixe non déséquilibrée), les formes des courant et des tensions coté réseau sont sinusoïdaux, les taux de distorsion harmonique sont de 14.61% pour la tension et de 4.85% pour le courant. Les tensions aux bornes des condensateurs sont régulées autour des valeurs souhaitées (Figure(2.34)). Le signal de la tension (Phase-neutre) est réparti sur sept niveaux.

2.4 Résultats de simulation de machine asynchrone alimentée par PUC

Les figures ci-dessus (Figure (2.37) ; Figure (2.38)) présente les résultats en poursuite (ne charge) pour le profil du courant, de vitesse et du couple.

La figure (2.38) représente les résultats de simulation de machine asynchrone alimentée par onduleur PUC sept niveaux. À l'instant $t=0.5$ s, on va appliquer un couple de valeur $C_r=20$ Nm pour voir le comportement de la machine comme dans le cas de l'onduleur PUC sept niveaux. On note que l'appel de courant au démarrage est maîtrisé avec un régime transitoire de temps très court ou le courant de démarrage passe de 20 A pour atteindre 4 A, à l'instant $t=0.14$ s. Lorsqu'on applique la charge, on voit que le courant augmente de la valeur nominal de 4 A à une valeur de courant de 6 A à l'instant $t=0.55$ s.

En poursuite (à vide) pour le profil de vitesse présenté (Figure (2.37)). Nous constatons que la vitesse suit bien son profil jusqu'à $t=0.5$ s ou l'on applique la charge alors elle descend à 150 rad/s qui correspond à 0.6 s.

Au régime transitoire le couple atteint 45 Nm puis il commence à descendre pour atteindre une valeur nul puisqu'il n'y a pas de charge. Mais à l'instant $t=0.5$ s lorsque la charge est appliquée on voit que le couple fait un pic de 30 Nm à l'instant $t=0.6$ s puis il se stabilise pour la valeur de 20 Nm.

La figure (2.37) représente les résultats de simulation de machine asynchrone alimentée par onduleur MLI deux niveaux. À l'instant $t=0.5$ s, on va appliquer un couple de valeur $C_r=20$ Nm pour voir le comportement de la machine comme dans le cas de l'onduleur MLI deux niveaux. On note que l'appel de courant au démarrage est maîtrisé avec un régime transitoire de temps très court ou le courant de démarrage passe de 30 A pour atteindre 4 A, à l'instant $t=0.14$ s. Lorsqu'on applique la charge, on voit que le courant augmente de la valeur nominal de 4 A à une valeur de courant de 7 A à l'instant $t=0.55$ s.

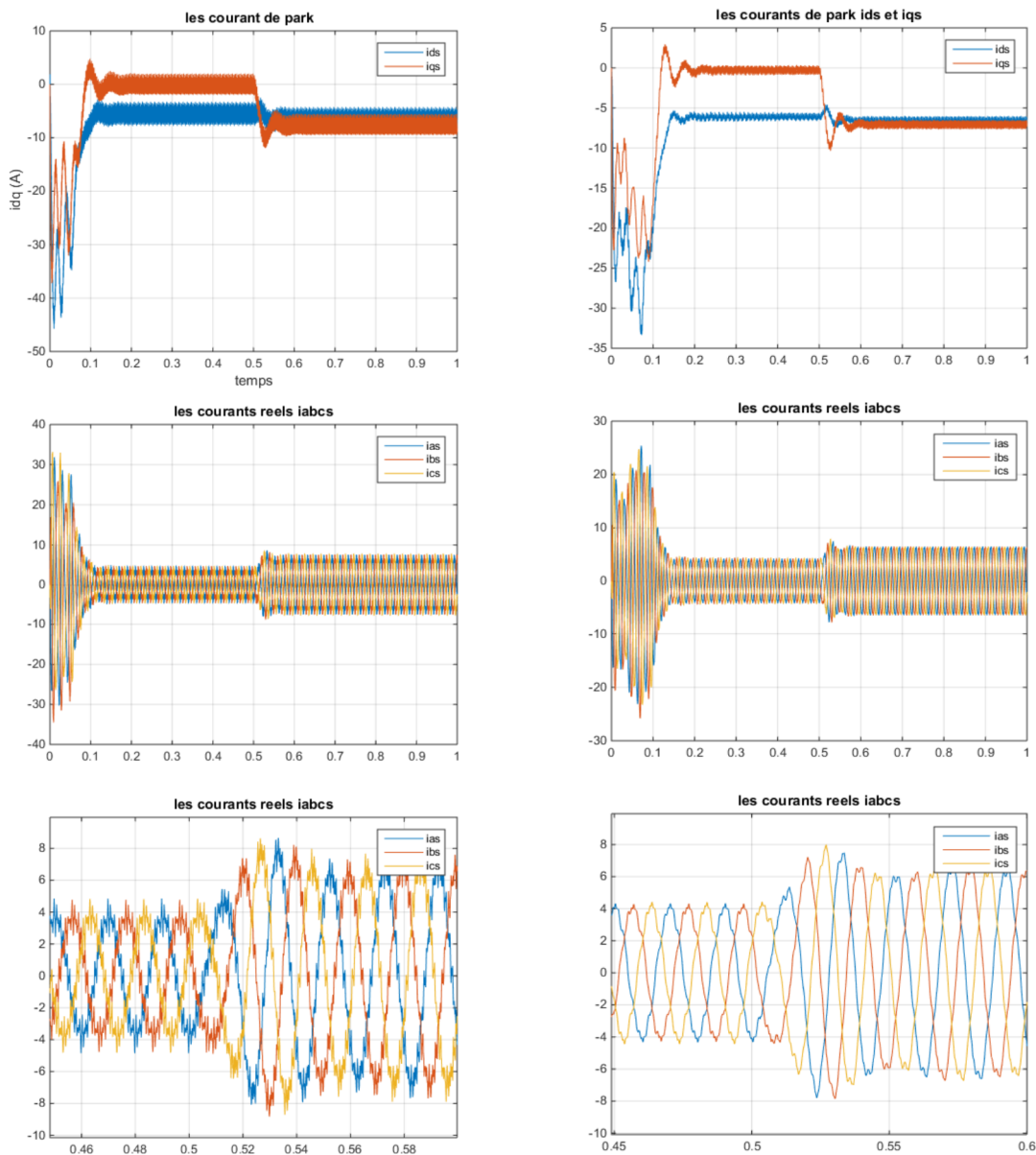
En poursuite (à vide) pour le profil de vitesse présenté. Nous constatons que la vitesse suit bien son profil jusqu'à $t=0.5$ s ou l'on applique la charge alors elle descend à 147 rad/s qui correspond à 0.6 s.

Au régime transitoire le couple atteint 78 Nm puis il commence à descendre pour atteindre une valeur nul puisqu'il n'y a pas de charge. Mais à l'instant $t=0.5$ s lorsque la charge est appliquée on voit que le couple fait un pic de 30 Nm à l'instant $t=0.6$ s puis il se stabilise pour la valeur de 20 Nm.

MLI sinusoïdale m=21		
Topologies	THD	Les ondulations de couple
Deux niveaux	14.69 %	[-4 4]
Sept niveaux	4.85 %	[-1.5 1.5]

Tableau (2.3) : Comparaison entre les deux topologies d'onduleur

Le tableau (2.3) montre la comparaison entre les MLI deux niveaux et l'onduleur PUC sept niveaux. On remarque que, lorsque on augmente le nombre de niveaux de l'onduleur, le THD se diminuait c-à-d, la forme du courant proche à la sinusoïde, avec une grande stabilité du couple électromagnétique.



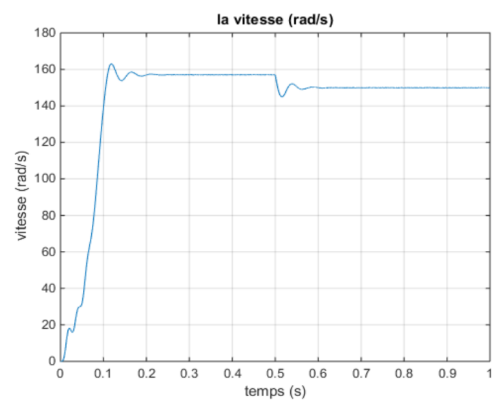
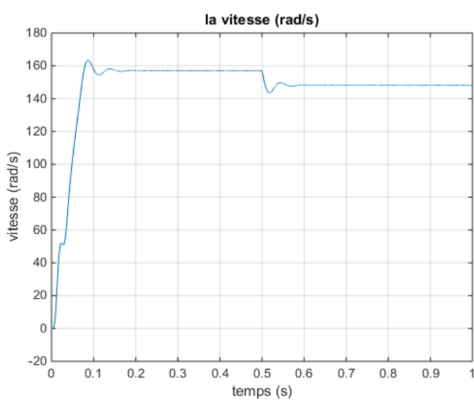
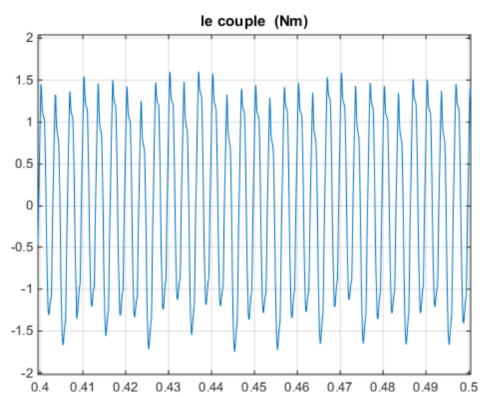
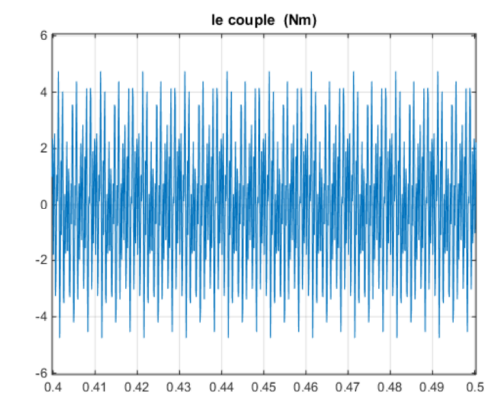
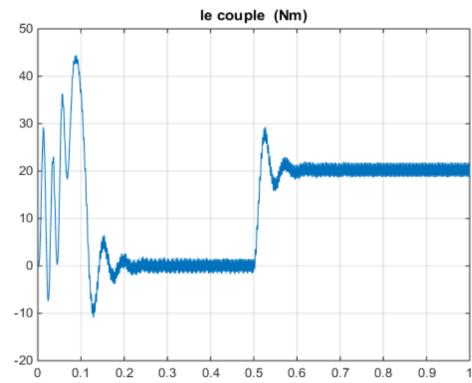
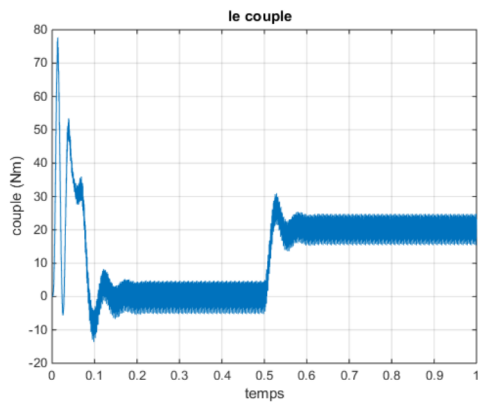


Figure (2.37) : MAS alimenté par onduleur deux niveaux

Figure (2.38) : MAS alimenté par onduleur PUC sept niveaux

2.5 Conclusion

L'amélioration des performances d'un système d'entraînement d'une machine asynchrone passe par le choix d'une bonne stratégie de commande de l'onduleur d'alimentation.

Dans ce chapitre, nous avons montré, par simulation, que l'onduleur PUC sept niveaux présente des performances meilleures par rapport à celle de l'onduleur MLI deux niveaux. En effet, elle permet de garantir une meilleure qualité de couple et d'éliminer les harmoniques.

Dans le chapitre suivante nous allons présenter la commande vectorielle de la machine asynchrone alimenter les deux onduleurs (PUC sept niveaux et MLI deux niveaux).

Chapitre 3 Commande Vectoriel de la machine asynchrone

3.1 Introduction

Après l'analyse réalisée au chapitre 1, on ne peut que constater que le fonctionnement de la machine asynchrone et son modèle mathématique sont d'une complexité assez élevée. Un certain nombre de spécificités posent problèmes, et les plus sévères sont maintenant exposées :

- Les grandeurs électriques sont triphasées et alternatives, ce qui conduit à considérer des vecteurs tournants pour représenter les tensions, les courants et flux statoriques et rotoriques.
- Le couplage entre les phases du rotor et du stator fait apparaître des mutuelles inductances variables selon la position du rotor, ce qui est à l'origine du couple.
- Le principe de fonctionnement de cette machine repose sur l'induction et donc une partie des courants statorique est utilisée pour magnétiser cette machine.

A cela, il faut ajouter pour les machines à cage le fait que les courants du circuit rotorique ne sont pas accessibles pour leur mesure.

Tous ces points constituent naturellement des obstacles pour concevoir une commande permettant de réaliser un entraînement performant fonctionnant sous vitesse variable. En effet, bon nombre de procédés industriels utilisent des moteur électriques dans des applications élémentaire tels que le pompage, la ventilation, le convoyage, l'usinage ...etc

Pour ces applications, le réglage de la vitesse apport un confort d'utilisation, une adaptation de l'énergie mécanique par rapport au besoin réel et surtout un moyen de réaliser une optimisation technico-économique lors du fonctionnement du processus industriel.

L'essentiel des travaux de recherche dans le domaine de la commande de la machine asynchrone a été consacré à l'amélioration des performances du contrôle dynamique des variables couple et flux. Historiquement est apparue la commande scalaire reposant sur de simples lois statiques basées sur un modèle de la machine asynchrone en régime permanent. Puis, à partir des équations différentielles issues d'un modèle dynamiques de la machine, se sont généralisées des commandes dynamiques qualifiées de vectorielles basées sur le calage d'un référentiel d'étude avec un vecteur flux choisi dans l'entrefer. C'est cette stratégie qui est ensuite expliquée dans ce chapitre. [6]

C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 1970, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et signal, car elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante. [4]

Le but de la commande est d'assurer le découplage du couple électromagnétique du flux.

Cette stratégie de commande orientation du flux permet d'aboutir à des performances particulièrement intéressantes :

- Réponse rapide de couple.
- Une grande plage de contrôle de vitesse.
- Grande efficacité sur une grande plage de charge en régime permanent.

Il existe, essentiellement deux méthodes de commande à flux orienté :

- La méthode directe (DFOC): repose sur une commande en boucle fermée.
- La méthode indirecte (IRFOC): caractérise par une régulation du flux en boucle ouverte.

[7]

Dans ce qui on va développer en premier l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté dans le but de l'implémenter sous Simulink.

3.2 Choix du référentiel

Pour réaliser la commande vectorielle, il faut que le repère (d-q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant. [8]

3.3 Principe de la commande vectorielle

Le principe dont repose la **FOC** est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la **MCC** à excitation séparée, où les courants statorique sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique ou ce de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe d (control du flux) et selon l'axe q (contrôle du couple).

La commande **FOC** est initialement proposée en Allemagne dans la fin des années 1960 et début des années 1970 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connu par **IRFOC**, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (**Blaschke**) connu par **DFOC**.

La technique **IRFOC** a été généralement préférée à la **DFOC** car elle a une configuration relativement simple comparée à la **DFOC** qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet **Hall** pour la mesure du flux qui sont contrainst aux conditions de travail excessives (température, vibration ...etc.), et encore que la mesure soit entachée de bruits dépendant de la vitesse.

Mais sans omettre que la **IRFOC** dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique T_r .

Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique (en fait c'est le repère **(d-q)** qui est orienté), d'autres technique ont été introduites telle que l'orientation du flux statorique **SFOC** avec les deux formes directe et in directe, et l'orientation du flux d'entrefer, mais leurs performances sont moindres par rapport aux premières, d'autant qu'elles exigent des algorithmes plus compliqués et surtout la compensation au découplage qui est très sensible aux erreurs. [4]

3.4 La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté (DFOC)

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué, il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement.

Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

Le non fiabilité de la mesure du flux :

- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

Le coût de production élevé (capteur + filtre). [3]

3.5 La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- ❖ Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique mesurées.
- ❖ Le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique de moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotoriques T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué. [3]

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté par onduleur (de type PUC).

L'immense avantage de cette méthode réside dans le fait qu'on n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais, seulement, sa position. C'est pourquoi cette méthode est la plus utilisée, comme illustre certain travaux. [9]

3.5.1 Mise en équation de la commande IRFOC

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques de la **MAS** sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes **d-q**, tel que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r .

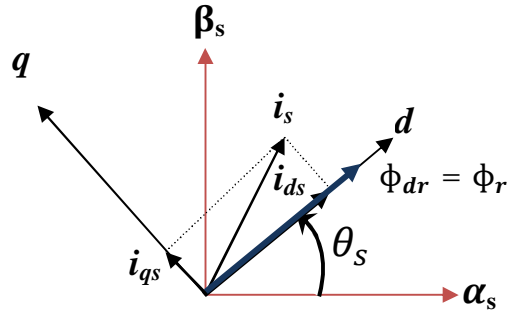


Figure (3.1) : Principe de la commande vectorielle.

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Les équations des tensions rotorique deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (3.3)$$

Les flux statoriques sont donner par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (3.4)$$

Les courants rotoriques sont donner par :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\Phi_{dr} - L_m i_{ds}) \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} (\Phi_{qr} - L_m i_{qs}) = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (3.5)$$

Donc :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \sigma i_{qs} \end{cases} \quad (3.6)$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} - \omega_s L_s \sigma i_{ds} \end{cases} \quad (3.7)$$

3.5.2 Estimation de ω_s et θ_s

La pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (3.8)$$

$$\omega = P\Omega \quad (3.9)$$

Avec :

ω : La vitesse mécanique.

A partir de l'équation rotorique (3.3) :

$$R_r i_{qr} + \omega_r \phi_{dr} = 0 \quad \Leftrightarrow \omega_r = -\frac{R_r}{\phi_{dr}} i_{qr} \quad (3.10)$$

En remplaçant l'équation i_{qr} du système d'équation (3.5) dans l'équation (3.10), on obtient l'équation suivant :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (3.11)$$

Avec

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

En remplaçant les équations (3.9) et (3.11) dans l'équation (3.8), on obtient l'équation suivant :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (3.12)$$

La position θ_s , est déterminée ensuite par l'intégration de ω_s

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (3.13)$$

3.5.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (3.14)$$

Pour :

$$\Phi_{qr} = 0$$

Donc :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} i_{qs} \quad (3.15)$$

En fixant le flux Φ_{dr} à une valeur de référence Φ_r^* , le couple ne dépendra que du courant statorique i_{qs} (comme dans le cas d'une MCC à excitation séparée), qui est le but de la commande vectorielle.

3.5.4 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{P}) \quad (3.16)$$

Les équations de la machine sont résumées dans (3.17) :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} - \omega_s L_s \sigma i_{ds} \\ T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = L_m i_{ds} \\ \omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_{dr}} \\ C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} i_{qs} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{P}) \end{array} \right. \quad (3.17)$$

Finalement l'écriture en équation d'état (en reconnaissant $\Phi_{qr} = \mathbf{0}$), conduit au système suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left(C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{P} \right) \end{cases} \quad (3.18)$$

3.5.5 Découplage

a Découplage par compensation

La complexité de la commande des machines asynchrones réside dans la non linéarité du modèle de la machine et le couplage existant entre le flux et le couple électromagnétique. Ce module de flux ne varie que très lentement par rapport aux courant. Les équations des tensions statorique s'expriment dans le domaine de la place par :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + \sigma L_s) I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + \sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases} \quad (3.19)$$

On remarque des termes de couplage sur les deux composants V_{ds} et V_{qs} puisque V_{ds} par exemple agit simultanément sur I_{ds} et I_{qs} . Il faut alors définir ces termes et les compenser.

Soient les tensions de commande suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = (R_s + \sigma L_s) I_{ds} \\ V_{qs}^* = (R_s + \sigma L_s) I_{qs} \end{cases} \quad (3.20)$$

La machine peut être représentée par le schéma bloc suivant :

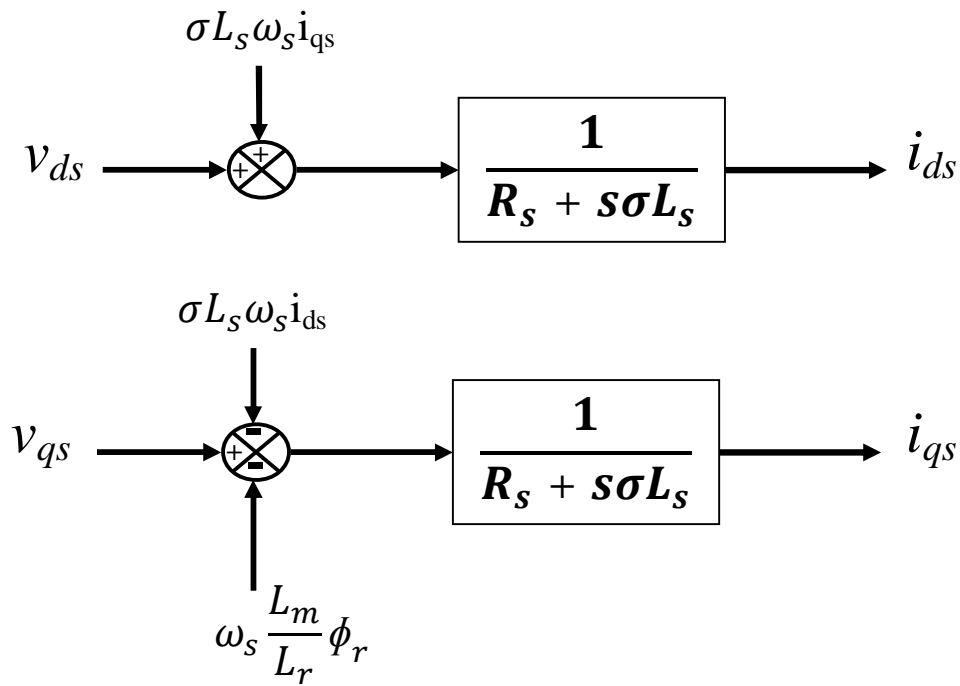


Figure (3.2) : Schéma bloc du modèle de la machine asynchrone

Les termes de couplage à compenser seront donc définis comme suit :

$$\begin{cases} e_{ds} = \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ e_{qs} = \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases} \quad (3.21)$$

Alors :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = V_{ds} + e_{ds} \\ V_{qs}^* = V_{qs} - e_{qs} \end{cases} \quad (3.22)$$

Le schéma bloc de la Figure (3.3) suivante montre la méthode de compensation des termes croisés et des termes non linéaire.

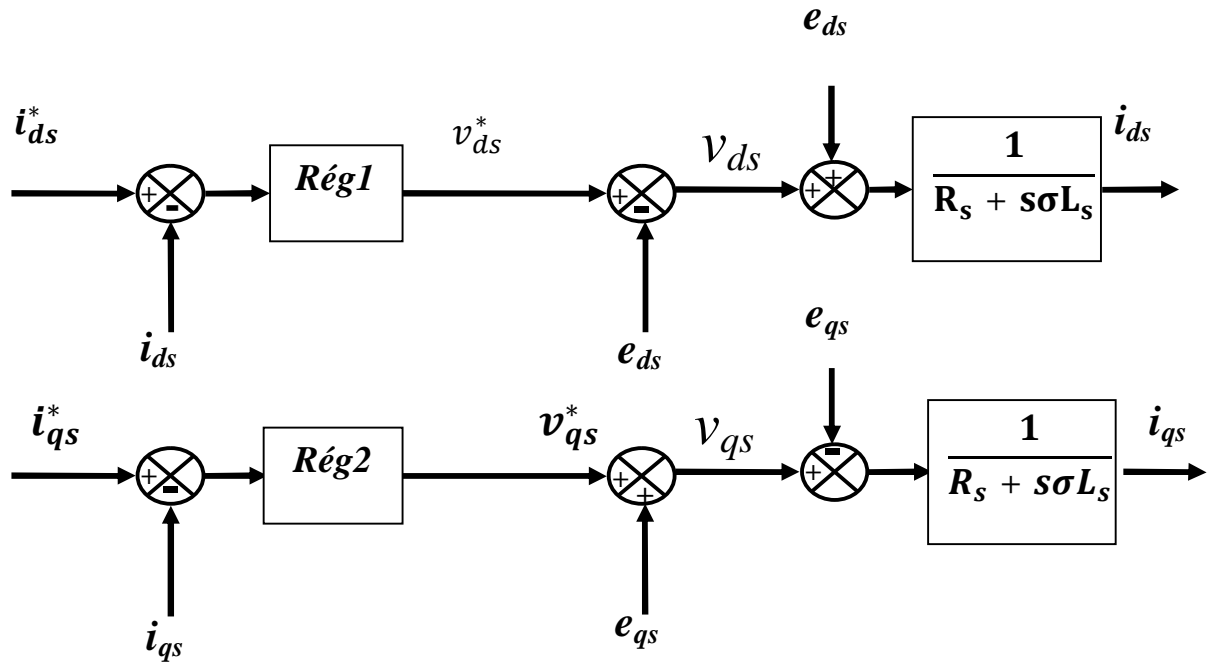


Figure (3.3) : Découplage par compensation

3.5.6 La régulation

Les régulateur à action proportionnelle- intégrale **PI** sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelles **P** assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent.

Dans notre commande il y a trois régulateurs **PI**, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants i_{ds} et i_{qs} . [4]

Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans notre travail, seront de type **PI** dont la forme est donnée par la relation :

$$G_{PI}(S) = K_P + \frac{K_I}{S}$$

Avec :

K_P : Coefficient de proportionnalité.

K_I : Coefficient d'intégration.

a Régulateur de vitesse

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse. Les paramètre PI sont définis à partir du schéma illustré dans la Figure (3.4).

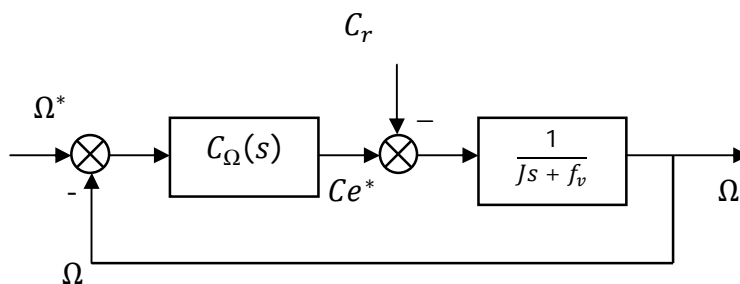


Figure (3.4) : Boucle de régulation de la vitesse Ω

La fonction de transfert du régulateur **PI** de vitesse est donnée par :

$$C_{\Omega}(s) = k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s} \quad (3.23)$$

$$\Omega = \frac{\frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}}s+1}{\frac{J}{k_{i\Omega}}s^2 + \left(\frac{k_{p\Omega}+f_v}{k_{i\Omega}}\right)s+1} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (k_{p\Omega}+f_v)s+k_{i\Omega}} C_r \quad (3.24)$$

Le dénominateur de cette équation à la forme canonique:

$$G(s) = \frac{1}{w_n^2} s^2 + \left(\frac{2\zeta}{w_n}\right) s + 1 \quad (3.25)$$

Par identification, on obtient:

$$\begin{cases} \frac{k_{p\Omega}+f_v}{k_{i\Omega}} = \frac{2\zeta}{w_n} \\ \frac{J}{k_{i\Omega}} = \frac{1}{w_n^2} \end{cases} \quad (3.26)$$

Avec

ζ : Coefficient d'amortissement.

b Régulateurs des courants

1 Régulateur de courants i_{ds}

Le régulateur du courant i_{ds} fourni la tension v_{ds}^* de référence d'après l'équation (3.22), la boucle de régulation est alors comme indiqué à la figure (3.5). [4]

La boucle de régulation de courant est illustrée par :

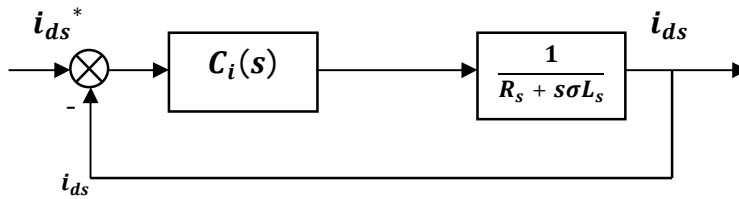


Figure (3.5) : Boucle de régulation du courant i_{ds} .

Pour un régulateur PI de courant, on a :

$$C_i(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \quad (3.27)$$

La fonction de transfert on boucle ouverte est :

$$G_{oi}(s) = k_{pi} \left(s + \frac{k_{ji}}{k_{pi}} \right) \frac{1}{s} \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (3.28)$$

Par compensation, on obtient :

$$\frac{k_{ji}}{k_{pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \Rightarrow G_{oi}(s) = \frac{k_{pi}}{s \sigma L_s} \quad (3.29)$$

Donc :

$$G_{Fi}(s) = \frac{k_{pi}/s \sigma L_s}{1 + k_{pi}/s \sigma L_s} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{k_{pi}} s} = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad (3.30)$$

Finalement :

$$\begin{cases} \frac{k_{ji}}{k_{pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ \frac{\sigma L_s}{k_{pi}} = \tau_i \end{cases} \quad (3.31)$$

Les valeurs des régulateurs K_{pi} et K_{ji} sont déterminés pour un τ_i .

2 Régulateur de courants i_{qs}

En procédant de la même manière que pour le régulateur de i_{ds} on déterminera les coefficients du régulateur de courant i_{qs} qui fournira la tension de référence v_{qs}^* . Le schéma de régulation du courant i_{qs} est représenté sur la Figure (3.6), on remarque bien que c'est la même que pour le courant i_{ds} . [4]

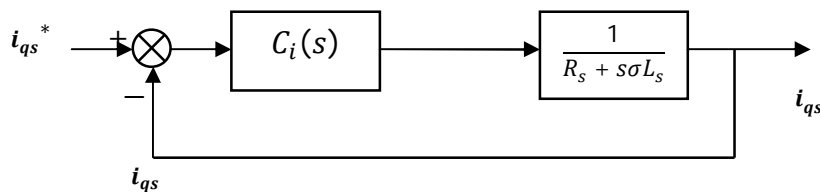


Figure (3.6) : Boucle de régulation du courant i_{qs} .

On aboutira finalement au système schématisé sur la figure (3.7).

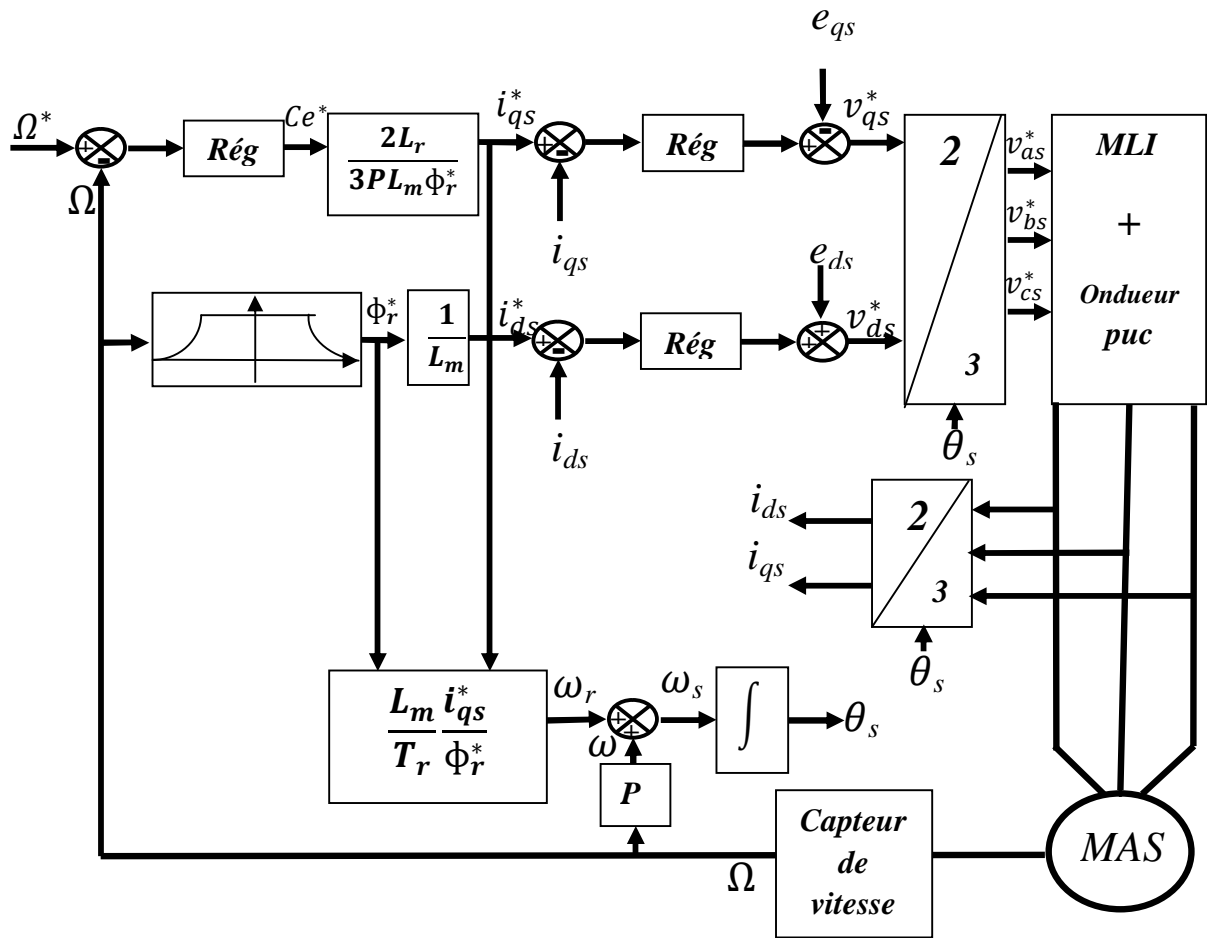


Figure (3.7) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle IRFOC

3.5.7 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction suivante [13] :

Sous-vitesse :

$$\phi_r = \phi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega| = \Omega_{nom}$$

Sur-vitesses :

$$\phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \phi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

Ω_{nom} : vitesse de rotation nominale.

ϕ_{nom} : Flux rotorique nominale.

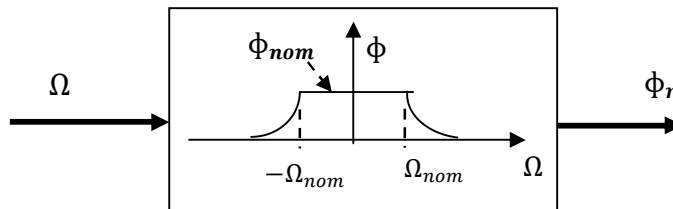
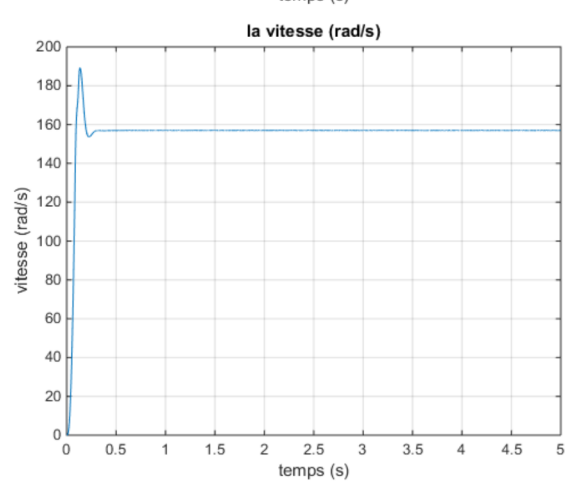
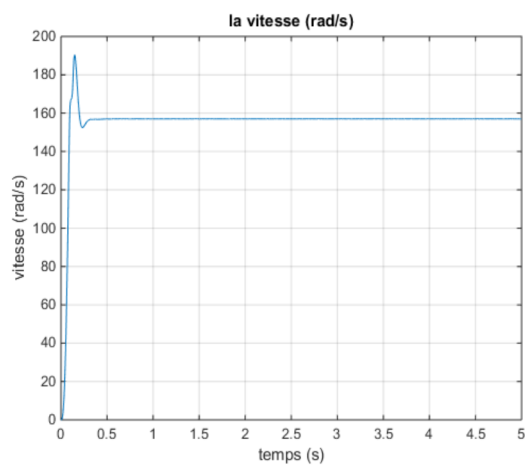
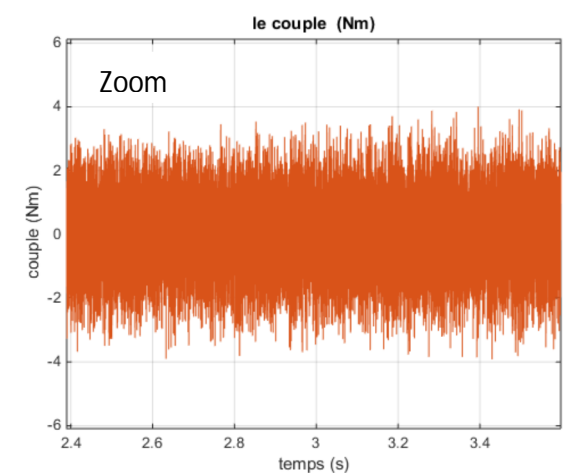
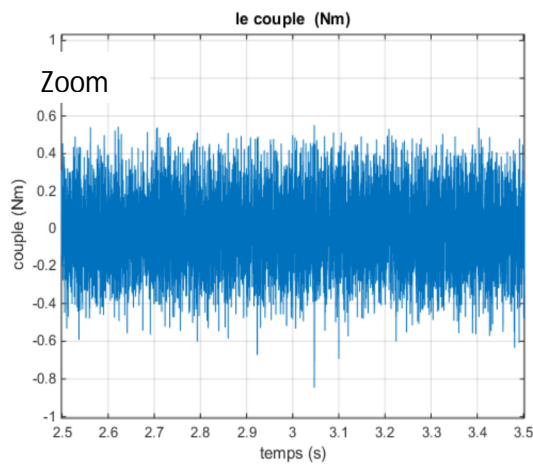
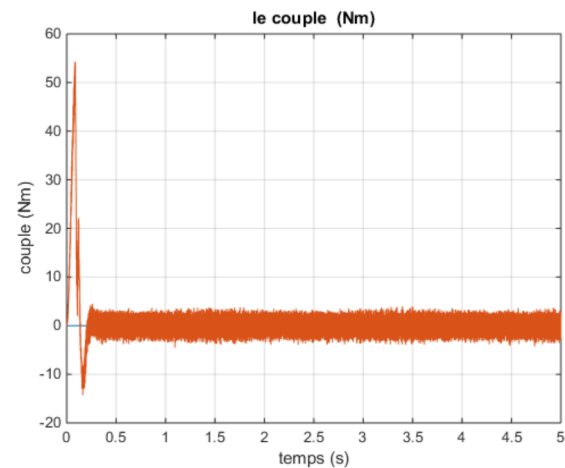
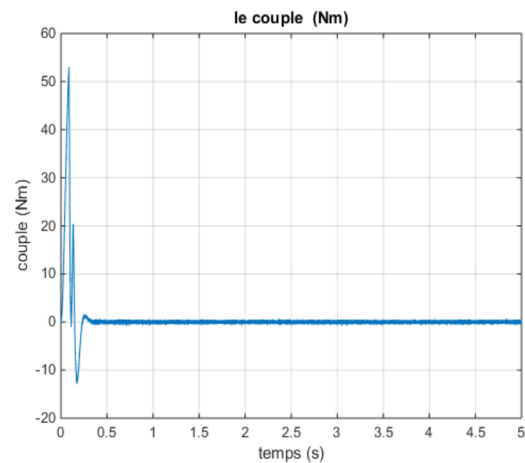


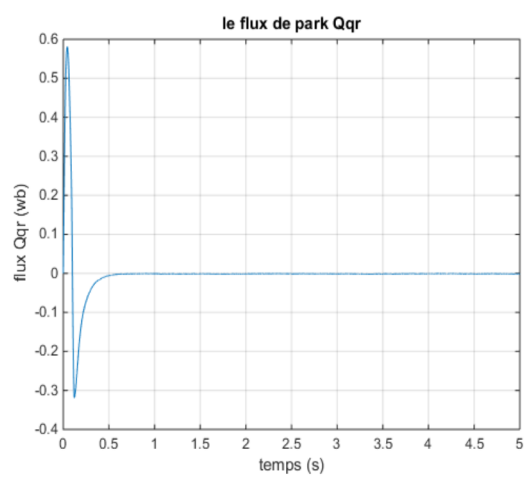
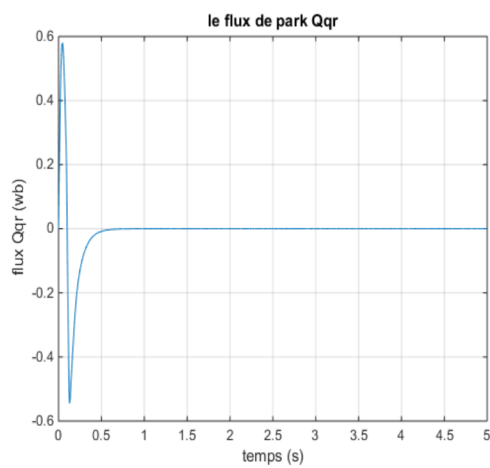
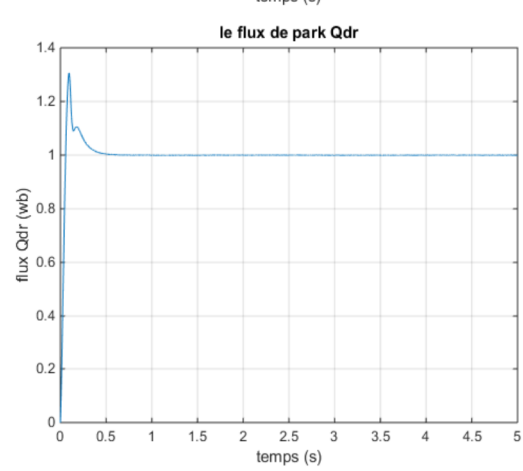
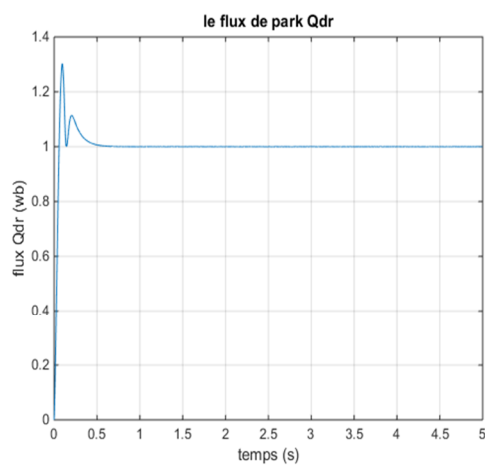
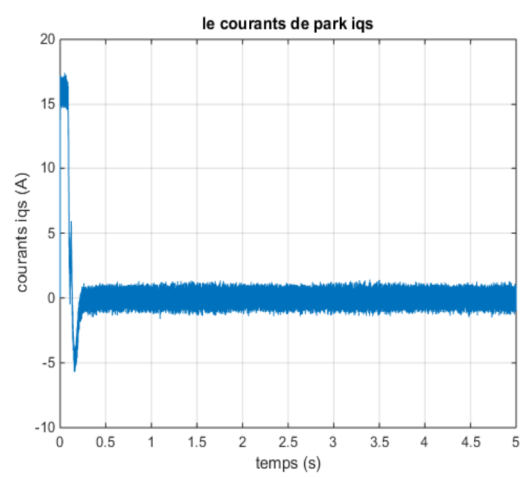
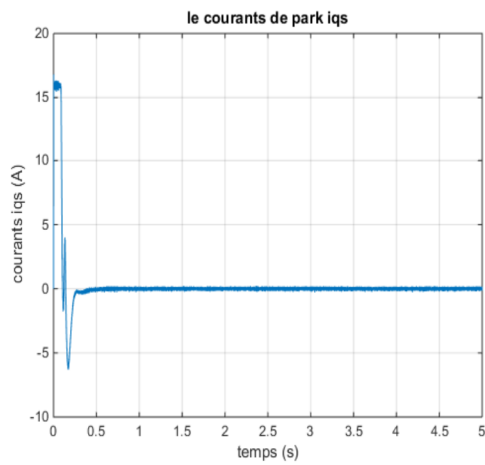
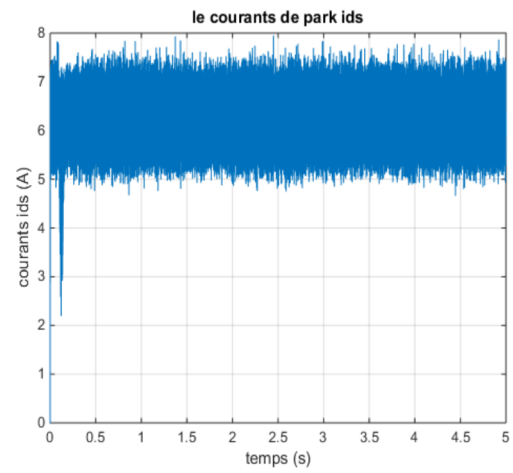
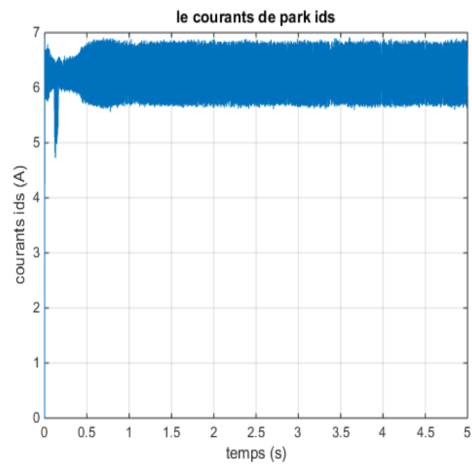
Figure (3.8) : Boucle de dé fluxage

3.6 Résultats de simulation

Les figures ci-dessus présente les résultats obtenus par simulations de la commande vectorielle indirecte en poursuite pour le profil du courant, de vitesse et de couple dans différents cas de fonctionnement , en vide, en charge et variation de vitesse.

3.6.1 Essai En vide





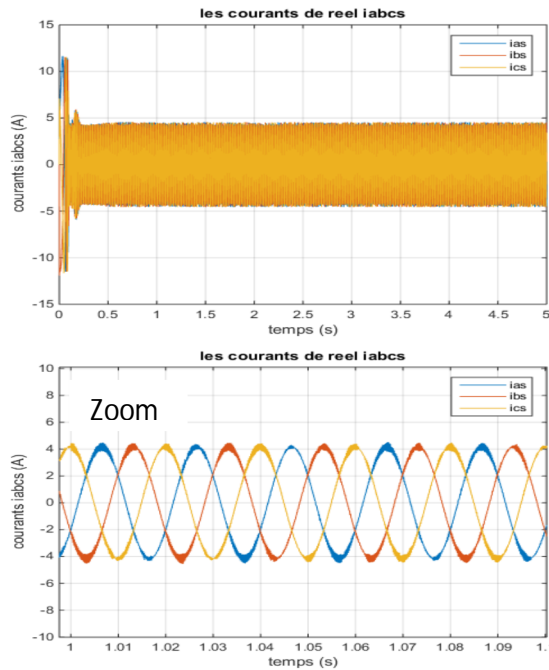


Figure (3.9) : Simulation avec onduleur PUC sept niveaux en essai à vide

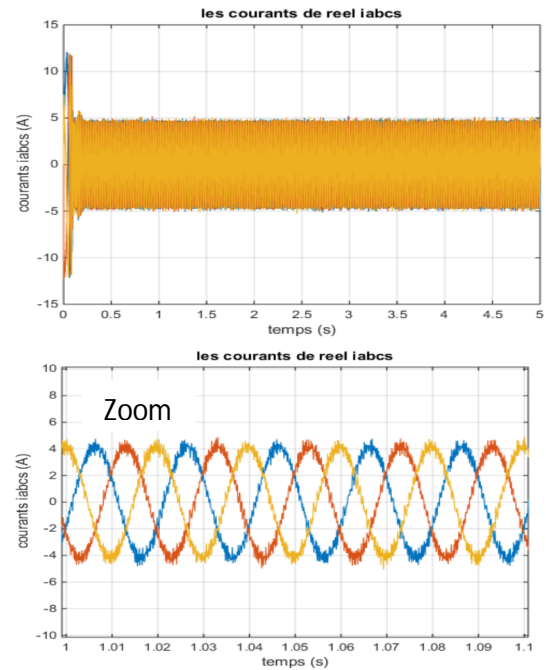


Figure (3.10) : Simulation avec onduleur MLI deux niveaux en essai à vide

a Interprétations des résultats

La figure (3.9) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée par onduleur PUC sept niveaux et la figure (3.10) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée par onduleur MLI deux niveaux, en essai à vide.

Le couple au démarrage (régime transitoire) atteint 53 N.m, puis il commence à descendre pour atteindre une valeur nul puisqu'il n'y a pas de charge par les deux onduleurs, mais les ondulations de l'onduleur PUC plus moins par rapport à l'onduleur MLI deux niveaux au régime permanent.

La vitesse au régime transitoire est presque linéaire puis elle stabilise à sa valeur de référence (157 rad/s) avec les deux onduleurs.

Le courant au démarrage (régime transitoire) atteint 12 (A) trois fois le courant nominal, puis il commence à descendre pour atteindre une valeur 4 (A) par les deux onduleurs, mais les harmoniques de l'onduleur PUC plus moins par rapport à l'onduleur MLI deux niveaux au régime permanent.

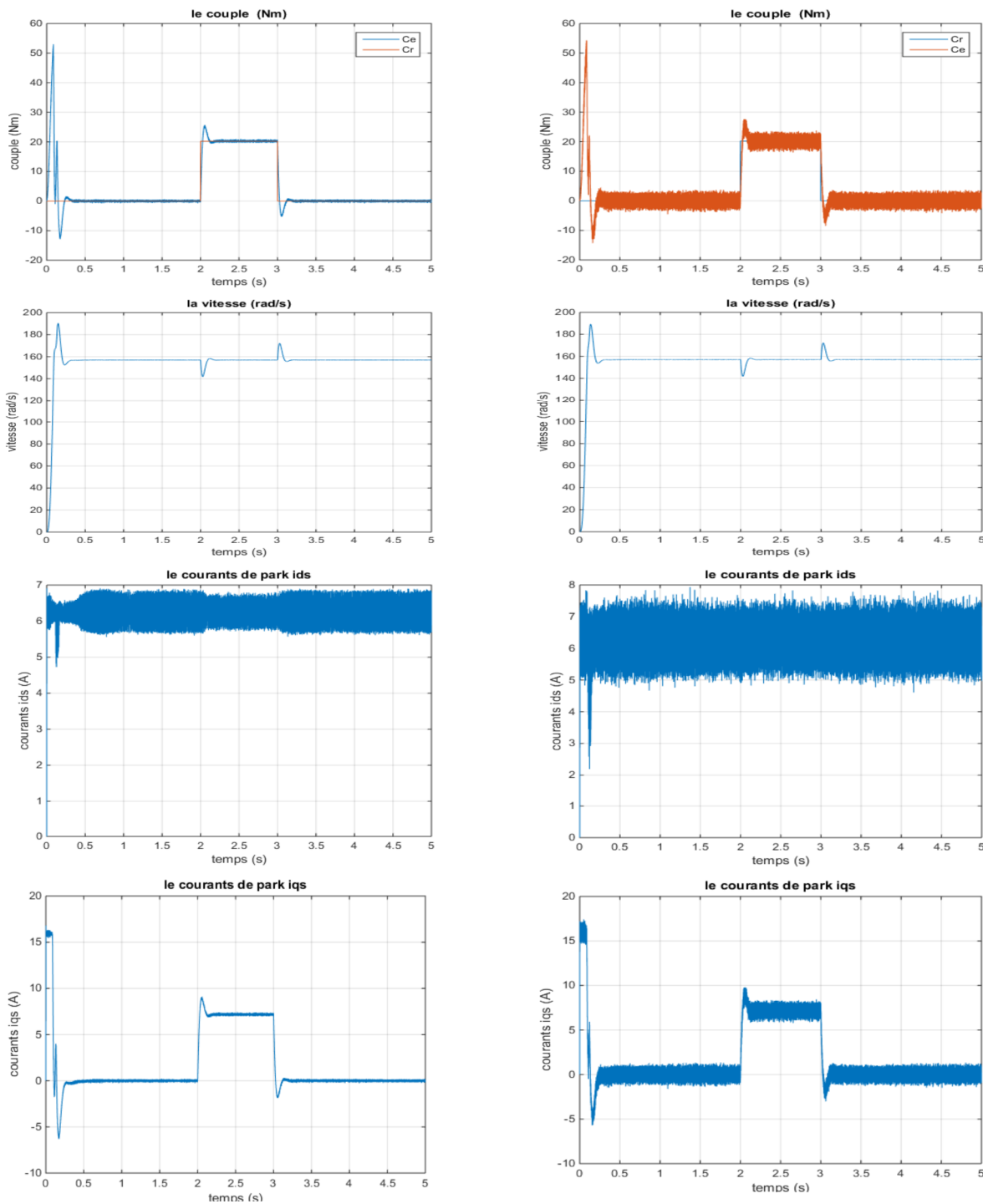
Les flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr} au régime transitoire est presque linéaire puis le flux ϕ_{dr} stabilise à sa valeur de référence (1 wb) et le flux ϕ_{qr} stabilise à sa valeur nul avec les deux onduleurs.

Le tableau suivant représente comparaison des ondulations entre les deux topologies d'onduleur

Topologies	Le couple	Le courant i_{ds}	Le courant i_{qs}
2 Niveaux	[-4 4]	[4.7 8]	[-1 1]
7 Niveaux	[-0.6 0.6]	[5.5 7]	[-0.3 0.2]

Tableau (3.1) : comparaison des ondulations entre les deux topologies d'onduleur

3.6.2 Essai en charge



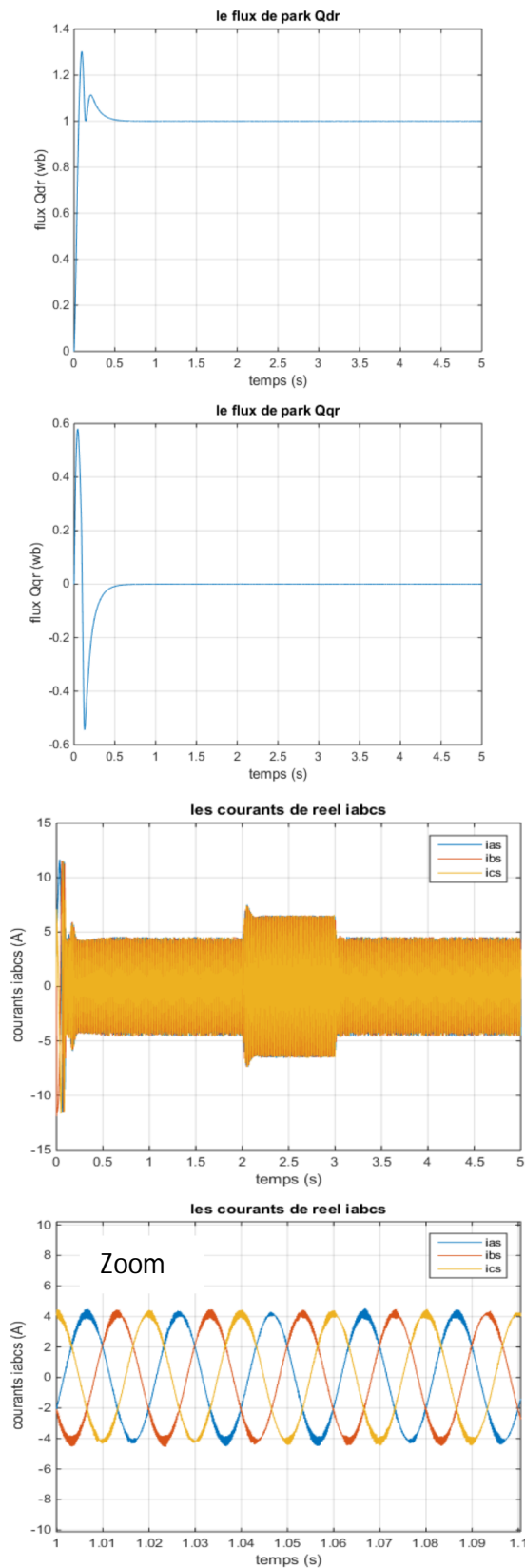


Figure (3.11) : Simulation avec onduleur PUC sept niveaux en essai en charge

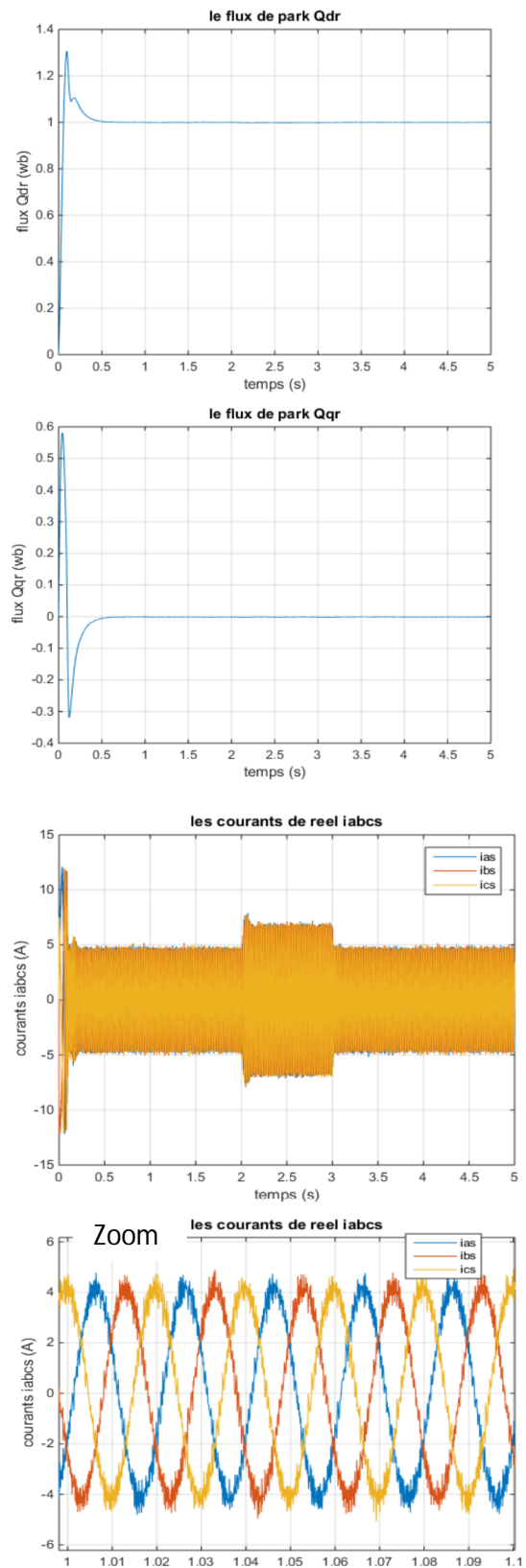


Figure (3.12) : Simulation avec onduleur MLI deux niveaux en essai en charge

a Interprétations des résultats

La figure (3.11) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée par un onduleur PUC sept niveaux et la figure (3.12) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée par un onduleur MLI deux niveaux, essai en charge. Dans l'instant $t=2s$ on va appliquer une charge d'une valeur $C_r=20$ Nm et $C_r=-20$ Nm dans $t=3s$ pour voir le comportement de la machine comme dans le cas de la commande vectorielle indirecte.

Le couple électromagnétique au démarrage (régime transitoire) atteint 53 N.m, puis il commence à descendre pour atteindre une valeur nul, dans l'instant $t=2s$ le couple électromagnétique augmente à une valeur de C_r , puis il descendre à une valeur nul, dans l'instant $t=3s$, pour les deux onduleurs.

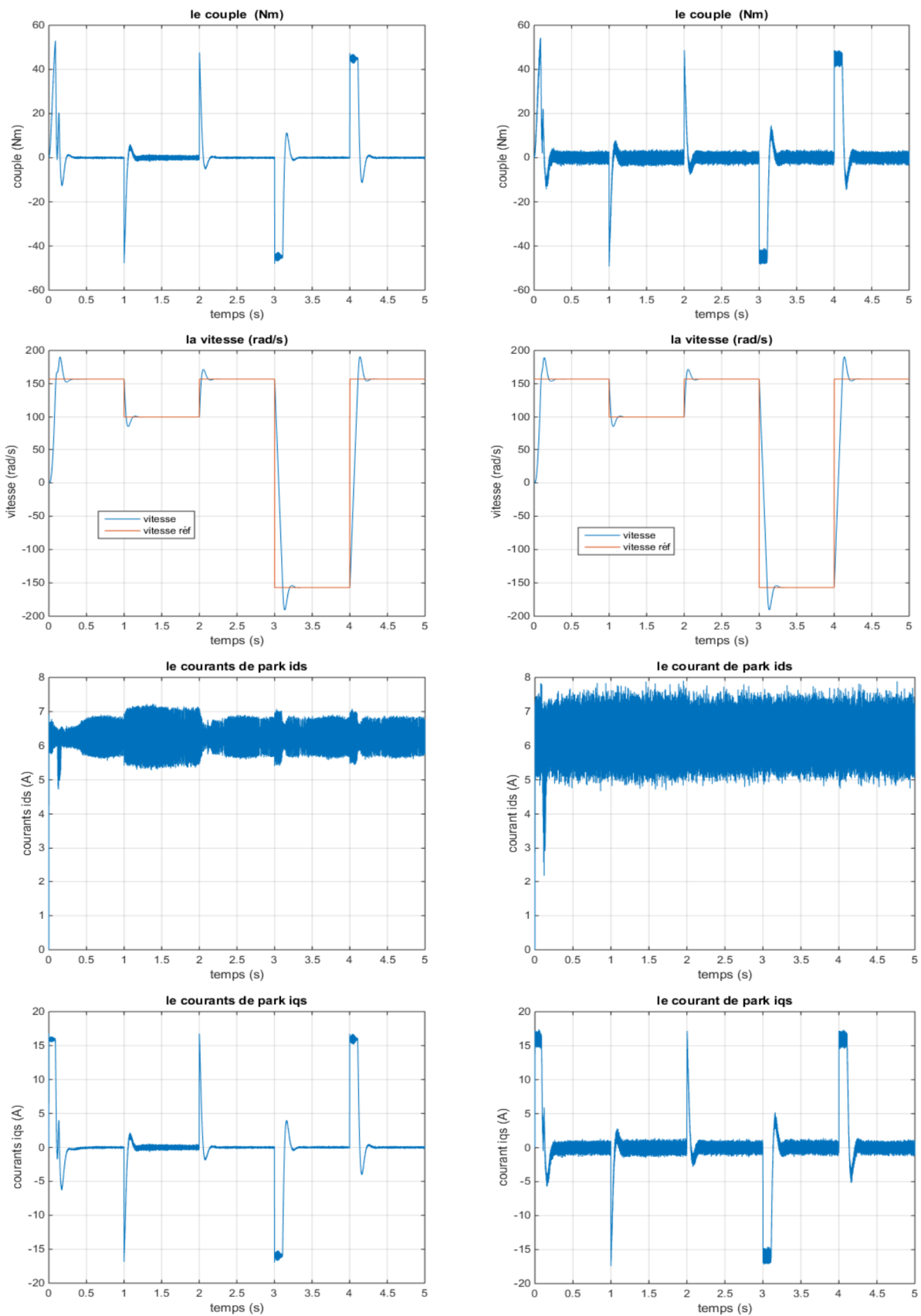
La vitesse au régime transitoire est presque linéaire puis elle stabilise à sa valeur de référence (157 rad/s) jusqu'à $t=2$ s ou l'on applique la charge, la vitesse descend à 142 rad/s puis elle suit bien son profil de référence grâce à une bonne régulation pour les deux onduleurs.

Le courant au démarrage (régime transitoire) atteint 12 A trois fois le courant nominal, puis il commence à descendre pour atteindre une valeur 4 A, dans l'instant $t=2s$ le courant augmente à une valeur 6 A, puis il descendre à une valeur 4 (A), dans l'instant $t=3s$, par les deux onduleurs.

Les deux figures montre également un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique ϕ_r et l'orientation du flux est ϕ_{dr} vérifie.

Le couple électromagnétique à la même allure que le courant i_{qs} à un coefficient près ce qui prouve le découplage est parfaitement réalisé ($\phi_{qr}=0$).

3.6.3 Variation de vitesse



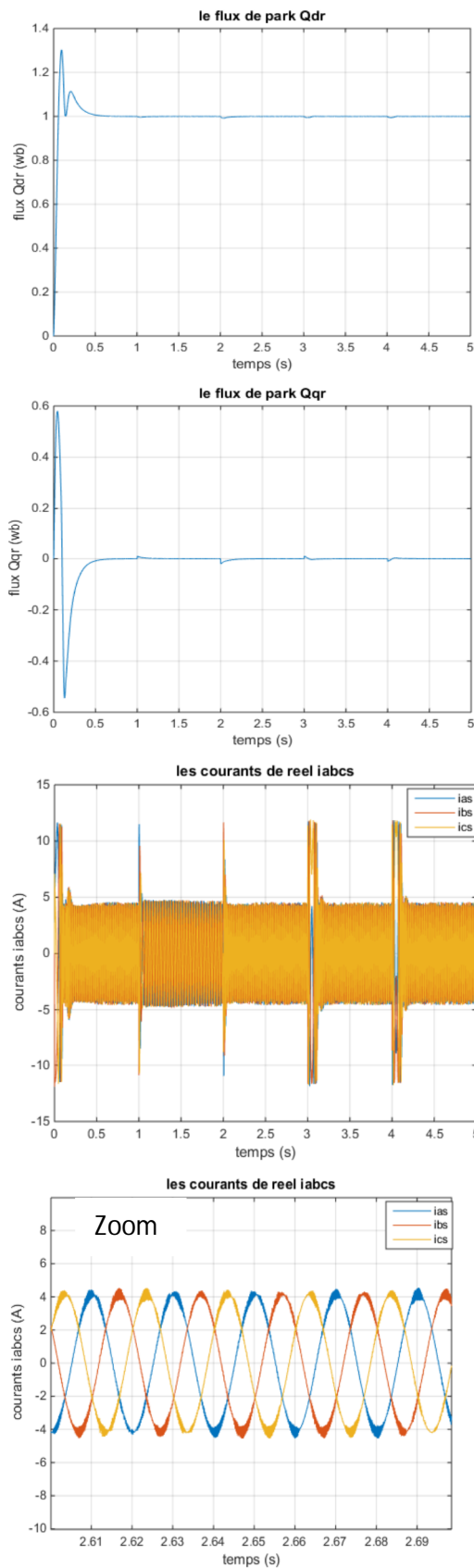


Figure (3.13) : Simulation avec onduleur PUC Sept niveaux pour variation de vitesse

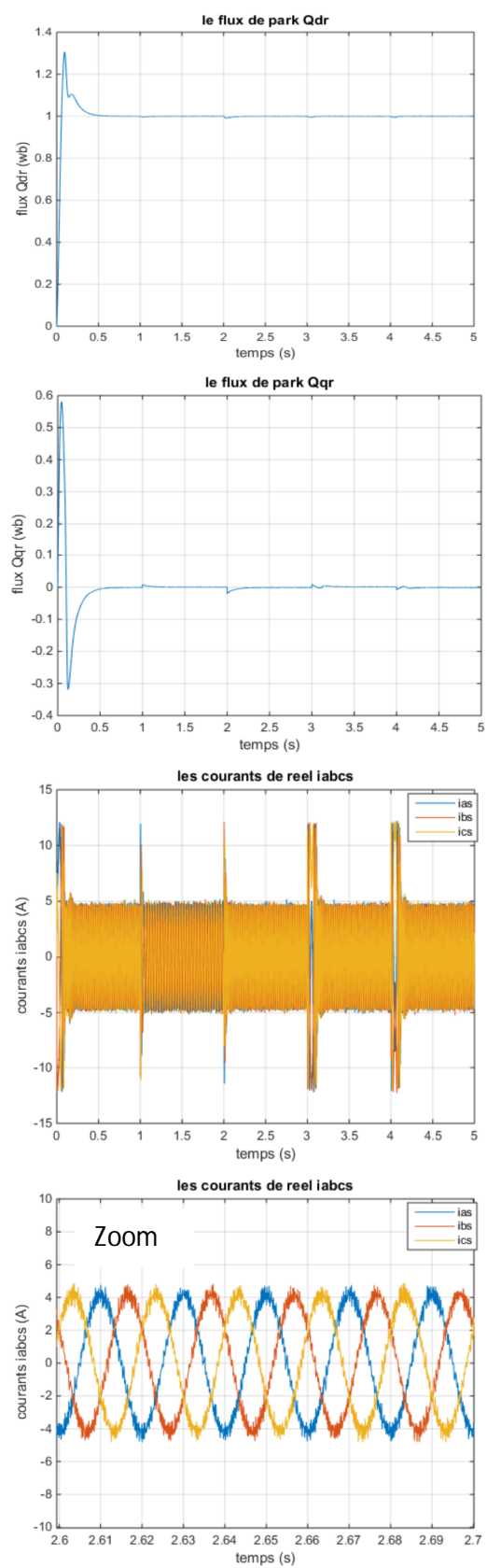


Figure (3.14) : Simulation avec onduleur MLI deux niveaux pour variation de vitesse

a Interprétations des résultats

La figure (3.13) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée par onduleur PUC sept niveaux et la figure (3.14) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée par onduleur MLI deux niveaux, essai variation et inverse de vitesse ($\Omega^* = 157, 100, 157, -157, 157$ rad/s) dans les instants ($t=0s, 1s, 2s, 3s, 4s$).

Pour la variation de vitesse, la vitesse suite sa nouvelle vitesse référence, cela veut dire que la régulation est robuste et le couple électromagnétique subit des pics de transaction lors du passage d'un mode à mode.

Pour inverse la vitesse, la vitesse suite sa nouvelle vitesse référence et le couple électromagnétique subit des pics de transaction lors du passage d'un mode à mode mais le temps de pic d'inverse de vitesse plus grand par rapport le pic de variation de vitesse.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a commencé par l'étude du principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) de la machine asynchrone et calcule les différents régulateurs, cette commande assure le découplage nécessaire pour séparé le couple électromagnétique et le flux rotorique.

Ainsi, en vue de faire une étude comparative sous environnement Simulink de Matlab pour la commande IRFOC alimenté par onduleur sept niveaux de type PUC et onduleur deux niveaux, on a effectué le teste de robustesse pour la charge, la variation de vitesse et inverse la vitesse.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons présenté la commande vectorielle de la machine asynchrone via deux différentes topologies d'onduleurs : l'onduleur MLI deux niveaux et l'onduleur sept niveaux de type PUC.

La première partie de ce travail, nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée d'après d'utilisation transformation du Park pour simplifier des équations différentielles de la machine asynchrone. Cette transformation permet le changement de la machine triphasée réelle à une machine biphasée équivalente pour faciliter la simulation sur MATLAB SIMULINK.

La deuxième partie de ce travail, nous avons présenté l'alimentation de la machine asynchrone, elle alimentée par le convertisseur sept niveaux de type PUC et par le convertisseur MLI deux niveaux.

Ce convertisseur de puissance PUC (Packed U Cells) présente un potentiel d'efficacité énergétique très important vu qu'il permet d'obtenir sept niveaux de tensions avec seulement six interrupteurs et deux condensateurs. Dans ce partie, le convertisseur PUC sept niveaux a été utilisé en tant qu'onduleur, en tant que redresseur.

Ce convertisseur a plusieurs avantages, parmi lesquels nous pouvons citer :

- Nombre de composants réduit par rapport à ses concurrents.
- Taux de distorsion harmonique faible.

L'onduleur triphasé donne de bons résultats mais constitue un inconvénient majeur :

- La régulation proposée oblige à utiliser trois sources distinctes de tension continue.

La comparaison des différentes topologies (onduleur sept niveaux de type PUC et onduleur MLI deux niveaux), nous a permis de confirmer que l'onduleur sept niveaux est la meilleur topologie.

L'onduleur à sept niveaux de type PUC commandé par MLI sinusoïdale (six porteuse) nous a donné un signal du courant plus proche de la sinusoïde, il contient moins d'harmoniques (THD=4.85% inférieur à 5% en simulation pour $m=21$). Cette topologie, nous obtenons une meilleure réponse dynamique du moteur.

La troisième partie de ce travail, nous avons étudié le principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) de la machine asynchrone. Ensuite nous avons présentée les résultats de simulations de la commande vectorielle indirecte montrant de très hautes performances.

Conclusion générale

La connaissance de la position du flux de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. L'étude théorique à fait l'objet d'une validation par simulation numérique dans l'environnement MATLAB SIMULINK.

Afin d'avoir une meilleur appréciation des résultats obtenus par l'onduleur sept niveaux et l'onduleur deux niveaux pour alimenter la machine asynchrone commandé par la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC), on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux ; Nous concluons que l'alimentation par l'onduleur sept niveaux de type PUC est plus éliminer les harmonique que l'alimentation par l'onduleur deux niveaux.

Paramètres de la machine asynchrone

A.1. caractéristiques

$f_s=50$ Hz

$V_N=220/380$ V

$N_r=1500$ tr/min

$C_{en}=20$ N.m

A.2. Paramètres

$R_s=1.84 \Omega$;	Résistance statorique.
$R_r=1.84 \Omega$;	Résistance rotorique.
$L_s=0.17$ H;	Inductance statorique.
$L_r=0.17$ H;	Inductance rotorique.
$L_m=0.16$ H;	Inductance mutuelle.
$J=0.0154$ Kg.m ² ;	Moment d'inertie.
$f_v=0$ Kg.m ² /S;	Frottement visqueux.
$P=2$;	Nombre de paires de pôles.

Bibliographique

- [1] Nourdine Benbaha : ‘ Commande robuste tolérante aux défauts Application à la machine à courant alternatif ’, Thèse, université de Batna, 2009.
- [2] Kasmi Abderrezak, Dlaouadi Djamel : ‘ Approche discrète de la commande par mode de glissement d’une MAS alimentée en tension avec orientation du champ ’, P.F.E , 2000.
- [3] Achour Abdelmalek, Aichouche Azzedine : ‘ Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ’, P.F.E, université de M’sila, 2005.
- [4] Rezgui Salah eddine : ‘ Commande de machine électrique en environnement Matlab /Simulink et Temps réel application à la MAS : Commande Vectorielle sans Capteur mécanique SVPWM, Mode Glissant, MRAS ’, P.F.E, université de Constatine, 2009.
- [5] Kaci Yahia : ‘ Etude d’une nouvelle approche MLI (PWM) en temps réel basée sur le principe des réseaux de neurones destinée aux véhicules électriques ’, P.F.E, université de Tizi-Ouzou, 2015.
- [6] Benoît Robyns, Bruno François, Philippe Degobert, et Jean-Paul Hautier : ‘ commande vectorielle de la machine asynchrone ’, Livre, 2007.
- [7] Fezzani Amor : ‘ Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation paramétrique ’, P.F.E, université de Batna, 2009.
- [8] Kasmi Abderrezak, et Dlaoudi Djamel : ‘ Approche discrète de la commande par mode de glissement d’une MAS alimentée en tension avec orientation du champ ’, P.F.E, 2000.
- [9] Kahla Mourad, Cheurfi EL Amin : ‘Commande des entraînements des actionneurs électriques ,Simulation et régulation de vitesse de la machine asynchrone Asservissement et implémentation sous STEP 7’, Romandes, 2007.
- [10] DJERIOU SALIM : ‘ Simulation d’un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone ’, P.F.E, université Ferhat Abbas, 2011.
- [11] BEN ZEMAMOUCHE HOURIA : ‘ Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multi niveaux à base de GTO et d’IGBT ’, P.F.E, université Badji Mokhtar-Annaba, 2010.
- [12] Mohamed Talel CHEBBAH : ‘Étude et simulation d’un convertisseur multi niveaux type PUC ’, P.F.E, université du Québec, 2014.

- [13] Chekima Djamel : 'Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue ', P.F.E, université D'EL-Oued, 2014.
- [14] Hani Vahedi : ' Modeling, Developement and control of Multilevel Converters for Power Syestem Application '.P.F.E, université du Québec, 2016.
- [15] Stefan Laurentiu CAPITANEANU : ' Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux ', P.F.E, université de Toulouse, 2002.
- [16] Ounejjar Youssef et Kamal Al-Haddad : 'A Novel High Energetic Efficiency Multilevel Topology with Reduced Impact on Supply Network ', 2008
- [17] Ounejjar Youssef, Kamal Al-Haddad et Luc André Grégoire : ' Packed U Cells Multilevelevel Converter Topology: Theoretical study and experimental Validation ' ,2010.
- [18] Hani Vahdi, Hadi Y.Kanaan et Kamal Al-Haddad : 'PUC Converter Review: Topology, control and Applications ',2015.
- [19] Luc-André Grégoire, Kamal Al-Haddad et Youssef Ounejjar : ' A new methode of control for multilevel converter implementend on FPGA', 2009.
- [20] Kaddari Ben Salem : ' Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC triphasé', P.F.E, université D'EL-Oued, 2014.
- [21] Ghadbane Ismail et Aoufi Ahmed : ' Commande par Mode Glissant des Changeurs de Fréquence Utilisant L'onduleur de Tension à Cinq Niveaux à Diodes Flottantes ', P.F.E, université de M'sila, 2008.
- [22] Luc-André GRÉGOIRE : 'Convertisseur à cellule empilée faible à taux de distortion harmonique : conception et mise en œuvre ', P.F.E, université du Québec, 2010.
- [23] BLHAOUCHET NOURI : ' Fonctionnement de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application de la Qualité de l'Energie ', P.F.E, université de Setif, 2017.
- [24] Boudouh Khaled et Djamel Barbari : ' Etude D'un Convertisseur Pour Moteur Asynchrone a Cage, Protection et Dimensionnement, Modélisation et Simulation ', P.F.E, université de M'Hamed B.Boumerdes, 2008.