

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique

جامعة كاسدي مرباح ورقلة

Université Kasdi Merbah Ouargla



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Présenté par :

Ahfouda Abd Elkarim

**Thème:**

**Alimentation d'une machine asynchrone par un  
onduleur de tension multi-niveaux à MLI optimisée**

Soutenu publiquement

Le :.././....

Devant le jury :

M<sup>elle</sup> Benbouza Naima

MA (A)

Président

UKM Ouargla

M<sup>r</sup> Bouakaz Ouahid

MA (A)

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M<sup>r</sup> Khatteche Iaid

MA (A)

Examineur

UKM Ouargla

**Année universitaire 2016/2017**

# Remerciements :

*Je remercie en premier lieu Dieu qui m'a donné ce bien là et pour que je vie ce jour et la force et la patience pour terminer ce travail.*

*Je remercie la personne qui m'a aidé à réaliser ce travail dans les meilleures conditions mon encadreur monsieur Bouakaz Ouahid qui a proposés et a dirigé ce travail  
Je remercie monsieur le président de jury, ainsi que les membres de jury d'avoir accepté de juger ce travail.*

*Je tiens à remercier les responsables et tout le personnel du département d'Electrotechnique d'Ouargla pour les facilités qu'ils m'ont accordés pour terminer ce travail.*

*Je tiens à remercier ma famille pour leur apport affectif et leurs sacrifices.*

*Le travail de mémoire que j'ai effectué doit beaucoup à certaines personnes que je tiens à les remercier sincèrement.*

*Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ma formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire.*

# Dédicace :

*Je dédie ce mémoire:*

*À mes très chers parents pour leur soutien durant tout mon  
Cursus scolaire et qui m'ont permis de réussir dans mes études.*

*Et mes chers frères et*

*Mes chères sœurs*

*A tous la famille Ahfouda*

*À tous mes amis et mes collages  
A mes chers et meilleurs amis*

*Et À toutes les professeurs et enseignants*

*A tout la promotion deuxième master électrotechnique*

*À toute personne ayant contribué à ce travail de près ou de  
loin.*

*Abd Alkarim*

# Résumé :

Le développement de l'électronique dans le domaine de la fabrication des semi-conducteurs qui font le compromis entre puissance et fréquence de coupure d'une part et les nouveaux techniques de commande d'autre part, nous permet de mieux gérer l'environnement des entraînements à vitesse et/ou couple variables.

Une des pièces maîtresses des entraînements à vitesse variable sont les onduleurs. Les nouvelles tendances dans ce domaine sont l'utilisation des onduleurs multi niveaux.

Dans ce mémoire, le but est d'appliquer de la commande MLI vectorielle aux onduleurs triphasés de tensions multi-niveaux de type NPC associé au moteur asynchrone à cage modélisé. Les résultats de simulation montrent que cette commande donne une bonne performance dynamique en terme de vitesse et de couple.

# Abstract :

The development of electronics in the field of semiconductor manufacturing, which makes the trade-off between power and cut-off frequency on the one hand and new control techniques on the other hand, allows us to better manage the environment of variable speed and / or torque drives.

One of the main components of variable speed drives is the inverters. The new trends in this area are the use of multi-level inverters.

In this work, the aim is to apply SVM to three-phase multilevel inverter of NPC type which is associated with a modeled asynchronous squirrel cage motor. The simulation results show that this control gives us a good dynamic performance in terms of speed and torque.

## ملخص

تطور الالكترونيك في مجال صنع النصف نواقل الذتي تشكل ق بين القدرة و توتر التقاطع من جهة و تقنيات التحكم الجديدة من جهة أخرى، يمكننا من تسيير جيد لمحيط المحركات الكهربائية ذات السرعة أو/و العزم المتغير .  
واحدة من أهم مكونات المحركات ذات السرعة المتغيرة هي العاكس الكهربائي. آخر التطورات في هذا الميدان تتمثل في استعمال العاكسات متعددة المستويات

في هذا العمل، الهدف هو تطبيق تضمين المتجه الفضائي على العاكس متعدد المستويات من نوع NPC المرتبط مع نموذج محرك قفص السنجاب غير متزامن. تبين نتائج المحاكاة أن هذه الطريقة تعطي لنا أداء ديناميكي جيد من حيث السرعة وعزم الدوران.

# Sommaire:

<b>Remerciements :</b> .....	i
<b>Dédicace :</b> .....	ii
<b>Résumé :</b> .....	iii
<b>Sommaire:</b> .....	iv
<b>Liste des figures</b> .....	vii
<b>Notations et symboles</b> .....	ix
<b>Introduction général :</b> .....	1
<b>Chapitre I: Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone</b> .....	3
I.1 Introduction : .....	4
I.2 Généralités sur les machines asynchrones.....	4
I.2.1 Description et principe de fonctionnement .....	4
I.2.2 Hypothèse simplificatrices .....	5
I.3 Modèle triphasé de la MAS .....	6
I.3.1 Equations des tensions.....	6
I.3.2 Equations des flux .....	7
I.4 Transformation de Park .....	8
I.4.1 Modèle biphasé de la MAS .....	10
Equations des tensions .....	10
Equations des flux.....	10
I.4.2 Choix du système d'axes de référence.....	12
I.5 Equation d'état du modèle de la MAS .....	13
I.5.1 Expression du couple: .....	14
I.5.2 Equation du mouvement :.....	14
I.6 Simulation de la machine asynchrone .....	14
I.6.1 Schéma de simulation.....	15
I.6.2 Résultats de simulation : .....	15

I.7	Conclusion .....	17
<b>Chapitre II: Les convertisseurs multi niveaux .....</b>		<b>18</b>
II.1	Introduction .....	19
II.2	Principe de l'onduleur multi niveaux .....	20
II.3	Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.....	20
II.3.1	Onduleur de tension à diodes de bouclage .....	20
II.3.2	Onduleur de tension à condensateurs flottants .....	23
II.3.3	Onduleurs multi niveaux en cascade .....	25
II.4	Autres topologies .....	28
II.4.1	Convertisseur multiniveaux en cascades .....	28
II.4.2	Le convertisseur à commutation douce .....	29
II.4.3	Convertisseurs multi niveaux généralisés.....	29
II.5	Synthèse comparative .....	30
II.6	Classification des stratégies de modulation.....	30
II.6.1	Commande par modulation de largeur d'impulsions .....	31
II.6.2	Modulation vectorielle .....	32
II.6.3	Elimination d'Harmoniques sélective. ....	33
II.7	Conclusion.....	33
<b>Chapitre III: MLI Vectorielle pour les onduleurs multiniveaux .....</b>		<b>34</b>
III.1	Introduction :.....	35
III.2	Principe de MLI vectorielle dans onduleurs à 2 niveaux : .....	35
III.3	Modulation MLI Vectorielle pour l'onduleur de n-niveaux :.....	37
III.3.1	Représentation des vecteurs de commutation .....	37
III.3.2	Synthèse du vecteur de référence .....	39
III.4	Algorithme de modulation vectorielle : .....	39
III.4.1	Principe : .....	39
III.5	Etape de l'algorithme :.....	41
III.5.1	Transformation de la coordonnée :.....	41

III.5.2	Détection des trois vecteurs les plus proches et calcul des temps de commutations des interrupteurs : .....	41
III.5.3	Détermination des états de commutation .....	43
III.6	Conclusion : .....	44
<b>Chapitre IV:</b>	<b>Résultats de Simulations</b> .....	<b>45</b>
IV.1	Introduction.....	46
IV.2	Simulation de la machine asynchrone à cage alimenté par un onduleur à N niveaux commandé par La MLI vectorielle .....	46
IV.2.1	Résultat de simulation avec un onduleur à 3 niveaux : .....	47
IV.2.2	Résultat de simulation avec un onduleur à 5 niveaux : .....	50
IV.2.3	Interprétation des résultats de simulation.....	54
IV.3	Commande vectorielle avec onduleur à commande MLI vectorielle : .....	55
IV.3.1	Résultats de simulation .....	56
IV.3.2	Interprétation des résultats de simulation.....	57
IV.4	Conclusion .....	57
	<b>Conclusion général</b> : .....	<b>58</b>
	<b>Références bibliographiques</b> : .....	<b>59</b>
	<b>ANNEXE</b> .....	<b>62</b>
	Annexe A .....	63
	Annexe B .....	64
	Annexe C .....	69

# Liste des figures

Figure I-1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée .....	6
Figure I-2: Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé .....	9
Figure I-3: Orientation des axes (u, v) par rapport aux différents référentiels.....	11
Figure I-4: Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension .....	15
Figure I-5: Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t=0.7s$ , Machine alimentée par le réseau.....	15
Figure I-6: Réponse du couple électromagnétique machine alimentée par le réseau .....	16
Figure I-7: Les Courants de phases statoriques.....	16
Figure I-8: Les Courants de phases statoriques (Zoom) .....	16
Figure II-1: Onduleur à niveaux multiples.....	19
Figure II-2: Onduleur à niveaux multiples : a) à deux niveaux. b) à trois niveaux. c) à N niveaux. ....	20
Figure II-3: Circuit d'une phase d'un convertisseur NPC. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux. ....	21
Figure II-4: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC trois niveaux.....	22
Figure II-5: Circuit d'une phase d'un convertisseur à condensateur flottant : a) à trois niveaux. b) à cinq niveau .....	24
Figure II-6: Structure d'un bras d'onduleur multi-niveaux de type cascade. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux. ....	26
Figure II-7: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux en Cascade .....	27
Figure II-8: Convertisseur à neuf niveaux par association en cascade de convertisseurs à condensateurs flottants.....	29
Figure III-1: Onduleur triphasé de tension à pont complet .....	35
Figure III-2: Différentes possibilités de commutation .....	36
Figure III-3: Représentation du polygone de commutation pour un onduleur à 2 niveaux. ....	36
Figure III-4: Organigramme de choix des secteurs pour la MLI vectorielle de l'onduleur à 2 niveaux...	37
Figure III-5: Configuration correspondant aux vecteurs de sortie pour un onduleur à 3 niveaux .....	38
Figure III-6: Configuration correspondant aux vecteurs de sortie pour un onduleur à 5 niveaux .....	38
Figure III-7: Modèle d'onduleur dans la coordonnée entre phases .....	40
Figure III-8: Mise en évidence des vecteurs les plus proches de la position de $V_{ref}$ .....	42
Figure IV-1: schéma bloc de la machine asynchrone alimenté par un onduleur à N niveaux commandé par La MLI vectorielle .....	46
Figure IV-2: Les tensions simples $V_{an}$ , $V_{bn}$ et $V_{cn}$ à la sortie d'un onduleur à 3 niveaux. à MLI vectorielle .....	47

Figure IV-3: Les tensions composées $V_{ab}$ , $V_{bc}$ et $V_{ca}$ à la sortie d'un onduleur à 3 niveaux. à MLI vectorielle.....	48
Figure IV-4: Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{ab}$ .....	48
Figure IV-5: Le courant $I_{sa}$ de la phase d'une MAS alimentée par un onduleur à 3 niveaux à MLI vectorielle.....	49
Figure IV-6: Le spectre d'harmonique de la tension de phase $I_{sa}$ .....	49
Figure IV-7: Le Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ .....	50
Figure IV-8: Les tensions simples $V_{an}$ , $V_{bn}$ et $V_{cn}$ à la sortie d'un onduleur à 5 niveaux. à MLI vectorielle.....	51
Figure IV-9: Les tensions composées $V_{ab}$ , $V_{bc}$ et $V_{ca}$ à la sortie d'un onduleur à 5 niveaux. à MLI vectorielle.....	52
Figure IV-10: Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{ab}$ .....	52
Figure IV-11: Le courant $I_{sa}$ de la phase d'une MAS alimentée par un onduleur à 5 niveaux à MLI vectorielle.....	52
Figure IV-12: Le spectre d'harmonique de la tension de phase $I_{sa}$ .....	53
Figure IV-13: Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ .....	53
Figure IV-14: Schéma fonctionnel de la commande vectorielle.....	55
Figure IV-15: Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t=5s$ avec un changement de vitesse à $t=3s$ ...	56
Figure IV-16: Réponse du couple électromagnétique.....	56
Figure IV-17: Les Courants statoriques de phases.....	56
Figure IV-18: Les courants $i_{sd}$ , $i_{sq}$ .....	57

# Notations et symboles

$a_s, b_s, c_s$  : Correspondent aux trois phases du stator.

$a_r, b_r, c_r$  : Correspondent aux trois phases du rotor.

$[V_{a_s} V_{b_s} V_{c_s}]^T$   $[V_{a_r} V_{b_r} V_{c_r}]^T$  : Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V).

$[i_{a_s} i_{b_s} i_{c_s}]^T$   $[i_{a_r} i_{b_r} i_{c_r}]^T$  : Vecteurs des courants statoriques et rotoriques (A).

$[\Phi_{s_a} \Phi_{s_b} \Phi_{s_c}]^T$   $[\Phi_{r_a} \Phi_{r_b} \Phi_{r_c}]^T$  : Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (Wb).

$R_s$   $R_r$  : Résistance statorique et rotorique ( $\Omega$ ).

$l_s$   $l_r$  : Inductances cycliques statoriques et rotoriques (H).

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques (H).

$M_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H).

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor (H).

$M$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques (H).

$T_s$   $T_r$  : Constante de temps statorique et rotorique.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

$d$  : Indice de l'axe direct.

$q$  : Indice de l'axe en quadrature.

$o$  : Indice de l'axe homopolaire.

$(x, y)$  : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor

$(\alpha, \beta)$  : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator

$[P]$  : Matrice de Park.

$[p^{-1}]$  : Matrice inverse de Park.

$\theta_s$  : Position de stator (rad).

$\theta$  : Position entre l'axe statorique  $a_s$  et l'axe rotorique  $a_r$  (rad).

$\theta_r$  : Position électrique de rotor (rad).

$\omega_s$  : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

$\omega = P \cdot \Omega$  : Pulsation mécanique du rotor (rad/sec).

$\omega_r$  : Pulsation des courants rotoriques (rad/sec).

$g$  : Coefficient de glissement.

$\omega_n = P \cdot \Omega_n$  : Vitesse angulaire nominale de la machine (rad/sec).

$\Omega_n$  : Vitesse de rotation mécanique nominale de la machine (rad/sec).

$\Omega$  : Vitesse de rotation mécanique du rotor (rad/sec).

$\Omega_m$  : Vitesse de rotation mécanique (rad/sec).

$s = \frac{d}{dt}$  : Opérateur de Laplace.

$f_r$   $f_s$  : Fréquence statorique et rotorique (Hz).

$f$  : Fréquence de la tension de référence (Hz).

$f_p$  : Fréquence de la porteuse (Hz).

$V_{sd}$   $V_{sq}$ : Composantes de la tension statorique suivant l'axe  $d$  et l'axe  $q$  (repère  $d,q$ ) (V).  
 $V_{rd}$   $V_{rq}$ : Composantes de la tension rotorique suivant l'axe  $d$  et l'axe  $q$  (repère  $d,q$ ) (V).  
 $i_{sd}$   $i_{sq}$ : Composantes du courant statorique suivant l'axe  $d$  et l'axe  $q$  (repère  $d,q$ ) (A).  
 $i_{rd}$   $i_{rq}$ : Composantes du courant rotorique suivant l'axe  $d$  et l'axe  $q$  (repère  $d,q$ ) (A).  
 $\Phi_{sd}$   $\Phi_{sq}$ : Composantes du flux statorique suivant l'axe  $d$  et l'axe  $q$  (repère  $d,q$ ) (Wb).  
 $\Phi_{rd}$   $\Phi_{rq}$ : Composantes du flux rotorique suivant l'axe  $d$  et l'axe  $q$  (repère  $d,q$ ) (Wb).  
 $\Phi_{sn}$ : Flux statorique nominal (Wb).  
 $C_e$ : Couple électromagnétique (N.m).  
 $C_r$ : Couple résistant (N.m).  
 $J$ : Moment d'inertie des parties tournantes ( $\text{Kg.m}^2$ ).  
 $f$ : Coefficient de frottement (N.m. sec/rad).  
 $P$ : Nombre de paires de pôles.  
 $U_{dc}$ : tension de bus continu (V).  
 $K_i$ : Gain intégral.  
 $K_p$ : Gain proportionnel.  
 $K_{id}$   $K_{pd}$ : Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du courant rotorique directe.  
 $K_{iq}$   $K_{pq}$ : Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du courant rotorique quadrature.  
 $K_{i\phi}$   $K_{p\phi}$ : Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du flux statorique.  
 $K_{i\Omega}$   $K_{p\Omega}$ : Gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.  
 $K_e$ : Gain de l'erreur de vitesse.  
 $K_s$ : Gain de surface de vitesse.  
 $\tau_s$ : Constante de temps électrique.  
 $\tau_m$ : Constante de temps.  
 $\xi$ : Constante d'amortissement.  
 $\omega_r$ : Pulsation naturelle (rad/sec).

## Sigles utilisés

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.  
 MAS : Machine Asynchrone  
 PI : Proportionnel Intégral.  
 IP : Intégral Proportionnel.

# Introduction général :

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.

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 fixe (le cas des alimentations sans interruption) ou 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 charges surtout les machines électriques.

Ces tensions 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 le cadre de la recherche des méthodes de réduction des harmoniques, plusieurs travaux ont été réalisés sur deux axes. Le premier est l'utilisation des topologies multiniveaux de l'onduleur, alors que le second porte sur la commande de l'ouverture et la fermeture des semiconducteurs formant l'onduleur (Modulation de largeur d'impulsion).

Dans les applications de fortes puissances, la structure à multiniveaux 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 harmoniques nettement inférieur.

L'utilisation des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs réduit considérablement les harmoniques. La modulation hystérésis est souvent utilisable et très simple mais sa fréquence instantanée des commutations n'est pas contrôlable.

La modulation vectorielle semble la meilleure technique de commande de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs mais elle nécessite la connaissance des temps de commutation à chaque

instant de modulation, en plus la commande des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur doit se faire d'une manière séparée.

Le système étudié dans notre travail est composé de deux onduleur triphasé multiniveaux de tension de type NPC: trois niveaux et à cinq niveaux, et ils sont commandé par la MLI vectorielle.

Pour aboutir à cette fin nous utilisons un algorithme de commande de l'onduleur basé sur cette technique de modulation. Le fonctionnement de cet algorithme sera testé sur un moteur asynchrone. Les tests concerneront aussi l'impact d'utilisation de cette technique sur la réduction des ondulations du couple électromagnétique. Il sera question aussi de déterminer le taux d'harmonique (THD) afin de prouver l'efficacité de cet algorithme et par conséquent l'efficacité de la technique MLI vectorielle appliquée aux onduleurs multiniveaux de tension.

La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisi de travailler sous environnement Matlab/Simulink.

Le travail présenté est organisé comme suit :

- Le premier chapitre, traitera la modélisation de la machine asynchrone triphasée.
- Le deuxième chapitre, traitera les différentes topologies des onduleurs multiniveaux : leurs structures, leurs avantages et leurs inconvénients.
- Dans le troisième chapitre, on présente l'algorithme utilisé pour appliquer la commande MLI vectorielle sur les onduleurs triphasés multiniveaux.
- Dans le dernier chapitre, nous allons programmer et simuler l'algorithme de la MLI vectorielle appliquée aux onduleurs à trois et à cinq niveaux, puis l'application de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone sous MATLAB/Simulink. Les résultats obtenus seront interprétés et discutés.

# **Chapitre I: Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone**

## I.1 Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine et déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire, s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc...

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

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

Dans ce chapitre, sera présentée la modélisation de PARK d'une machine asynchrone, suivi d'une vérification par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe [A].

## I.2 Généralités sur les machines asynchrones

### I.2.1 Description et principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire), portant un bobinage triphasé logé dans les encoches, relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer. [1]

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction : [1]

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de rotation  $\Omega_s$  du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence  $f_s$  de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega = 60 \cdot \frac{f_s}{n_p} \quad (tr/min) \quad I.01$$

On désigne par "np" le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$ , différente de  $\Omega_s$  (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées, engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [2, 3]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse  $\Omega_s$  ( $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ ), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits, donc plus de force, et le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  ( $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$ ) inférieure à  $\Omega_s$ , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone. [2]

De ce fait, selon que  $\Omega_r$  est inférieure (hypo-synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à  $\Omega_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître  $\Omega_r$ , ou un couple résistant tendant à réduire  $\Omega_r$ , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ( $\Omega_s - \Omega_r$ ). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement  $g$  défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad I.02$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques. [2, 3]

## I.2.2 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [3]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.

- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet de plus que les forces magnétomotrices f.m.m créées par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

### I.3 Modèle triphasé de la MAS

Pour avoir le modèle simplifié de la machine on utilise les hypothèses précédentes : [4]

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec  $\Omega$  par rapport aux axes statoriques fixes comme le montre la Figure (I.01).

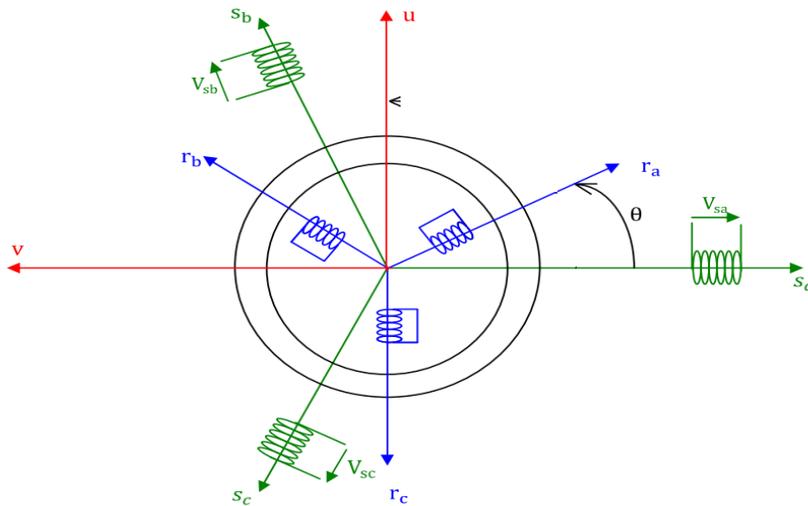


Figure I-1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

#### I.3.1 Equations des tensions

En partant de la Figure (I.01), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par rapport au stator avec l'indice (s) et par rapport au rotor avec l'indice (r) comme suit :

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.04)$$

Ou sous la forme compacte comme suit :

$$[V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt}[\Phi_S]$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.05)$$

Ou sous la forme compacte comme suit :

$$[V_R] = [R_R][I_R] + \frac{d}{dt}[\Phi_R]$$

Avec :

ar, br, cr : trois phases du rotor.

as, bs, cs : trois phases du stator.

### I.3.2 Equations des flux

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

**Pour le stator :**

$$[\Phi_S] = [L_{CS}] \cdot [I_S] + [M_{SR}] \cdot [I_R]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{CS}] \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{SR}] \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.06)$$

**Pour le rotor :**

$$[\Phi_R] = [L_{CR}] \cdot [I_R] + [M_{RS}] \cdot [I_S]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_{CR}] \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + [M_{RS}] \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.07)$$

Tel que :

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^T$$

Avec :

$$L_{cs} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.08)$$

$$L_{cr} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.09)$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Avec :

$\theta$  : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases «as» et «ar» pris comme axes des références.

$M$  : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (ar et as) se coïncident.

Les équations (I.05) et (I.06) ainsi obtenues sont à coefficients variables, entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.03) et (I.04). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

#### I.4 Transformation de Park

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles (a, b, c) leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature (o, u, v).

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes «X<sub>a</sub>, X<sub>b</sub>, X<sub>c</sub>» présentés dans la Figure (I.02). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique [1], [2].

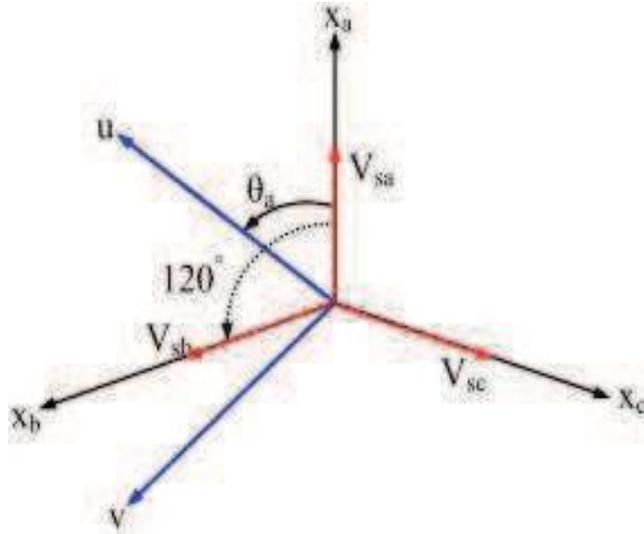


Figure I-2: Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé

$\theta_a$  : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe  $x_a$  et l'axe  $u$ .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$ : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la Figure (I.02) la projection du vecteur ( $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$ ) sur l'axe biphasé nous donne:

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \\ V_{sv} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (I.11)$$

On ajoute l'expression homopolaire  $V_{so}$  à l'équation (I.10) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.12)$$

Pour les systèmes triphasés équilibrés, cette composante est nulle. D'après les équations (I-11) et (I-12) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice  $p(\theta_a)$

$$[p(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

La matrice inverse de la transformation de PARK a pour expression

$$p(\theta_a)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux.
- Le système « u.v » tourne à la vitesse ( $m_a - m_r$ ) par rapport au rotor.

## I.4.1 Modèle biphasé de la MAS

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

### I.4.1.1 Forme générale des équations transformées

#### Equations des tensions

En multipliant les deux équations (I.03) et (I.04) par la matrice de transformation de PARK  $[p(\theta_a)^{-1}]$  des deux côtés, et après tout calcul fait, on obtient [4] :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

#### Equations des flux

Par la même méthode les équations (I.05) et (I.06) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

### I.4.1.2 Conditions de simplification

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (I.03).

- Référentiel d'axe ( $\alpha, \beta$ ) système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = 0$ ) ( \_\_\_\_\_ )
- Référentiel d'axes (x, y) système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_r$ ) ( ..... )
- Référentiel d'axes (d, q) système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_s$ ) ( ..... )

Avec l'angle  $\theta_a$  : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente

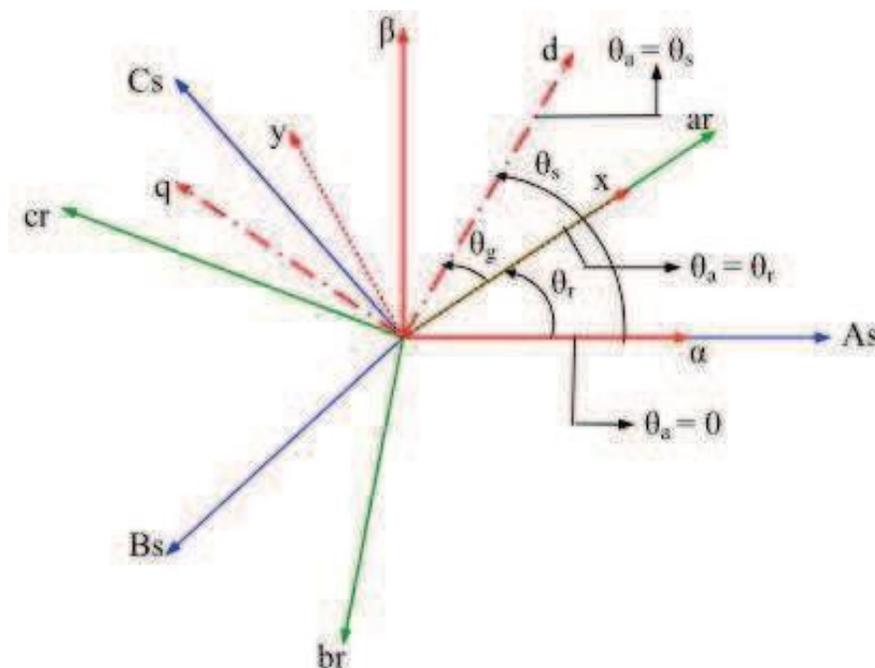


Figure I-3: Orientation des axes (u, v) par rapport aux différents référentiels.

## I.4.2 Choix du système d'axes de référence

### I.4.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} \text{ Et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

### I.4.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \text{ avec } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

### I.4.2.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique  $\omega_s$  créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \text{ avec } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques.

## I.5 Equation d'état du modèle de la MAS

La représentation du modèle de la machine dépend du référentielle choisi. On choisit le repère liée au stator ( $\alpha, \beta$ ) ce qui ne permet d'obtenir des grandeurs instantanées, considérons les courants ( $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ ) les flux rotorique ( $\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$ ) et la vitesse mécanique comme variable d'état, les tensions ( $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ ).

En manipulant les équations des flux données par (I.18), (I.19) et les équations de tension (I.20), (I.21):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_t}{\sigma L_s} I_{s\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_t}{\sigma L_s} I_{s\beta} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_{r\alpha} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \omega \phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (I.25)$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  est la coefficient de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constate de temps rotorique

$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$  est la résistance totale ramenée au stator.

En identifiant le système (I-27) à la forme  $\frac{dX}{dt} = AX + BU$ , on aura :

Le vecteur d'états  $X = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]^t$ , A la matrice dynamique du système, le vecteur de commande  $U = [v_{s\alpha}, v_{s\beta}]^t$ , et B la matrice d'application de commande, donc :

$$X = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

### I.5.1 Expression du couple:

Pour le couple électromécanique :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{r\alpha}) \quad (I.27)$$

### I.5.2 Equation du mouvement :

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier le régime transitoire, met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit [5] :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.28)$$

## I.6 Simulation de la machine asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en annexe [A] permet l'implémentation sur Matlab/Simulink.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel dont les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement moteur. On a choisi le référentiel lié au stator. Pour faire cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les expressions (I.25) et (I.14).

### I.6.1 Schéma de simulation

La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la Figure (I.4)

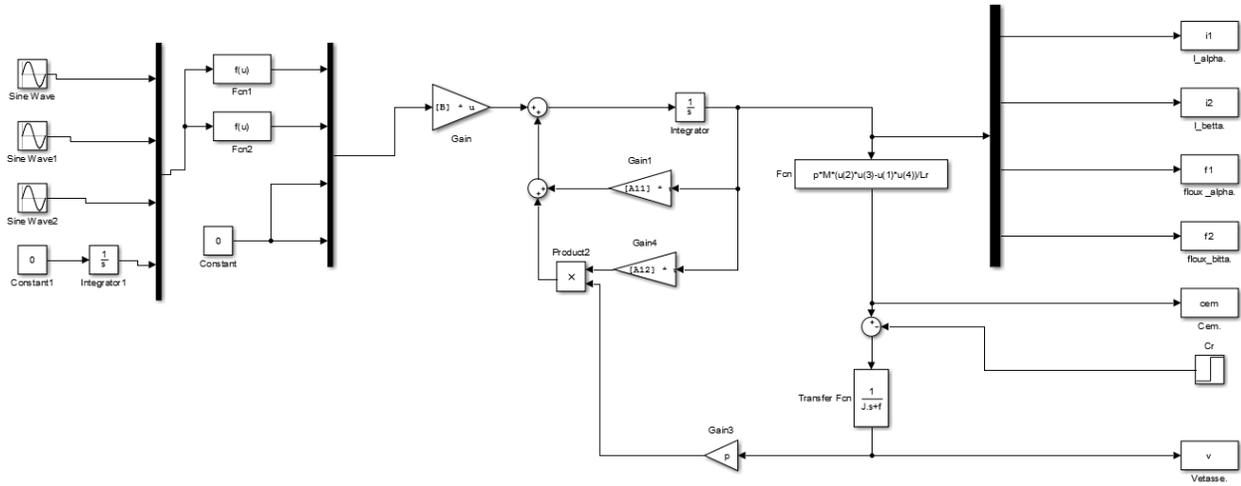


Figure I-4: Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension

### I.6.2 Résultats de simulation :

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau de Sonelgaz 220V efficace et 50Hz.

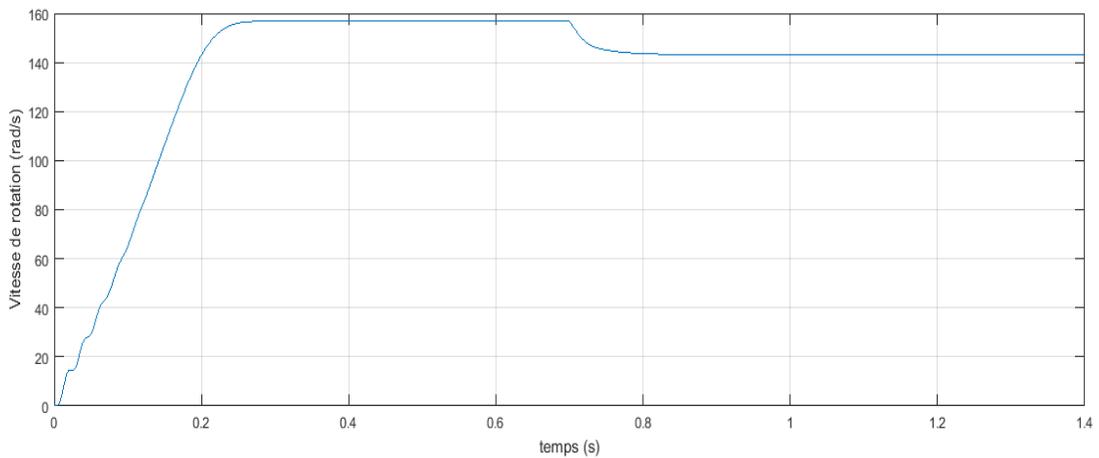


Figure I-5: Vitesse de rotation à vide puis en charge à t=0.7s, Machine alimentée par le réseau

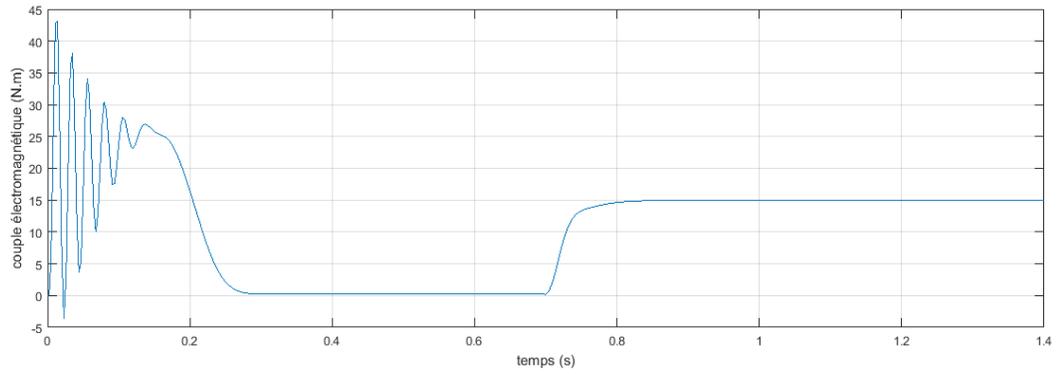


Figure I-6: Réponse du couple électromagnétique machine alimentée par le réseau

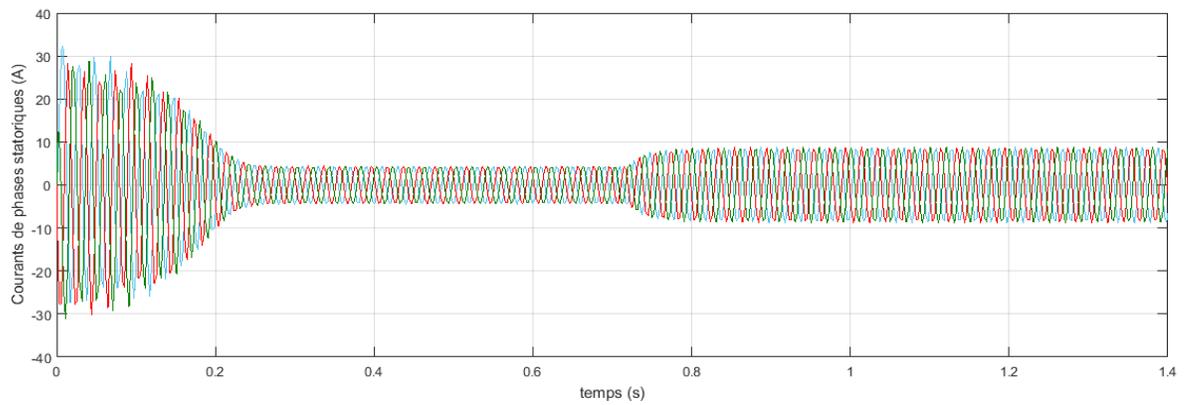


Figure I-7: Les Courants de phases statoriques

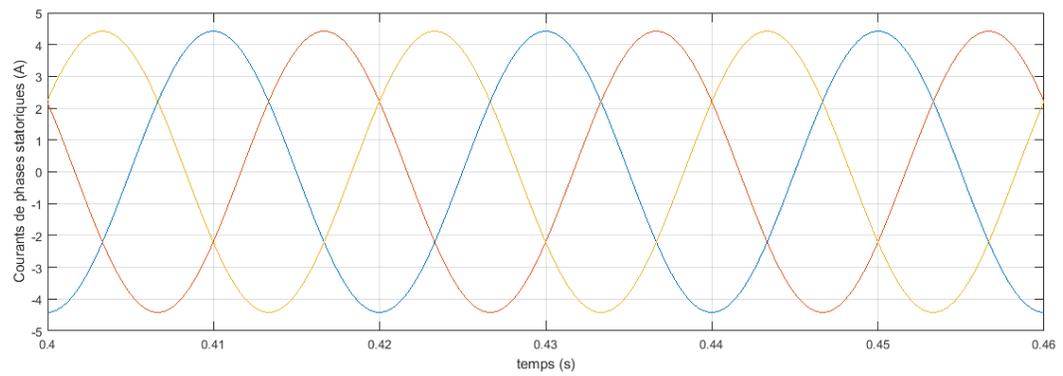


Figure I-8: Les Courants de phases statoriques (Zoom)

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de  $1500 \text{ tr/min}$  (vitesse de synchronisme), le moteur étant à vide. Lors de l'application d'un couple de charge de  $14.85 \text{ Nm}$  à  $t = 0.7\text{s}$ , une diminution permanente de la vitesse apparaît ( $1420 \text{ tr/min}$ ), ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation.

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une courte durée. Ainsi le couple monte à  $43 \text{ N.m}$  alors que le couple nominal du moteur est de l'ordre de  $14.85 \text{ N.m}$ . On remarque aussi le classique appel de courant lors de la mise sous tension du moteur.

## **I.7 Conclusion**

Dans ce premier chapitre, on a présenté des modèles dynamiques du moteur asynchrone à cage et les transformations qui les lient, puis ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements de la machine ou pour mettre en place éventuellement les différentes fonctions de la commande.

Les résultats obtenus par voie de simulation nous donnent une vision assez claire sur le comportement du moteur asynchrone à cage en fonction des paramètres.

# **Chapitre II: Les convertisseurs multi niveaux**

## II.1 Introduction

Les convertisseurs multiniveaux constituent des associations de semi-conducteurs et la source de tension qui permettent d'obtenir une tension de sortie au-dessus des calibres unitaires de chaque interrupteur ainsi qu'une fréquence apparente supérieure à celle de commutation de chaque interrupteur [7]. En général, les onduleurs de tension multiniveaux peuvent être vu comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux [8]

Le développement de la technologie multi niveaux a été marqué par deux facteurs. D'un côté, l'évolution technologique des matériaux semi-conducteurs permettant la réalisation de convertisseurs de puissance et de tension plus élevées. D'un autre côté, même si le contrôle des convertisseurs multi niveaux est compliqué, l'évolution des processeurs numériques de signal avec capacité de calcul et vitesse de réaction très élevée et coût réduit ont rendu possible la mise en œuvre de ce contrôle [7].

Il est à noter que le choix de la meilleure topologie multi niveaux et de la stratégie de contrôle ou de commande la mieux adaptée à chaque application donnée n'est souvent pas facile à trouver. [9]



Figure II-1: Onduleur à niveaux multiples

## II.2 Principe de l'onduleur multi niveaux

La figure II.2 aide à comprendre comment travaillent les convertisseurs multi niveaux. Un convertisseur à deux niveaux est représenté à la figure II.2.a), dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal. La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs: 0 ou E. Sur la figure II.2.b), la tension de sortie de trois niveaux peut prendre trois valeurs: 0, E ou 2E.

Dans la figure II.2.c) le cas général de n niveaux est présenté. [9][10].

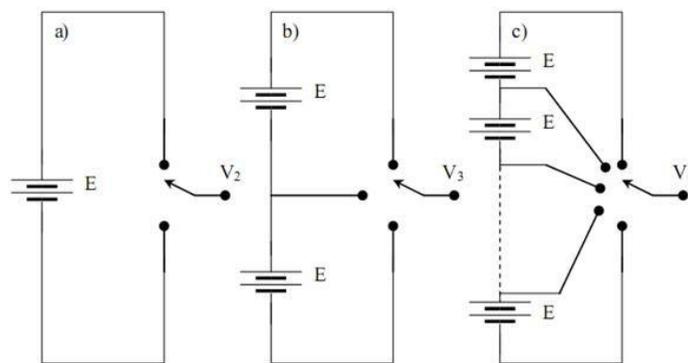


Figure II-2: Onduleur à niveaux multiples : a) à deux niveaux. b) à trois niveaux. c) à N niveaux.

L'augmentation de nombre du niveau permet d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur, notamment en termes de contenu harmonique, mais cela nécessite une commande beaucoup plus complexe et un nombre important des semi-conducteurs utilisés. Cela rend le système global plus coûteux et surtout plus complexe.

## II.3 Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux

Cette section est consacrée à la présentation du fonctionnement des principales structures des onduleurs multi niveaux : l'onduleur en cascade, l'onduleur à diode de bouclage, l'onduleur à capacités flottantes.

### II.3.1 Onduleur de tension à diodes de bouclage

La première topologie, de l'onduleur de tension multi niveaux est la structure NPC (Neutral-Point-Clamped). Elle a été proposée, la première fois en 1981, par Nabae et al. [8]. En ce moment, c'est la topologie la plus utilisée dans l'industrie.

### II.3.1.1 Principes de base

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux, l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension  $V_{ao}$  pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conceptions des interrupteurs.

Dans sa version la plus simple, chaque branche de cet onduleur comporte quatre interrupteurs contrôlables et six diodes, et deux condensateurs branchés en parallèle avec la tension d'entrée  $V_{dc}$  comme représenté à la Figure II.3 (a).

Pour assurer les niveaux de tension. Les interrupteurs  $T_{11}$ ,  $T'_{11}$  et  $T_{12}$ ,  $T'_{12}$  présentes deux cellules de commutations ou les deux interrupteurs de chaque cellule sont complémentaires.

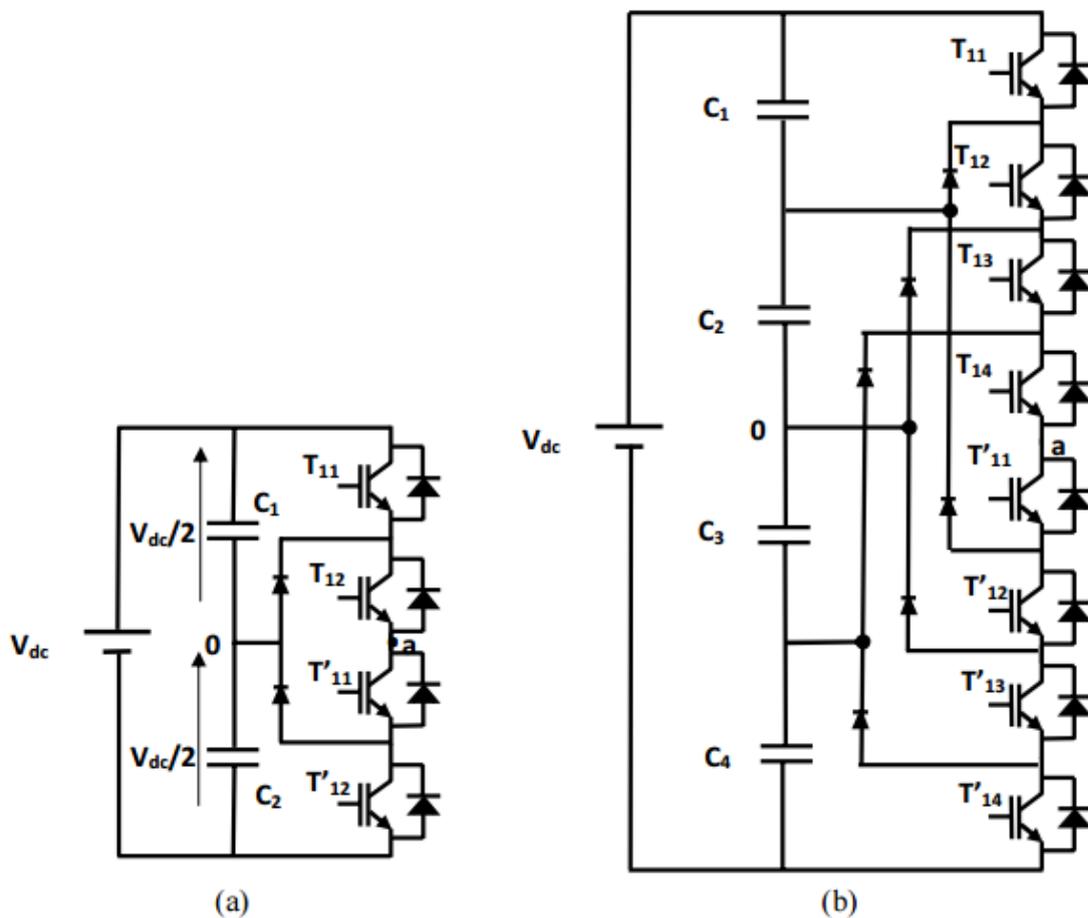


Figure II-3: Circuit d'une phase d'un convertisseur NPC. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions.

Et en particulier pour le NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnement:

- **Séquences 1** : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  sont passants et  $T'_{11}$ ,  $T'_{12}$  sont bloqués comme le montre la figure II.4(a). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao} = +V_{dc}/2$ .

La tension appliquée aux interrupteurs  $T'_{11}$ ,  $T'_{12}$  vaut:  $+V_{dc}/2$ .

- **Séquences 2** : Génération du niveau intermédiaire

Les interrupteurs  $T_{12}$ ,  $T'_{11}$  sont passants et  $T_{11}$ ,  $T'_{12}$  sont bloqués, dans ce cas le point a est relié directement au point 0 à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la figure II.4(b). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est donc nulle,  $V_{ao} = 0$ .

La tension appliquée aux interrupteurs  $T_{11}$ ,  $T'_{12}$  vaut:  $+V_{dc}/2$ .

- **Séquences 3** : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  sont bloqués et  $T'_{11}$ ,  $T'_{12}$  sont passants comme le montre la figure II.4(c). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao} = -V_{dc}/2$ .

La tension appliquée aux interrupteurs  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  vaut:  $+V_{dc}/2$ .

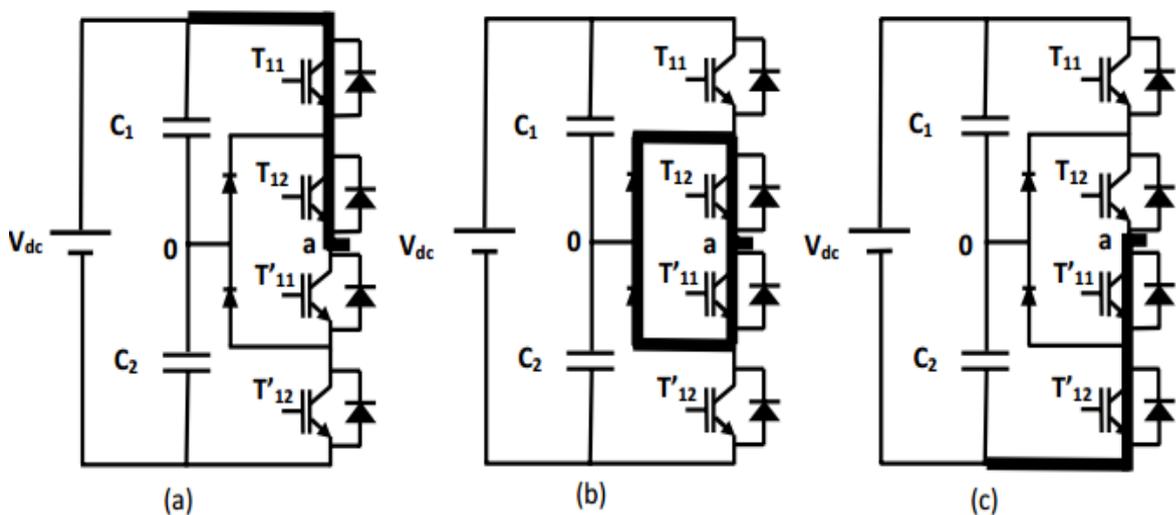


Figure II-4: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC trois niveaux.

Les trois états de commutation possibles sont résumés au Tableau 2.1, L'état 1 représente l'interrupteur fermé et l'état 0 représente l'interrupteur ouvert.

$T_{11}$	$T_{12}$	$T'_{11}$	$T'_{12}$	$V_{ao}$
1	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$
0	1	1	0	0

**Tableau 2.1** : Etats possibles de l'onduleur NPC à trois niveaux.

### II.3.1.2 Avantages et inconvénients

Les topologies NPC présentent plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous [11] :

- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- N'utilise pas des transformateurs.

Par contre l'inconvénient de cette structure est

- Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important.
- L'exigence des diodes a fréquence de commutations élevée et qui doivent supporter le courant maximale circulent dans le circuit.
- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes

### II.3.2 Onduleur de tension à condensateurs flottants

La topologie de l'onduleur multi niveau à cellule imbriquées ou à condensateurs flottant (flying capacitor multilevel inverter), a été proposé par Meynard et Foch en 1990 [7]. Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions, et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes. Dans cette topologie, les capacités remplacent les diodes de blocage, d'où l'appellation «onduleur à condensateur flottants ».

**II.3.2.1 Principes de base**

Dans cette topologie, chaque branche de cet onduleur, dans le cas d'un onduleur à onduleur à trois niveaux, comporte quatre interrupteurs contrôlables et quatre diodes, et trois condensateurs, deux sont branchés en parallèle avec la tension d'entrée  $V_{dc}$  et la troisième capacité remplace les deux diodes de blocage. Comme représenté à la Figure II.5 (a).

Pour un convertisseur à condensateurs flottants à N-niveaux de tensions, nous avons  $2^{N-1}$  séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions.

Et en particulier pour un convertisseur à condensateurs flottants à trois niveaux on a quatre séquences de fonctionnent. Le tableau 2.2 montre la tension de sortie ( $V_{ao}$ ) et les états de commutations possibles pour trois niveaux.

$T_{11}$	$T_{12}$	$T'_{11}$	$T'_{12}$	$V_{ao}$
1	1	0	0	$V_{dc}$
1	0	0	1	$V_{dc}/2$
0	1	1	0	$V_{dc}/2$
0	0	1	1	0

**Tableau 2.2 :** Etats possibles de l'onduleur à condensateurs flottants à trois niveaux.

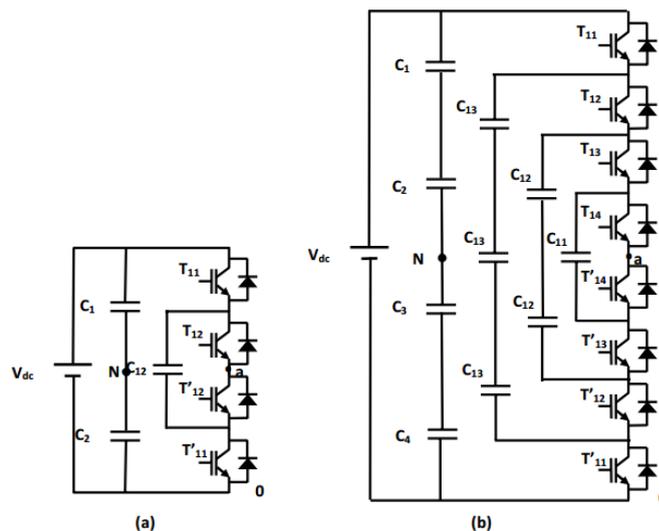


Figure II-5: Circuit d'une phase d'un convertisseur à condensateur flottant : a) à trois niveaux. b) à cinq niveau

### II.3.2.2 Avantages et inconvénients

Cette topologie présente plusieurs avantages, notamment :

- Elle élimine le problème des diodes de blocage dans la topologie NPC.
- La tension de blocage des interrupteurs est partout la même.
- Puisqu'elle est modulaire l'existence pour un nombre de niveaux élevé est facile.
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Cependant, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateur, notamment pour une configuration triphasée ce qui augmente le volume de l'onduleur.

Si son application exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, on doit associer à la stratégie de commande une stratégie de pré-charge. de plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs. Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés. [11]

### II.3.3 Onduleurs multi niveaux en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont en était pour la stabilisation de plasma Par Marchesoni et al. en 1988 [12].

Le principe de base de cette topologie est la connexion de plusieurs onduleurs monophasés à sources continues séparées.

#### II.3.3.1 Principes de base

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la structure cascade en pont H à trois niveaux de tension, nous allons limiter notre étude à sa structure monophasée, figure II.6(a).

La structure d'un bras d'onduleur trois niveaux de type cascade en pont H est identique à celui d'un onduleur classique monophasé en pont complet voir figure.II.6 (a). Cependant la technique de commande est différente ce qui permettra d' avoir les trois niveaux de tension.

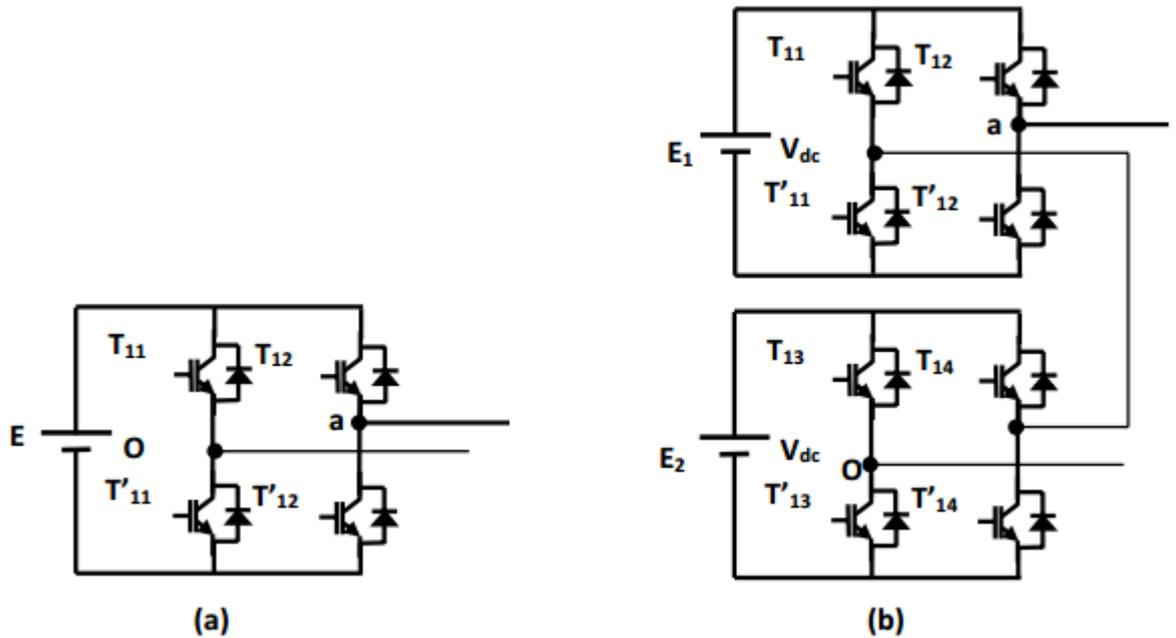


Figure II-6: Structure d'un bras d'onduleur multi-niveaux de type cascade. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.

L'objectif visé est donc de déterminer les valeurs que peut prendre la tension  $V_{ao}$  pour les différents états possibles des interrupteurs, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Comme pour le cas de l'onduleur NPC trois niveaux, nous avons trois séquences de fonctionnement possibles:

- **Séquences 1** : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs sont bloqués et T'<sub>11</sub>, T<sub>12</sub> sont passants comme le montre la figure II.7(b). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao} = +V_{dc}$ .

La tension inverse appliquée aux interrupteurs T<sub>11</sub>, T'<sub>12</sub> vaut:  $+V_{dc}$

- **Séquences 2** : Génération du niveau intermédiaire

Dans ce cas, les interrupteurs T<sub>11</sub>, T<sub>12</sub> sont bloqués et T'<sub>11</sub>, T'<sub>12</sub> sont passants comme le montre la figure II.7(c). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao} = 0$ .

La tension inverse appliquée aux interrupteurs T<sub>11</sub>, T<sub>12</sub> vaut:  $+V_{dc}$ .

- **Séquences 3** : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs  $T_{11}$ ,  $T'_{12}$  sont passants et  $T'_{11}$ ,  $T_{12}$  sont bloqués comme le montre la figure II.7(a). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao} = -V_{dc}$ .

La tension inverse appliquée aux interrupteurs  $T'_{11}$ ,  $T_{12}$  vaut:  $+V_{dc}$ .

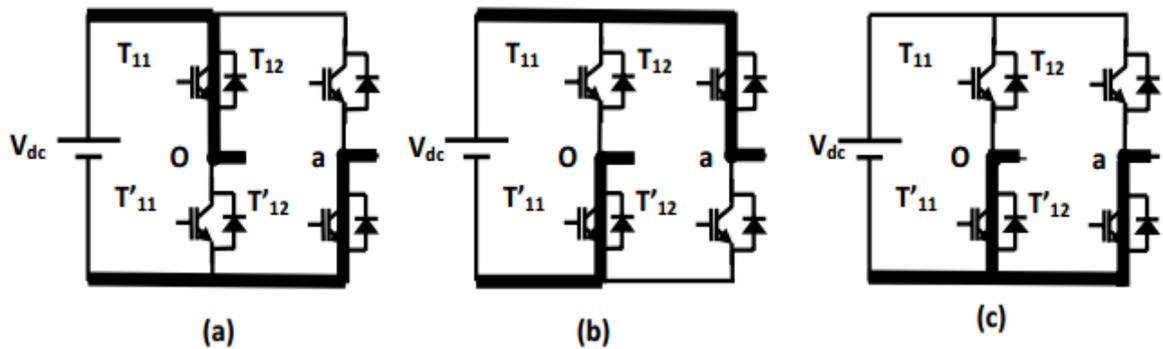


Figure II-7: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux en Cascade

Les trois états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau 2.3

$T_{11}$	$T_{12}$	$T'_{11}$	$T'_{12}$	$V_{ao}$
1	0	0	1	$V_{dc}$
0	1	1	0	$-V_{dc}$
0	0	1	1	0

Tableau 2.3 : Etats possibles de l'onduleur cascade à trois niveaux.

### II.3.3.2 Avantages et inconvénients

Les convertisseurs multi niveaux en cascade présentent les avantages suivants [8]:

- La construction de ce type de topologie est modulaire vue qu'elle est formée de circuits redondants ce qui permet d'atteindre des niveaux de tension très élevés.
- Ils ont besoin d'un nombre de composants moins important que les autres topologies multi niveaux pour fournir le même nombre de niveaux. Ils n'utilisent ni diodes de bouclage ni condensateurs flottants.
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tensions à partir de plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas de l'énergie solaire).

- Elle ne présente pas de problèmes liés à l'équilibrage des points de raccordement des tensions d'alimentation.
- Un autre atout de cette topologie est sa capacité à fonctionner même si un onduleur est en court-circuit, avec un nombre de niveaux de tensions générées plus bas.
- En plus la commande est simplifiée car les convertisseurs élémentaires présentent la même structure.

Les limitations de ce type d'onduleur :

- Les sources continues présentes dans le circuit de cette topologie sont obtenues par l'utilisation d'un transformateur à plusieurs secondaires comme première solution, ou bien plusieurs transformateurs distincts. Mais dans tous les cas on se trouve obligé de prévoir un système de correction du facteur de puissance pour remédier aux effets de pollution du réseau électrique causée par les redresseurs.
- Les sources continues nécessaires, limitant ainsi leur utilisation dans certains domaines d'application.
- Cette topologie s'adopte mieux à des systèmes alimentés par panneau solaire.

## II.4 Autres topologies

### II.4.1 Convertisseur multiniveaux en cascades

En Application de la haute tension il est possible d'exploiter les avantages des topologies décrites ci-dessus. Un convertisseur multi niveaux en cascade est réalisé en remplaçant l'onduleur monophasé formant la topologie *En cascade* par à *diode de bouclage* ou à *condensateurs flottants*. La figure illustre le circuit de cette nouvelle topologie [12].

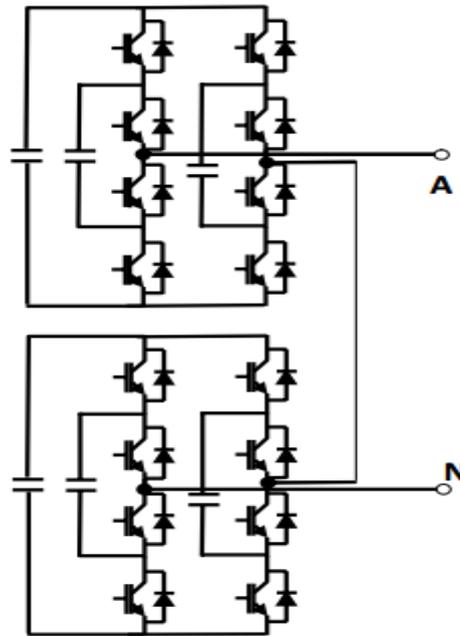


Figure II-8: Convertisseur à neuf niveaux par association en cascade de convertisseurs à condensateurs flottants

#### II.4.2 Le convertisseur à commutation douce

La commutation douce est une méthode qui a pour objectif de diminuer les pertes de commutation et d'augmenter le rendement du convertisseur, cette technique est réalisée des convertisseurs conventionnels [13].

#### II.4.3 Convertisseurs multi niveaux généralisés

Cette topologie fut présentée par Peng en 2001 comme une structure de convertisseur de laquelle les convertisseurs à *diode de bouclage* et *condensateurs flottants* peuvent être déduits [14].

Outre ces topologies discutées précédemment, d'autres topologies de convertisseurs multi niveaux ont été proposées, mais la plupart d'entre elles sont à base de circuits "hybrides", combinaisons de deux topologies de base ou de légères variations de celles-ci. Ces topologies sont [15]

- a) Le convertisseur asymétrique hybride
- b) Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement
- c) Les convertisseurs reliés par transformateur
- d) Le convertisseur Diode/Capacitor-Clamped : variante de l'onduleur NPC

e) Le convertisseur New Diode-Clamped : autre variante de l'onduleur NPC

## II.5 Synthèse comparative

Le tableau 2.4 [16] récapitule, pour le même nombre de niveaux  $N$  de la tension simple de sortie, le nombre de composants nécessaires à la conception de chacune des trois structures multi niveaux permettant l'équilibrage de la contrainte en tension exercée sur les interrupteurs les constituant.

Structure du convertisseur	NPC	A Condensateurs flottants	Cascade
<b>Les composants</b>			
<b>Composants de commutations principales</b>	$2 \cdot (N - 1)$	$2 \cdot (N - 1)$	$2 \cdot (N - 1)$
<b>Diodes principales</b>	$2 \cdot (N - 1)$	$2 \cdot (N - 1)$	$2 \cdot (N - 1)$
<b>Diodes de blocage</b>	$2 \cdot (N - 2)$	0	0
<b>Condensateurs continus (Alimentation)</b>	$(N - 1)$	$(N - 1)$	$(N - 1)/2$
<b>Condensateurs d'équilibrage</b>	0	$2 \cdot (N - 2)/2$	0

**Tableau 2.4 :** Nombre de composants nécessaires à la réalisation des trois structures d'onduleurs multi niveaux

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multiniveau la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important [17]. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires.

## II.6 Classification des stratégies de modulation

Afin de générer une tension la plus sinusoïdale que possible [18], des techniques d'élimination des harmoniques et de commutation d'onduleurs ont été l'objet de recherche [19]

Les stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux sont en générale une adaptation de celles appliquées aux convertisseurs à deux niveaux. Dans cette partie, nous présentons quelques techniques de commande.

### **II.6.1 Commande par modulation de largeur d'impulsions**

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Selon la stratégie adoptée, ce dernier peut être échantillonné en synchronisme avec la porteuse triangulaire, ou comparé directement à celle-ci. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse. [20]

Dans cette partie, on analyse trois stratégies de modulation à MLI sinusoïdale: classique, à double triangle et modifiée. Il s'agit de déterminer, pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC, le signal de commande généré par chacune des trois techniques. [21] cette méthode de commande permet:

- de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie.
- de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

#### **Modulation sinusoïdale classique**

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de  $120^\circ$ , de fréquence  $f_{ref}$  et d'amplitude  $A_{ref}$ , avec un signal triangulaire d'amplitude  $A_p$  et de fréquence  $f_p$ , très supérieure à  $f_{ref}$ .

#### **Modulation sinusoïdale triangles multiples**

Cette technique est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale classique. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence  $f_p$  et de même amplitude  $A_p$ .

Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase, avec un signal de référence d'amplitude  $A_{ref}$  et de fréquence  $f_{ref}$ . C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux  $N$  supérieur à trois, la technique sinusoïdale classique avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors, c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples qui le permet. Cette technique nécessite  $(N-1)$  signaux triangulaires de même fréquence  $f_p$  et de même amplitude  $A_p$ .

Le taux de modulation  $m_a$  et le rapport de fréquence  $m_f$  sont donnée respectivement par les expressions (II.1) et (II.2).

$$m_a = A_{ref} / (N-1) A_p \quad (II.1)$$

$$m_f = f_p / f_{ref} \quad (II.2)$$

### **Modulation sinusoïdale modifiée**

Selon la caractéristique de la MLI sinusoïdale, les largeurs des impulsions s'approchent de l'amplitude maximale de l'onde sinusoïdale à un point a pas changer significativement avec la variation de l'indice de modulation.

Cela est dû à la caractéristique d'une onde sinusoïdale et la technique de MLI sinusoïdale peut être modifiée en appliquant l'onde sinusoïdale durant le début et la fin d'un intervalle de  $60^\circ$  par demi-cycle; c'est à dire  $0$  à  $60^\circ$  et de  $120^\circ$  à  $180^\circ$ .

Ce type de modulation est connu sous le nom de MLI sinusoïdale modifiée. La composante fondamentale est ainsi augmentée et les caractéristiques des harmoniques sont améliorées. [22]

### **II.6.2 Modulation vectorielle**

A la différence de la MLI classique, dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs afin d'obtenir en valeur moyenne une tension de référence à partir des états de commutation de l'onduleur sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques.

Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. En général, la valeur moyenne du vecteur de référence peut être calculée en utilisant plus d'un vecteur

par cycle de modulation, par l'approximation MLI valeur moyenne. Si l'on sélectionne les vecteurs adéquats et si l'on les applique dans l'ordre correct il est possible d'obtenir une fréquence de commutation à la sortie relativement élevée avec une fréquence de commutation réduite au niveau de composante.

La modulation vectorielle diffère, entre autres, des techniques classiques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps. [23]

### **II.6.3 Elimination d'Harmoniques sélective.**

Cette technique de modulation, qui est une méthode très efficace et très importante pour la commande des onduleurs deux niveaux afin d'améliorer beaucoup plus la qualité de leurs tensions de sortie. Elle consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeurs variables. Généralement, on utilise une onde qui présente une double symétrie par rapport au quart et à la demi-période. [24]

## **II.7 Conclusion**

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multi-niveaux, dont chacun correspond à un type d'application déterminé permettant d'atteindre les performances recherchées.

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes structures de base d'onduleurs de tension multi-niveaux. Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. L'énergie stockée à l'étage intermédiaire peut être réduite. Les structures permettant une conversion directe (NPC et cellules imbriquées) sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active. Les onduleurs à cellules en cascade sont très avantageux pour les applications monophasées sans apport de puissance active. Ils conviennent même pour les très grandes tensions.

# **Chapitre III: MLI Vectorielle pour les onduleurs multiniveaux**

### III.1 Introduction :

L'intérêt majeur de tous les onduleurs multiniveaux est l'amélioration remarquable de la qualité spectrale de ses signaux de sortie générés. Diverses stratégies de modulation ont été développées et étudiées en détail [25]. Parmi ces stratégies, la modulation vectorielle (*MLI vectorielle*) qui offre la flexibilité significative d'optimiser les topologies de commutation [26] parce qu'elle est bien adaptée à l'exécution sur un ordinateur numérique. Cependant, indépendamment de ces avantages, le choix des états de commutation et le modèle de commutation de l'onduleur supérieur à deux niveaux sont plus difficiles, cela signifie que quand le nombre de niveau change, l'algorithme de *MLI vectorielle* change aussi, ce qui induit des difficultés de mise en application de la modulation.

Ce chapitre présente l'algorithme utilisé de MLI vectorielle qui est simple mais il est aussi efficace pour les onduleurs de N niveaux.

### III.2 Principe de la MLI vectorielle dans les onduleurs à 2 niveaux :

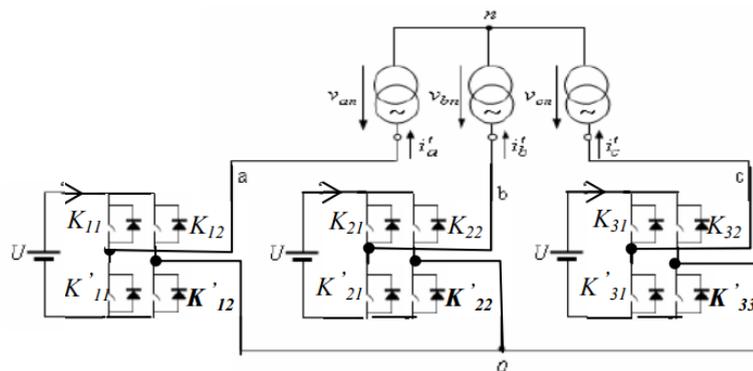


Figure III-1: Onduleur triphasé de tension à pont complet

Puisque les bras de commande de l'onduleur (fig.III.1) possèdent trois composantes booléennes et que chaque composante peut prendre les niveaux 0 ou 1, il existe donc huit vecteurs de commande distincts. En adoptant le schéma équivalent simplifié où chaque pont est représenté par un interrupteur bipolaire, on définit les configurations possibles de l'onduleur sur la fig.III.2

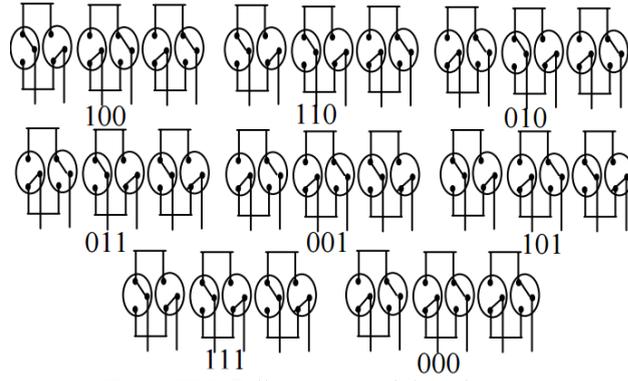


Figure III-2: Différentes possibilités de commutation

Les huit états définissent six vecteurs spatiaux non nuls limitants les six secteurs  $S_i$  ( $i=1 \dots 6$ ) et deux états de pause dans le plan  $(\alpha, \beta)$  [25] (fig.III.3). Les vecteurs de tension sont représentés par la relation suivante

$$V_k = \begin{cases} 2\sqrt{\frac{2}{3}} U e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = 1 \dots 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad \text{III.1}$$

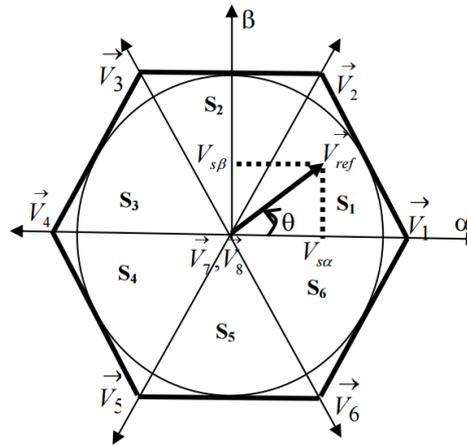


Figure III-3: Représentation du polygone de commutation pour un onduleur à 2 niveaux.

On peut définir un vecteur  $V_{ref}$  dont les coordonnées sont les composantes de Clark  $V_{sa}$  et  $V_{sb}$  (relation III.3) du système triphasé de tension  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$  et  $V_{sc}$  (relation III.2).

$$\begin{aligned} V_{sa} &= r \sin(\omega t) \\ V_{sb} &= r \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{sc} &= r \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad \text{III.2}$$

Avec  $r$  : taux de modulation ou coefficient de réglage

La transformation de Clark nous donne :

$$V_{s\alpha} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\omega t)$$

$$V_{s\beta} = -r \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\omega t)$$

III.3

La MLI vectorielle consiste à déterminer la position du vecteur de consigne dans le repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) et le secteur dans lequel il se trouve. Chaque secteur est limité par deux vecteurs adjacents  $V_k$  et  $V_{k+1}$  avec ( $k=1, \dots, 5$ ) [25]. Le choix des séquences s'effectue suivant l'organigramme décrit sur la fig.III.4

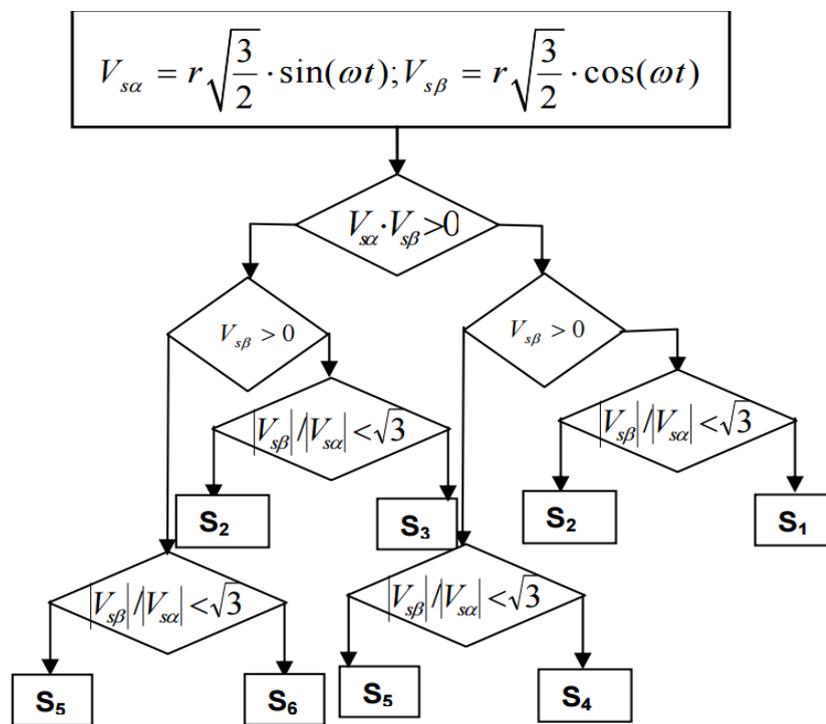


Figure III-4: Organigramme de choix des secteurs pour la MLI vectorielle de l'onduleur à 2 niveaux

### III.3 Modulation MLI Vectorielle pour l'onduleur de n-niveaux :

#### III.3.1 Représentation des vecteurs de commutation

A noter que l'état de sortie d'une phase pour un onduleur à N niveaux prend les nombres 0, 1, 2,3,...N-1 [9]. Par exemple l'onduleur à trois niveaux, la tension de sortie de l'onduleur d'une phase, caractérise son état. Elle est définie par :

$$V_{so} = \begin{cases} +U \text{ notée (2)} & \text{si } (K_{d1}, K'_{d2}) \text{ fermés} \\ 0 \text{ notée (1)} & \text{si } (K_{d1}, K_{d2}) \text{ fermés ou } (K'_{d1}, K'_{d2}) \text{ fermés} \\ -U \text{ notée (0)} & \text{si } (K'_{d1}, K_{d2}) \text{ fermés} \end{cases} \quad \text{III.4}$$

Avec s = a, b ou c, et d=1.2.3 : représente le numéro de la phase (bras).

La fig.III.5 montre tous les vecteurs de commutation d'un onduleur à trois niveaux, avec les états correspondants de commutation [9].

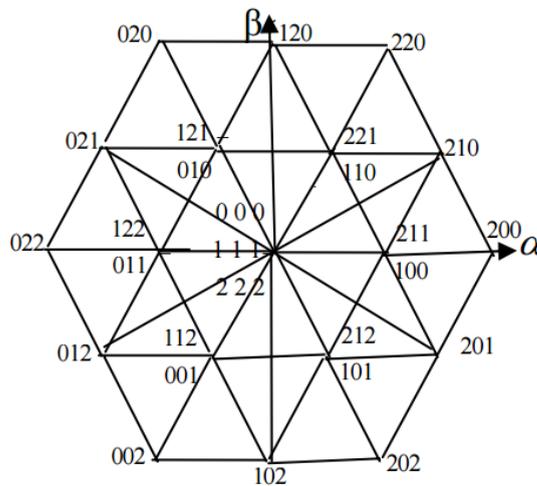


Figure III-5: Configuration correspondant aux vecteurs de sortie pour un onduleur à 3 niveaux

Le fait que l'on dispose de 19 vecteurs de sortie permet de mieux approximer les formes d'ondes des tensions de sortie désirées. Ces vecteurs de tension divisent le plan  $\alpha$ - $\beta$  en 24 portions triangulaires. Et de la même façon, pour la modulation vectorielle, la fig. III.6 montre la structure dans le cas de cinq niveaux [27].

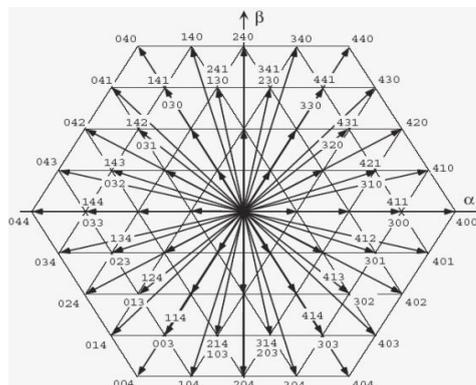


Figure III-6: Configuration correspondant aux vecteurs de sortie pour un onduleur à 5 niveaux

Il est important de faire la distinction entre les états de commutation et les vecteurs de commutation, dans le sens où différents vecteurs de commutation peuvent être mis en application avec divers nombres d'états de commutation. Il y a 3 états,  $n = N^3$  états de commutation qui font  $N_{\text{vecteurs}} = 1 + 6 \sum_{i=0}^{N-1} i$  vecteurs de commutation. On remarque que le nombre de combinaisons augmente plus rapidement que celui des niveaux.

D'après ce qui vient d'être analysé, il est aisé de voir qu'avec l'augmentation du nombre de niveaux, le nombre d'états de commutation (le nombre de vecteurs de tension) augmente. Par ailleurs, il existe de nombreuses possibilités pour générer un seul vecteur. Le nombre de ces possibilités augmente très vite avec l'augmentation du nombre de niveaux. Il est de 64 états de commutation pour un onduleur à quatre niveaux, de 125 pour un onduleur à 5 niveaux et de 343 pour un onduleur à sept niveaux.

### III.3.2 Synthèse du vecteur de référence

La tâche du modulateur est de décider quelle position devrait prendre les états de commutation, et la durée requise (temps alloué à chaque vecteur) et de synthétiser le vecteur de tension de référence (III.5). En d'autres termes, c'est la tâche du modulateur de rapprocher le vecteur de référence calculé par le contrôleur, en utilisant la MLI de plusieurs vecteurs de commutation. La meilleure manière de synthétiser le vecteur de référence de tension est d'employer les trois vecteurs les plus proches.

$$V_{ref} = d1.V1 + d2.V2 + d3.V3 \quad \text{III.5}$$

Avec la contrainte additionnelle suivante sur les temps de conduction :

$$d1 + d2 + d3 = 1 \quad \text{III.6}$$

### III.4 Algorithme de modulation vectorielle :

Il est basé sur [28]

#### III.4.1 Principe :

Puisque le fonctionnement de chaque phase peut être représenté par un simple pôle et N états de commutateur, il apparaît clairement que les états de commutation qui représentent un seul vecteur, produisent des tensions entre phases triphasées uniques définies par la formule III.7.

Ceux-ci peut être représentées par des vecteurs dans un espace euclidien tridimensionnel :

$$\vec{V}_s = [V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^T \tag{III.7}$$

Les commutateurs des phases a, b et c sont liés respectivement aux états de sorties i, j et k, où i, j, k ∈ [0, N-1]. Le vecteur de commutation  $\vec{V}_s$ , dont les modifications sont produites lors des changements des différentes configurations d'états possibles, est donné par la formule d'expression générale suivante :

$$\vec{V}_s(ijk) = U \cdot [i \ -j \ j \ -k \ k \ -i]^T \tag{III.8}$$

Par exemple, les états de commutateur (122, 011) pour un onduleur à trois niveaux produisent le même vecteur de l'espace (vecteur de commutation).

$$\vec{V}_s(112) = U \cdot [1 \ -2 \ 2 \ -2 \ 2 \ -1]^T = U \cdot [-1 \ 0 \ 1]^T$$

$$\vec{V}_s(011) = U \cdot [0 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -0]^T = U \cdot [-1 \ 0 \ 1]^T$$

L'algorithme est basé sur la coordonnée entre phase ja, jb, jc (III.9). Comme montré dans la fig.III.7 (onduleur à trois niveaux), on remarque que la représentation des vecteurs de commutation en coordonnées entre phases est simple et générale pour représenter la structure hexagonale de n'importe quel onduleur multiniveaux, et ceci à partir de celle de l'onduleur à deux niveaux.

$$\begin{cases} Uja = Ua - Ub \\ Ujb = Ub - Uc \\ Ujc = Uc - Ua \end{cases} \tag{III.9}$$

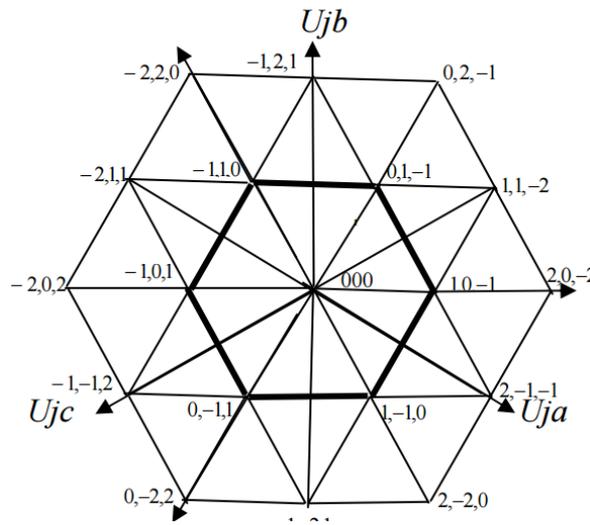


Figure III-7: Modèle d'onduleur dans la coordonnée entre phases

### III.5 Etape de l'algorithme :

#### III.5.1 Transformation de la coordonnée :

On fait transformer le vecteur de référence  $V_{ref}$  en système de coordonnées entre phase ( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$ ) et on multiplie par  $(N-1)/2$ . Avec :

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r \sin(\omega t) \\ r \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ r \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

#### III.5.2 Détection des trois vecteurs les plus proches et calcul des temps de commutations des interrupteurs :

Les vecteurs de commutation ont des coordonnées de nombre entier. Les vecteurs les plus proches du vecteur de référence peuvent être identifiés tout simplement, leurs coordonnées sont des combinaisons des valeurs arrondies supérieures et inférieures au nombre du vecteur de référence.

$$\begin{aligned} F_{ab} &= \mathbf{floor}(V_{rab}) & C_{ab} &= \mathbf{ceil}(V_{rab}) \\ F_{bc} &= \mathbf{floor}(V_{rbc}) & C_{bc} &= \mathbf{ceil}(V_{rbc}) \\ F_{ca} &= \mathbf{floor}(V_{rca}) & C_{ca} &= \mathbf{ceil}(V_{rca}) \end{aligned} \quad (III.11)$$

Avec :

- floor :indique la valeur arrondie inférieur de  $V_{ref}$
- ceil :indique la valeur arrondie supérieure de  $V_{ref}$

Les vecteurs les plus proches peuvent être trouvé en évaluant la valeur de l'expression :

$$F_{ab} + F_{bc} + F_{ca} \quad (III.12)$$

Les temps de commutations des interrupteurs ( $d1$ ,  $d2$  et  $d3$ ) peuvent être trouvés en solutionnant (III.5) et (III.6).

$$\text{Si } F_{ab} + F_{bc} + F_{ca} = -1$$

$$\begin{aligned}
V_1 = V_{ffc} &= [F_{ab} F_{bc} C_{ca}]^t & \text{et} & \quad d_1 = V_{rca} - F_{ca} \\
V_2 = V_{cff} &= [C_{ab} F_{bc} C_{ca}]^t & \text{et} & \quad d_2 = V_{rab} - F_{ab} \\
V_3 = V_{fcf} &= [F_{ab} C_{bc} C_{ca}]^t & \text{et} & \quad d_3 = V_{rbc} - F_{bc}
\end{aligned} \tag{III.13}$$

Si  $F_{ab} + F_{bc} + F_{ca} \neq -1$

$$\begin{aligned}
V_1 = V_{fcc} &= [F_{ab} C_{bc} C_{ca}]^t & \text{et} & \quad d_1 = C_{ab} - V_{rab} \\
V_2 = V_{ccf} &= [C_{ab} C_{bc} F_{ca}]^t & \text{et} & \quad d_2 = C_{ca} - V_{rca} \\
V_3 = V_{cfc} &= [C_{ab} F_{bc} C_{ca}]^t & \text{et} & \quad d_3 = C_{bc} - V_{rbc}
\end{aligned} \tag{III.14}$$

La fig.III.8 explique les positions les trois vecteurs le plus proche suivant la forme de triangle.

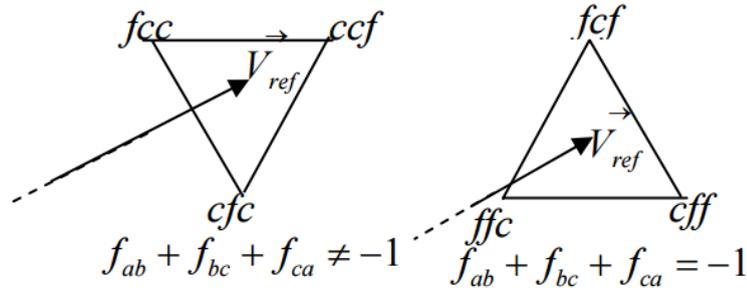


Figure III-8: Mise en évidence des vecteurs les plus proches de la position de  $V_{ref}$

### Exemple :

Un onduleur à trois niveaux dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Taux de modulation  $r = 0.8$ ,  $U = 220V$
- Fréquence d'échantillonnage  $f_e = 1250 \text{ Hz} \Rightarrow T_e = 1/f_e = 0.0008 \text{ s}$

$$\begin{bmatrix} V_{ao} = 0.8 \sin(\omega t) \\ V_{bo} = 0.8 \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{co} = 0.8 \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{III.15}$$

A l'instant  $\omega t = 20^\circ$

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \begin{bmatrix} V_{rab} \\ V_{rbc} \\ V_{rca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.89 \\ 0.47 \\ -1.36 \end{bmatrix} \tag{III.16}$$

Les maximums et inférieures des coordonnées de vecteur de référence sont :

$$\begin{aligned} F_{ab} &= 0 & C_{ab} &= 1 \\ F_{bc} &= 0 & C_{bc} &= 1 \\ F_{ca} &= -2 & C_{ca} &= -1 \end{aligned} \quad (III.17)$$

Afin de trouver les vecteurs le plus proches, nous devons évaluer la valeur de l'expression :

$$0 + 0 + (-2) = -2 \neq -1 \quad (III.18)$$

Donc les vecteurs les plus proches sont :

$$V_1 \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad V_2 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -2 \end{bmatrix} \quad V_3 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

Le calcul des expressions dans (14) donne la solution pour les temps de commutation des interrupteurs.

$$\begin{aligned} d_1 &= 0.11 & T_1 &= d_1 \cdot Te = 0.000088 \\ d_2 &= 0.36 & T_2 &= d_2 \cdot Te = 0.000288 \\ d_3 &= 0.57 & T_3 &= d_3 \cdot Te = 0.000424 \end{aligned} \quad (III.20)$$

### III.5.3 Détermination des états de commutation

Cette dernière étape exige une transformation de l'espace de la coordonnée bidimensionnelle vers l'espace des combinaisons de commutation tridimensionnelle. Mathématiquement, tous les états de commutation d'un vecteur de commutation satisferont l'expression :

Par exemple le vecteur de commutation  $\vec{V} = [V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^T$  est transformé en

$$\begin{bmatrix} k \\ k - V_{ab} \\ k + V_{ca} \end{bmatrix} \text{ où } k, k - V_{ab} \text{ et } k + V_{ca} \in [0, N - 1] \quad (III.21)$$

Le nombre des états de commutation  $n_c$  pour un vecteur de commutation  $\vec{V} = [V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^T$  est :

$$n_c = N - \max(\text{abs}(V_{ab}), \text{abs}(V_{bc}), \text{abs}(V_{ca})) \quad (III.22)$$

N : nombre de niveaux

Par exemple, dans le cas d'un onduleur à trois niveaux, le vecteur  $[1\ 0\ 1]^T$  est transformé dans les combinaisons  $[1\ 0\ 0]^T$  et  $[2\ 1\ 1]^T$  (nombre de commutations  $n_c=2$ ).

Les trois sommets ont pu être déduits par calcul simple pour n'importe quel niveau sans utilisation des tableaux ou information prédéterminée. Si on localise le triangle exact où  $V_{ref}$  se situe, limité par les trois commutations quelconques ( $c_1, c_2, c_3$ ), dans un intervalle de temps d'échantillonnage  $T_e$ , alors la séquence est donnée comme suite  $c_1\ c_2\ c_3\ c_1\ c_3\ c_2\ c_1$ .

En général, il n'y a pas de solution unique pour les séquences qui permette d'optimiser la stratégie de commutation.

### **III.6 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons présenté un algorithme simple et rapide de MLI vectorielle pour les onduleurs triphasés multiniveaux (algorithme unique quel que soit le nombre de niveaux). En outre, le nombre d'étapes exigées pour choisir les trois vecteurs les plus proches et pour calculer leurs temps de conduction des interrupteurs, demeure-le même indépendamment du nombre de niveaux de l'onduleur ou de l'endroit du vecteur de référence. Les trois sommets ont pu être déduits par simple calcul, sans utilisation des tables ou informations prédéterminées.

# **Chapitre IV: Résultats de Simulations**

## IV.1 Introduction

Actuellement, plusieurs outils de simulation parmi lesquels MATLAB/Simulink sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires.

La simulation de ce travail est faite par l'utilisation d'un logiciel MATLAB/Simulink 2016 qui est destiné principalement au calcul scientifique, de la modélisation et de la simulation, le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK permettant une modélisation basée sur des schémas blocs. Pour la plupart des domaines scientifiques nécessitant des moyens des calculs importants : automatique, traitement de signal, mathématiques appliquées à base de l'algorithme ODE 45 qui donne les meilleurs résultats pour notre travail.

A l'aide de la simulation on a pu visualiser les courbes de réponse. L'exploitation des courbes ultérieure est réalisée à l'aide des blocs 'To Workspace'.

Dans notre travail on va simuler la machine asynchrone à cage avec l'association de l'onduleur de tension à trois et à cinq niveaux de type NPC commandé par MLI vectorielle. Puis nous allons simuler de la machine asynchrone avec l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par MLI vectorielle mais cette fois avec la commande vectorielle.

## IV.2 Simulation de la machine asynchrone à cage alimenté par un onduleur à N niveaux commandé par La MLI vectorielle

Le schéma bloc est présenté par la figure (IV-1):

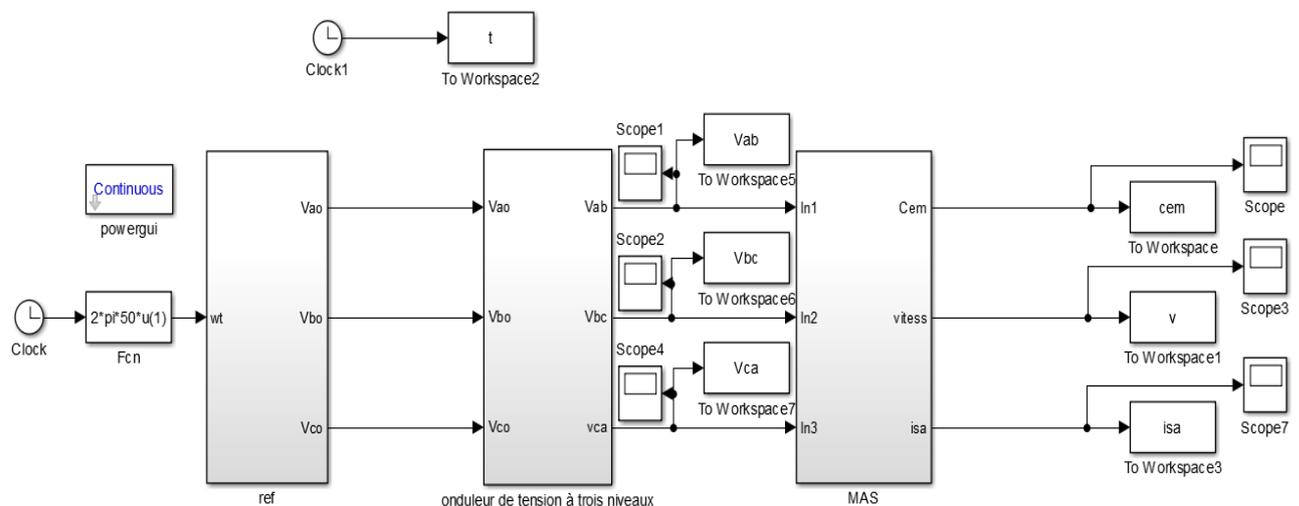


Figure IV-1: schéma bloc de la machine asynchrone alimenté par un onduleur à N niveaux commandé par La MLI vectorielle

**IV.2.1 Résultat de simulation avec un onduleur à 3 niveaux :**

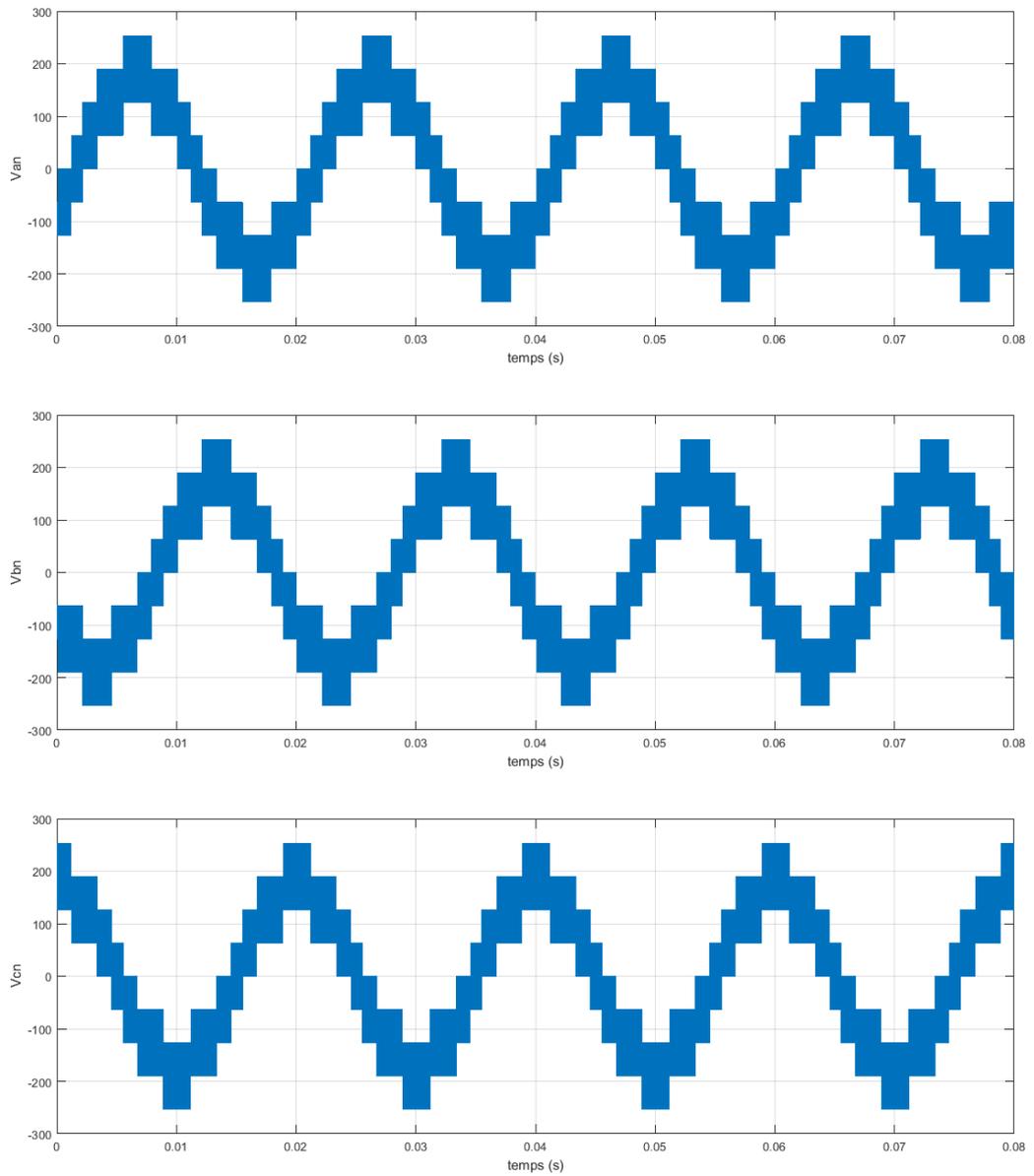
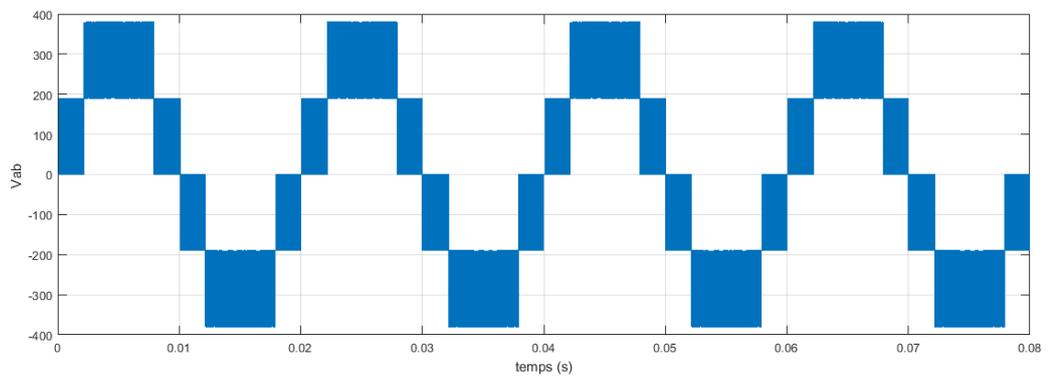


Figure IV-2: Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  à la sortie d'un onduleur à 3 niveaux. à MLI vectorielle



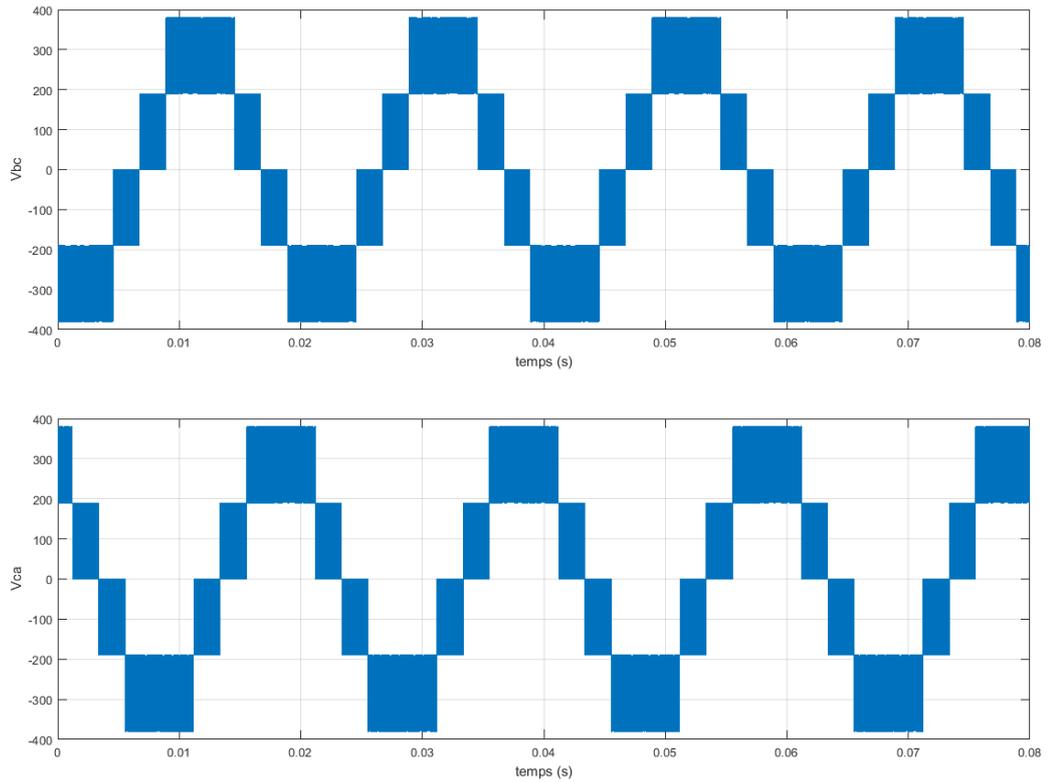


Figure IV-3: Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  à la sortie d'un onduleur à 3 niveaux, à MLI vectorielle

Le fondamental 50(Hz), THD=40.73%

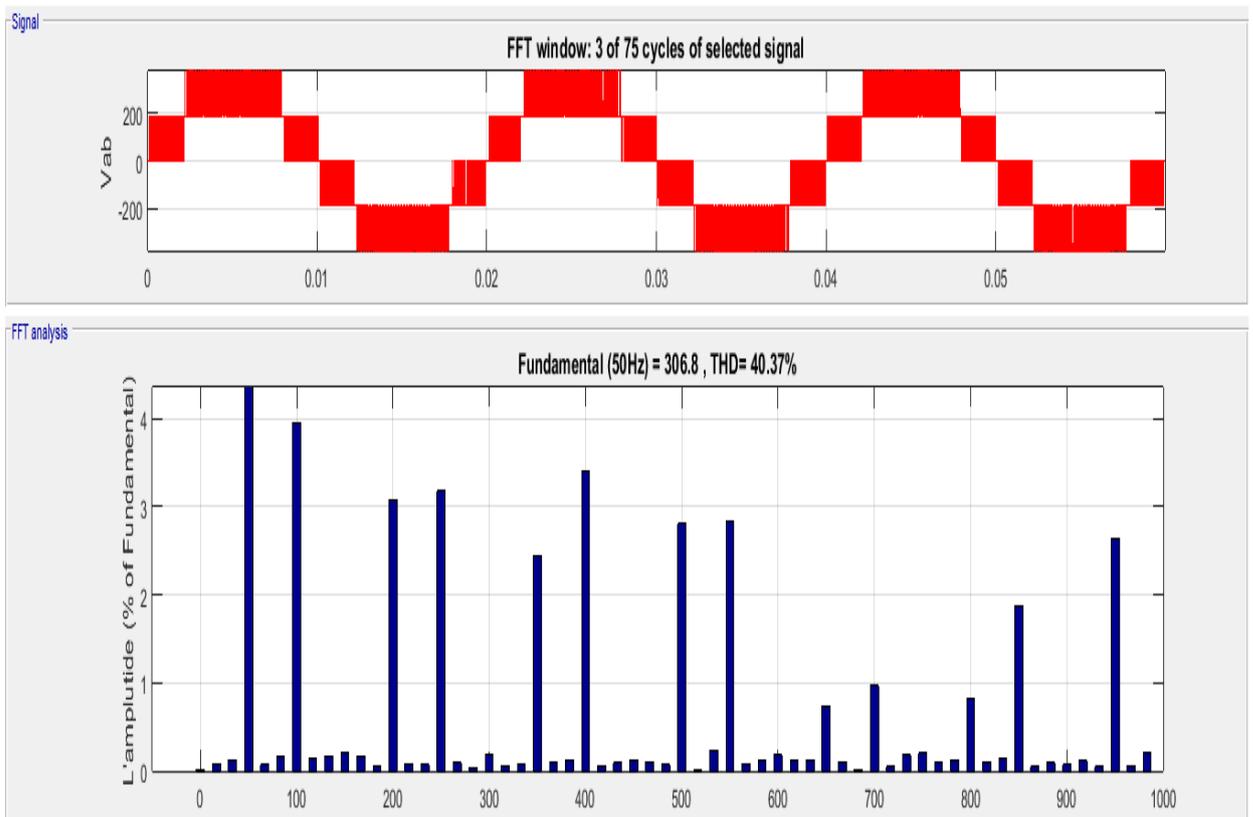


Figure IV-4: Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{ab}$

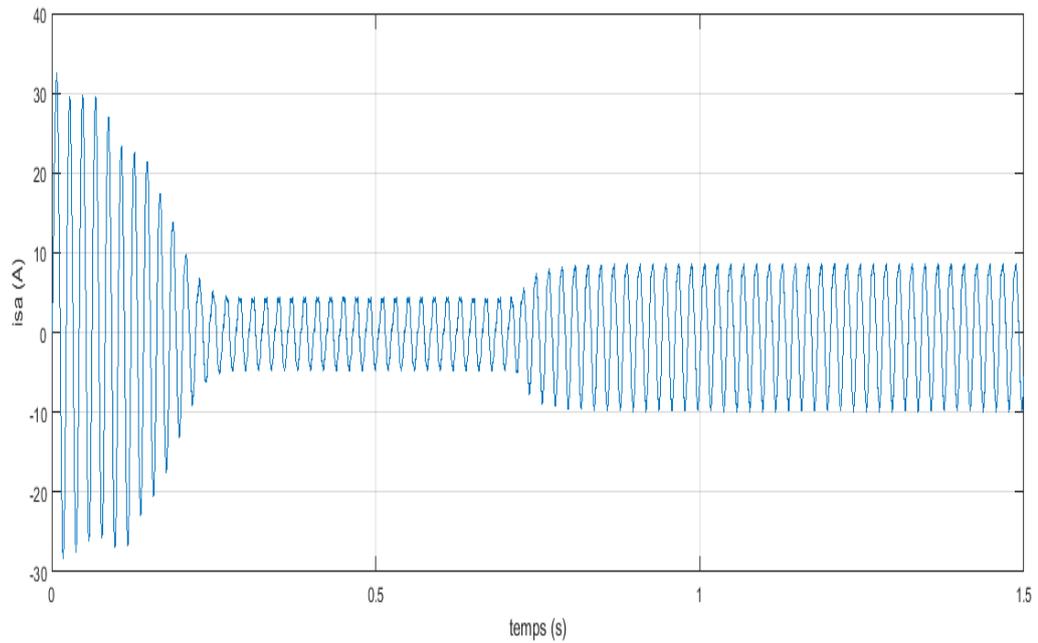


Figure IV-5: Le courant  $I_{sa}$  de la phase d'une MAS alimentée par un onduleur à 3 niveaux à MLI vectorielle

THD=9.30%

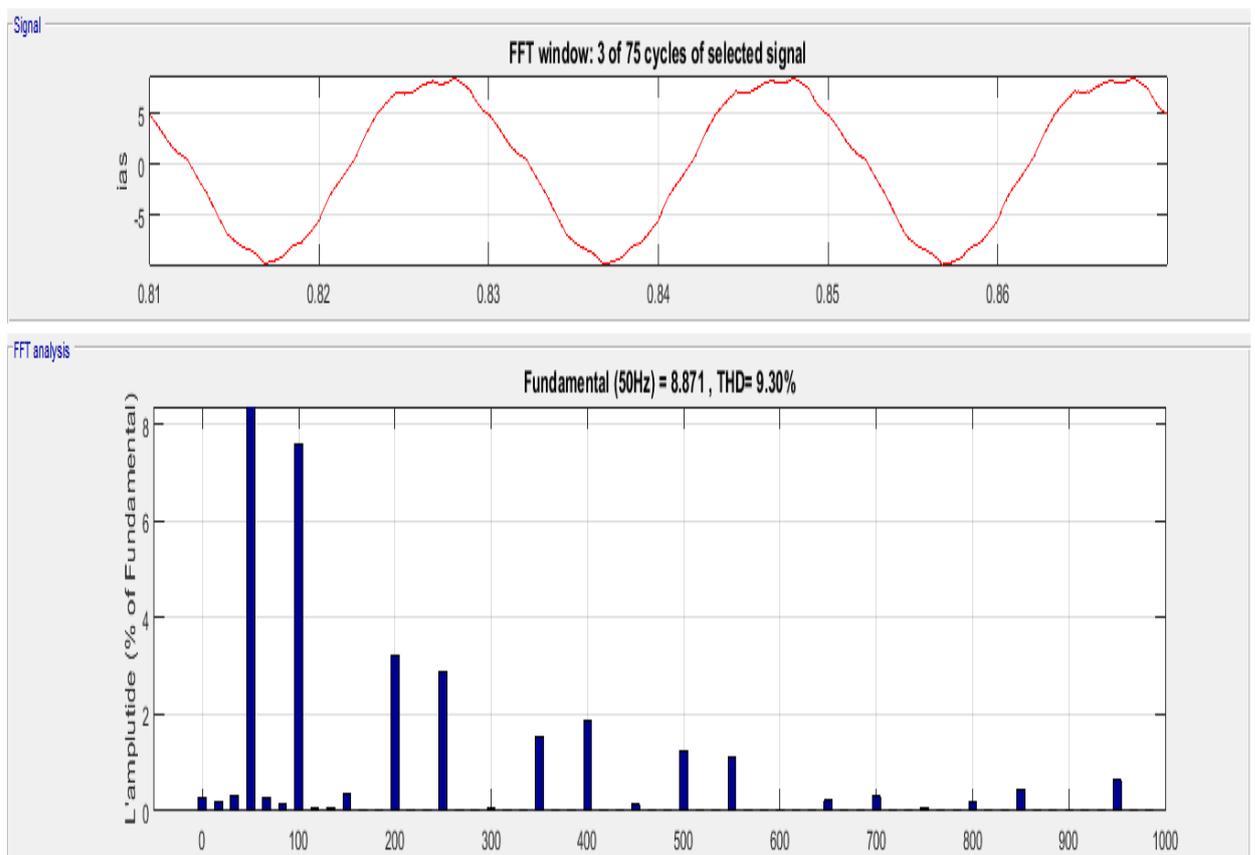


Figure IV-6: Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $I_{sa}$

- Marche à vide puis en charge à  $t=0.7s$

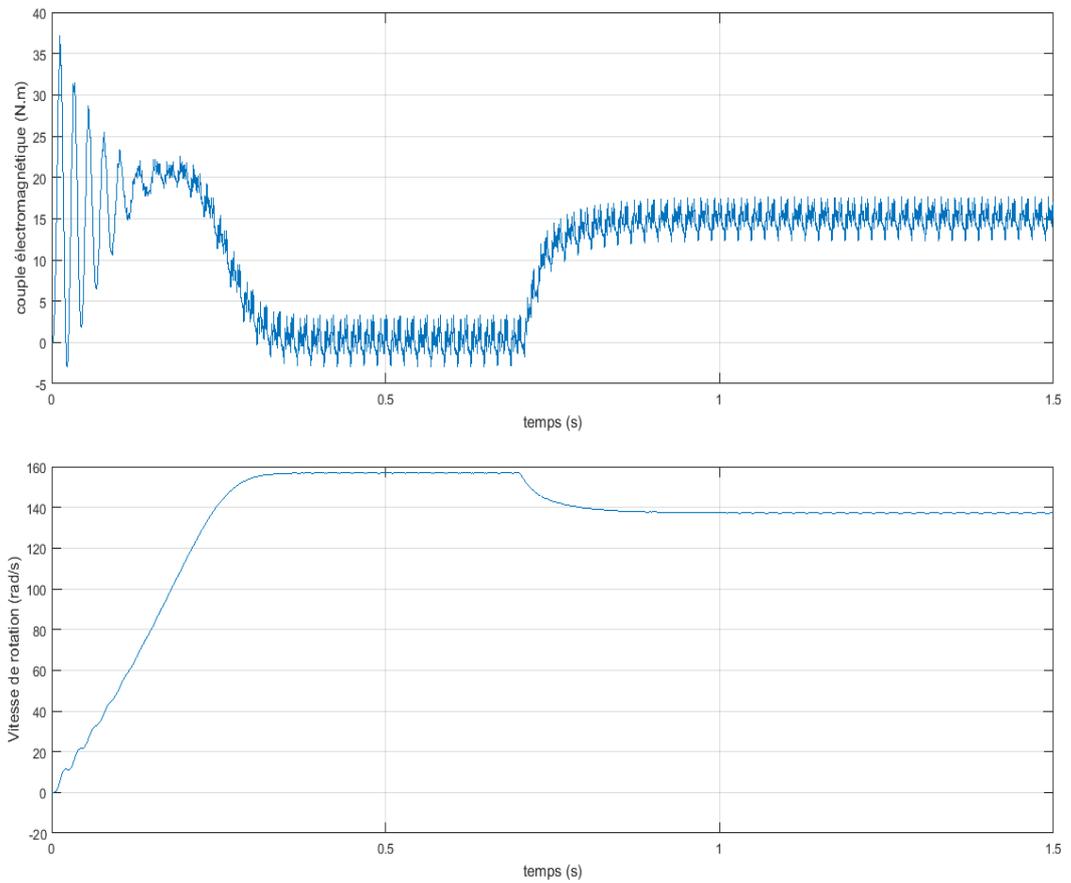
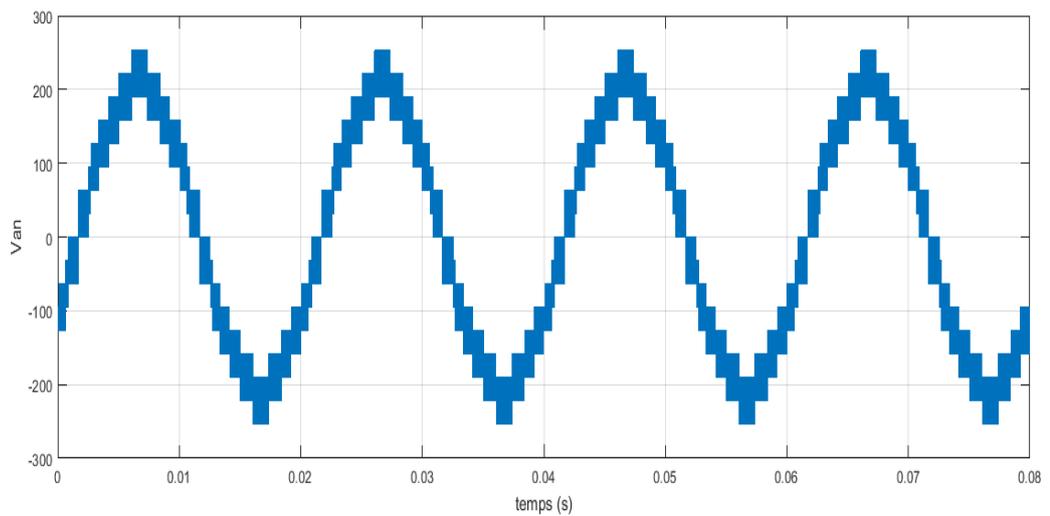


Figure IV-7: Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### IV.2.2 Résultat de simulation avec un onduleur à 5 niveaux :



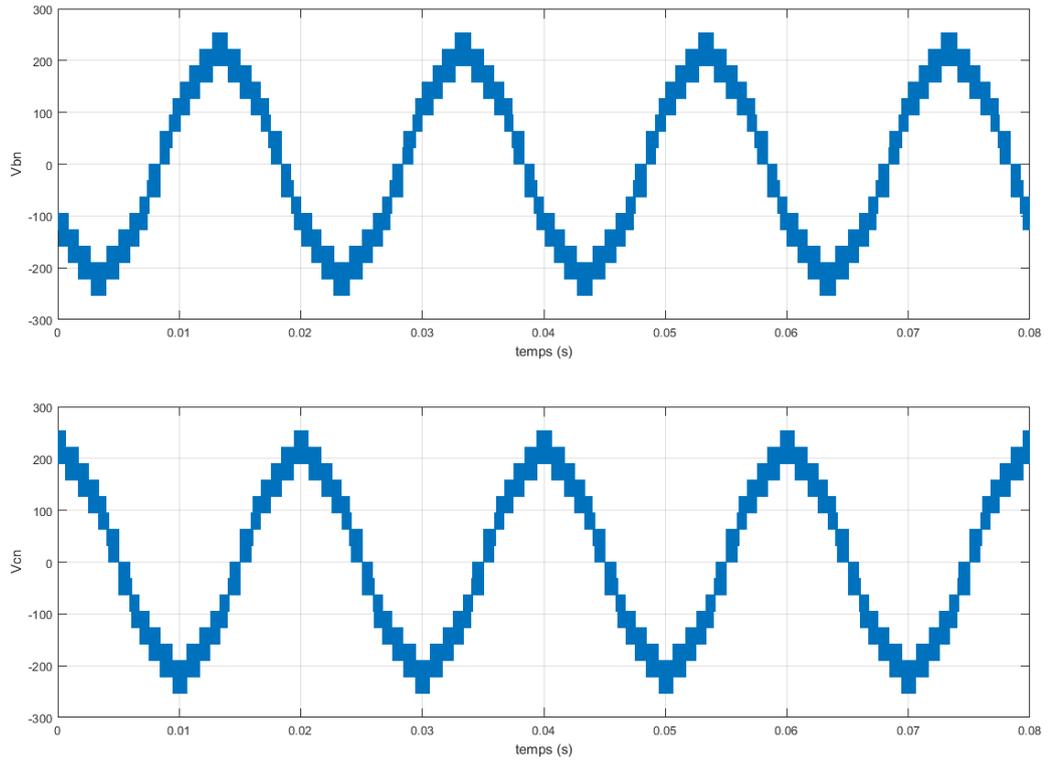
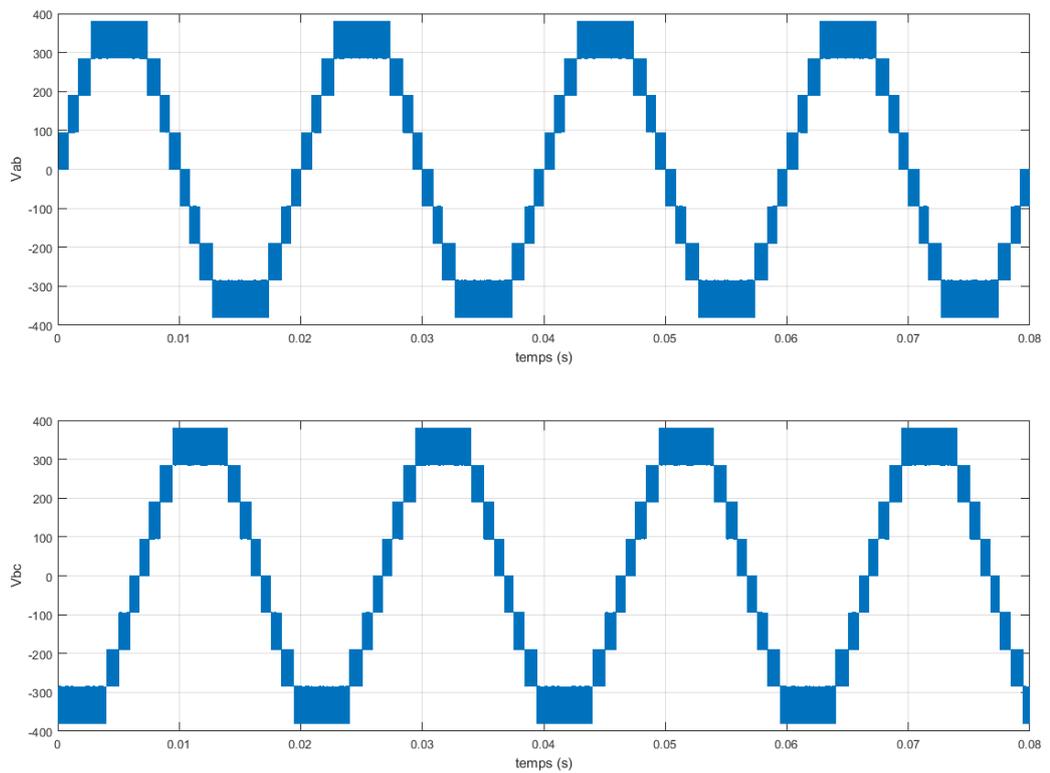


Figure IV-8: Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  à la sortie d'un onduleur à 5 niveaux. à MLI vectorielle



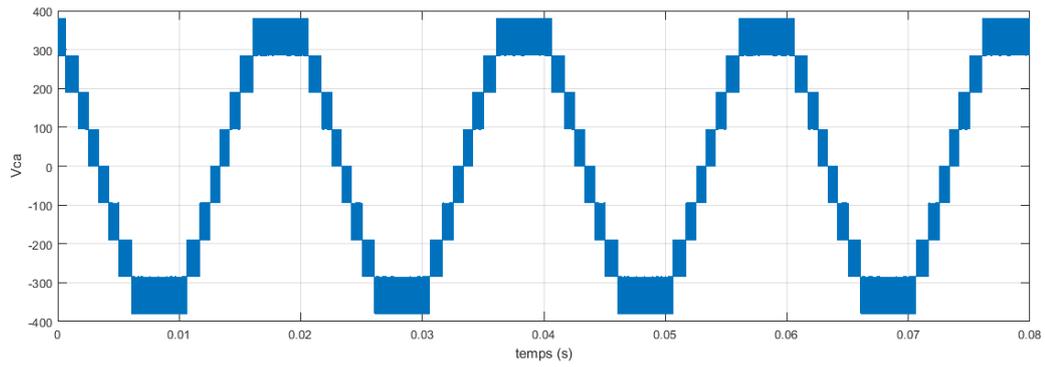


Figure IV-9: Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  à la sortie d'un onduleur à 5 niveaux. à MLI vectorielle

Le fondamental 50(Hz), THD=16.10%

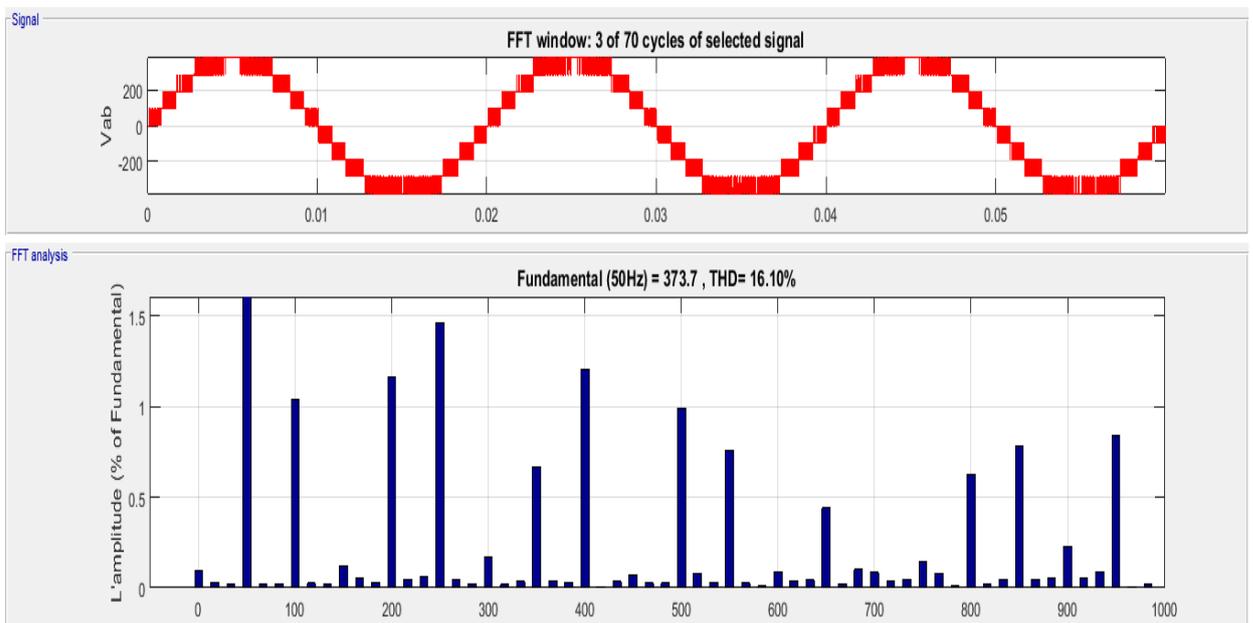


Figure IV-10: Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{ab}$

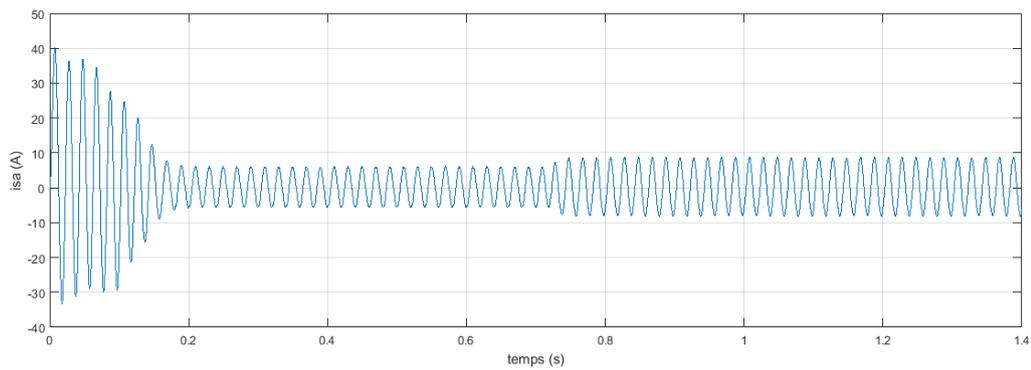


Figure IV-11: Le courant  $I_{sa}$  de la phase d'une MAS alimentée par un onduleur à 5 niveaux à MLI vectorielle

THD=3.76%

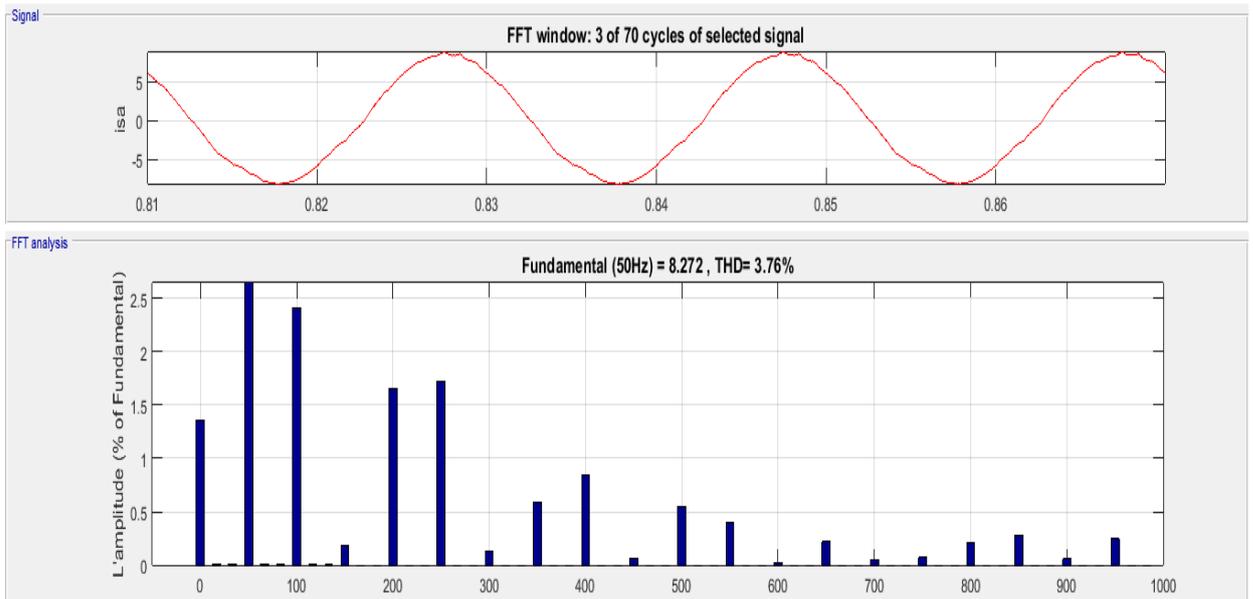


Figure IV-12: Le spectre d'harmonique de la courant de phase *Isa*

- Marche à vide puis en charge à  $t=0.7s$

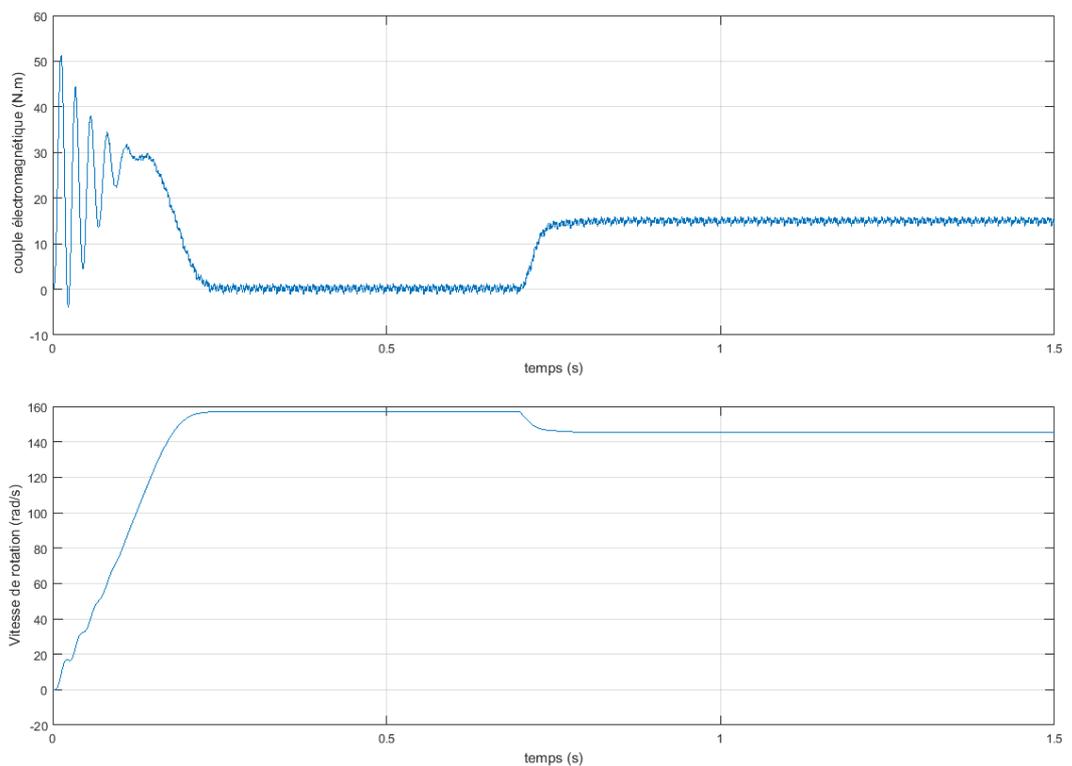


Figure IV-13: Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### IV.2.3 Interprétation des résultats de simulation

- Presque dans les deux cas, pendant le régime transitoire le couple électromagnétique et le courant statorique atteint des valeurs élevées. En régime permanent le courant statorique varie selon une allure qui n'est pas parfaitement sinusoïdale. Mais le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur moyenne, et à partir du  $t=0.7(s)$  le couple tend vers la valeur du couple résistant  $C_r=14.85(N.m)$ , autour de cette valeur il continue aussi à osciller.
- On marche à vide, on remarque l'évolution de la vitesse de rotation dans les premiers instants de démarrage, avec accroissement presque linéaire au régime permanent. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme, mais à la mise en charge la vitesse  $\Omega$  diminue puisqu'elle est proportionnelle au couple.

Les valeurs de distorsion totale des harmoniques obtenus, pour la tension simple de phase  $V_{ab}$  et le courant statorique  $I_{sa}$  sont résumés dans le tableau suivant :

	<b>THD de la tension composée (%)</b>	<b>THD du courant statorique (%)</b>
MLI vectorielle appliquée à l'onduleur à 3 niveaux	<b>40.73</b>	<b>9.30</b>
MLI vectorielle appliquée à l'onduleur à 5 niveaux	<b>16.10</b>	<b>3.76</b>

- Pour l'onduleur de tension à 5 niveaux, on remarque que le THD du spectre harmonique de la tension simple de phase  $V_{an}$  a diminué par rapport à celui de l'onduleur à 3 niveaux. La même chose pour l'allure de courant et son spectre harmonique.

Donc la qualité spectrale de l'onde de tension et du courant à la sortie d'un onduleur de tension à 5 niveaux de type NPC commandé par la MLI vectorielle est plus mieux que celle de d'un onduleur de tension à 3 niveaux de type NPC commandé MLI vectorielle.

### IV.3 Commande vectorielle avec onduleur à commande MLI vectorielle :

Les calculs et les paramètres de cette commande est détaillée dans L'annexe B et L'annexe C.

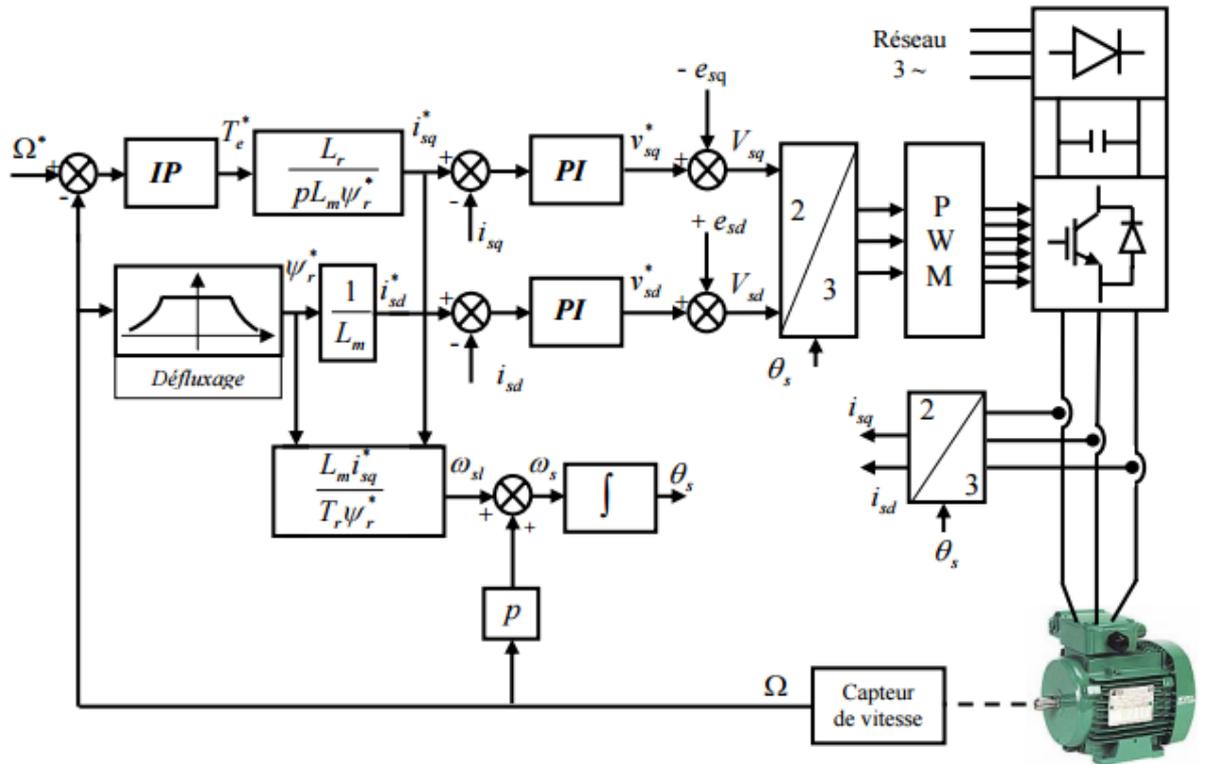


Figure IV-14: Schéma fonctionnel de la commande vectorielle

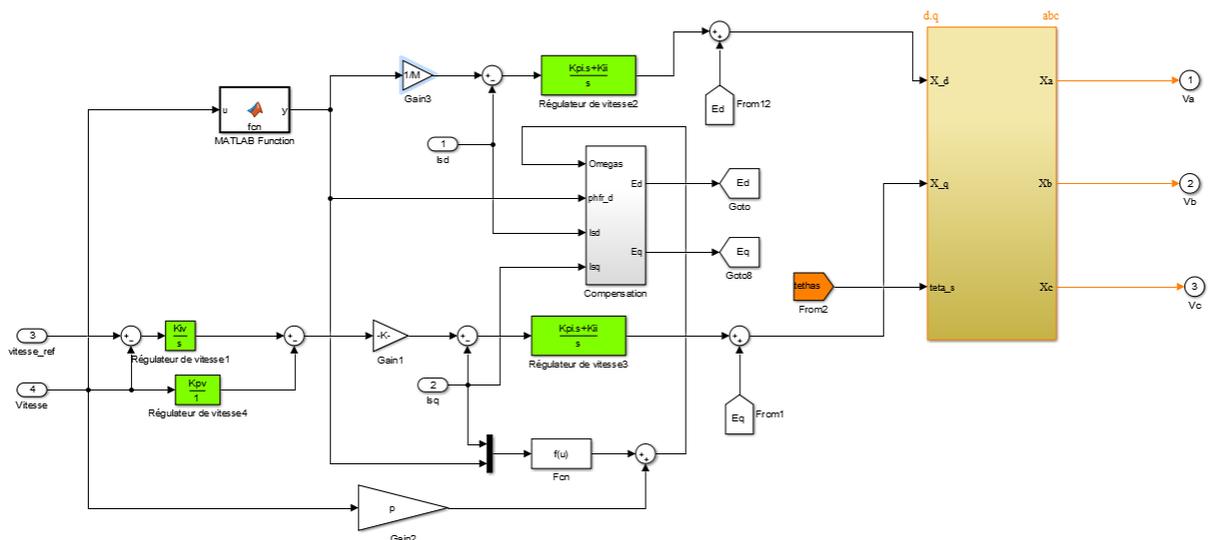


Figure IV-15: Schéma bloc de la commande vectorielle sur Simulink

### IV.3.1 Résultats de simulation

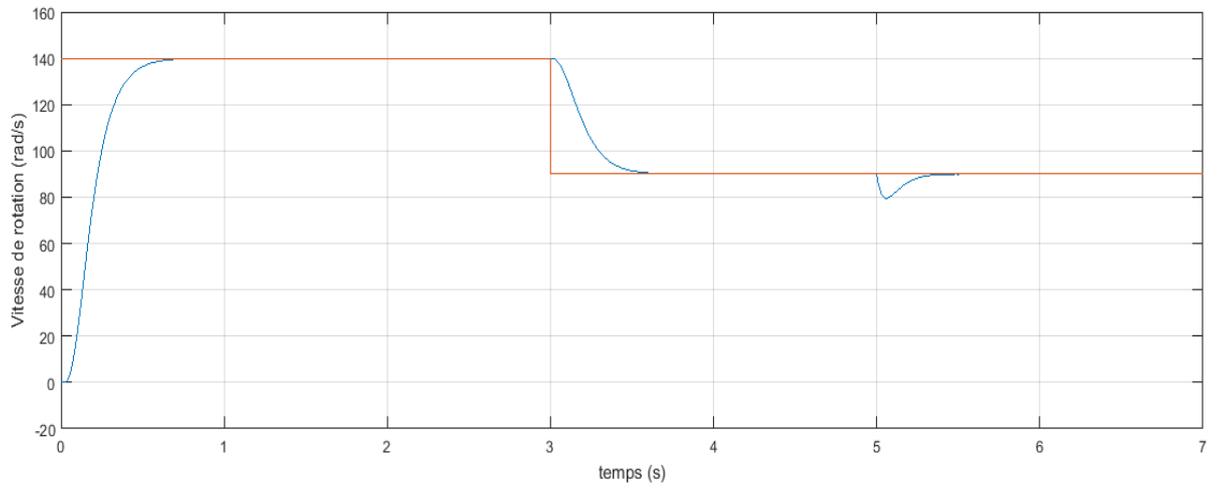


Figure IV-16: Vitesse de rotation à vide puis en charge à  $t=5s$  avec un changement de vitesse à  $t=3s$

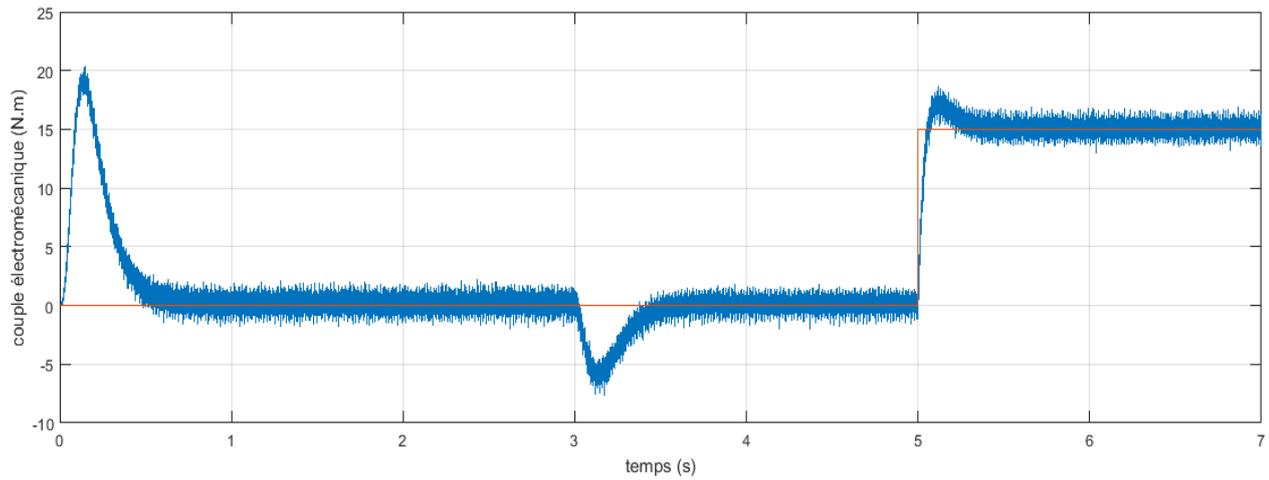


Figure IV-17: Réponse du couple électromagnétique

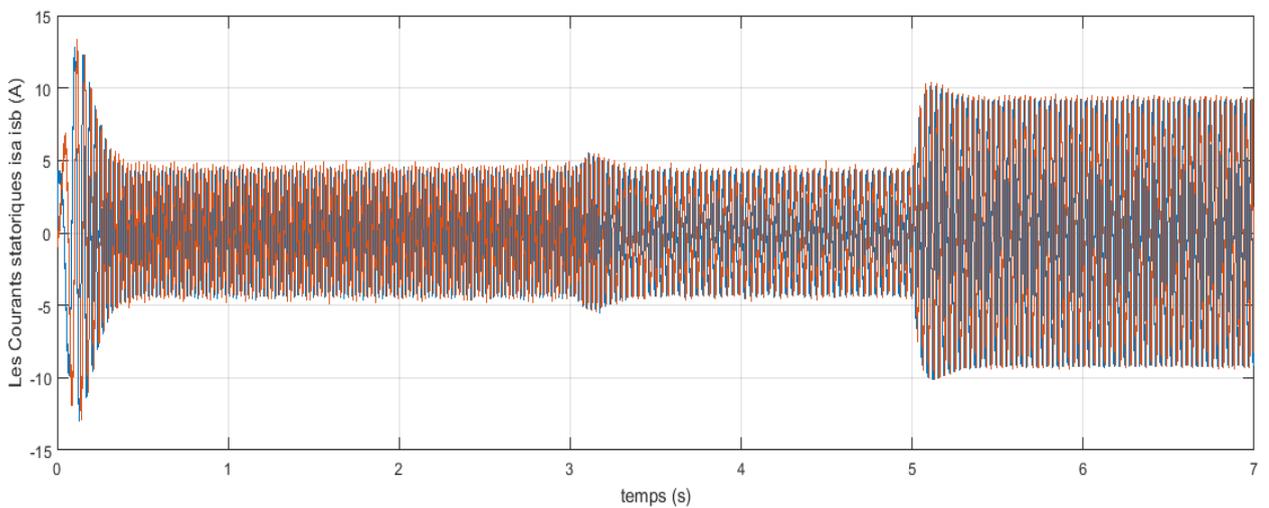


Figure IV-18: Les Courants statoriques de phases

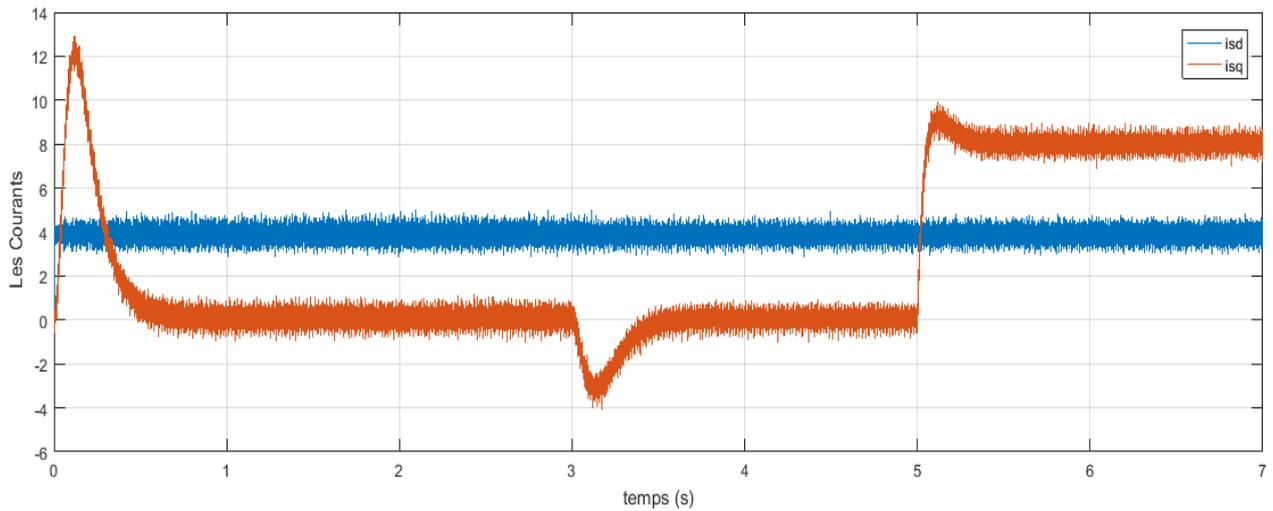


Figure IV-19: Les courants  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$

### IV.3.2 Interprétation des résultats de simulation

Nous remarquons que cette commande présente des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet acceptable de la perturbation.

D'autre part on remarque que la vitesse s'établit à sa valeur référence avec une bonne dynamique et sans erreur statique, à l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite (figure.IV.16), mais elle se rétablit à nouveau sans erreur statique.

A l'application d'une consigne de 120 rad/s, la vitesse suit sa commande avec une bonne réponse, et les mêmes performances précédentes.

Dans les figure.IV.18 on remarque l'apparition des pics dans le couple et dans les courants statoriques de phases, lors de l'application du couple de charge et surtout lors de changement de vitesse, puis il y a stabilisation en régime permanent.

## IV.4 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, on a simulé l'onduleur de tension à 3 et à 5 niveaux contrôlé par la commande vectorielle. On a démontré que la MLI vectorielle appliqué à l'onduleur à 5 niveaux donne une meilleure distorsion harmonique par rapport à celle de l'onduleur à 3 niveaux.

On a aussi simulé la commande vectorielle utilisant l'onduleur à 3 niveaux commandé par MLI vectorielle et Les résultats ont montré que la technique MLI vectorielle nous donne une très bonne performance tant aux rejets des perturbations qu'aux ondulations du couple électromagnétique et des courants statoriques, et d'une manière générale a contribué à la stabilité du système.

# Conclusion général :

Les onduleurs triphasés de tension multi-niveaux sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'applications les plus variés, le plus connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

Le travail effectué et décrit dans cette mémoire avait pour objectif une contribution à l'amélioration des performances du convertisseur multiniveau de type NPC, le contrôle de cette topologie engendre une complexité supérieure dans les algorithmes de commande puisque le maintien des tensions aux bornes des condensateurs est une contrainte supplémentaire à satisfaire pour assurer une conversion correcte et de bonne qualité

Après une étude théorique étendue, l'application de notre commande a confirmé par simulation les performances souhaitées. En effet les résultats ont montré une dynamique excellente de la vitesse et du couple.

Donc les résultats obtenus après plusieurs essais de simulation sous MATLAB, nous montrent l'efficacité de l'algorithme de commande à MLI vectorielle utilisé. Et nous dirons que la MLI vectorielle s'adapte mieux aux entraînements à vitesse variable avec un moteur à courant alternatif, car elle s'intègre de façon naturelle dans le système de régulation.

Ce travail nous a permis d'élargir nos connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance, tel que : comportement des semi-conducteurs, les différentes topologies des convertisseurs multi-niveaux, les différentes stratégies de commande des convertisseurs ainsi que la maîtrise de l'outil de simulation sous MATLAB/Simulink.

En perspective nous comptons :

- Implanter la MLI vectorielle dans un microprocesseur en temps réel
- Contribution des convertisseurs multiniveau au raccordement de la production d'origine solaire sur un réseau électrique.

# Références bibliographiques :

- [1] J.-P. CARON et J.-P. HAUTIER, Modélisation et Commande de la machine asynchrone, « Editions TECHNIP, Paris (1995) »
- [2] J. CHATELIN, Machines électrique Tome 1, « Editions DUNOD, Paris (1983) »
- [3] P. BRUNET, Introduction à la Commande Vectorielle des Machines Asynchrones, « Note de cours, LTEG Henri BRISSON, Vierzon (2006) »
- [4] P. VIDAL, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, « Thèse Doctorat, Toulouse (2004) »
- [5] L. Baghli, " Contribution à la commande de la machine, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [6] L. BAGHLI, Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone, « Notes de Cours, IUFM de Lorraine – UHP (2005) »
- [7] A. Lopez, D.H Bermeo "commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension ", docteur de l'institut national polytechnique de Grenoble avec le « label européen » nov2006
- [8] A. Hamoudi «Modélisation et caractérisation Cem d'un convertisseur DC-AC" thèse de magister université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf Mars 2009.
- [9] M. Yaichi "Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulation) appliquée aux onduleurs multi niveaux" thèse de magister université de Djilali Liabés de Sidi belabbés 2006.
- [10] A. Lega: « Multilevel Converters: Dual Two-Level Inverter Scheme », Thèse de Doctorat de l'Université de Bologne, March 2007.
- [11] K. Benmansour «Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série: approche hybride», thèse de doctorat université cergy pentoise juin 2009.
- [12] M. Benguanem « Etude et commande numérique d'un STATCOM à base d'onduleurs multi niveaux », thèse de doctorat Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf juillet 2007.

[13] K. Yakoub « réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction » thèse de magister Batna.2005

[14] C.De Almeida Martins, « Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée », Thesis of doctorate electric genius, Institut national polytechnique of Toulouse, December 2000.

[15] Andreas Nordvall, "Multilevel Inverter Topology Survey", Master of Science Thesis in Electric Power Engineering, 2011.

[16] S. Singh, F. Li, C. Garrett, R. Thomas, «a study of sigma-delta modulation control strategies for multi-level voltage source inverters », 7 th conference on power electronics and variable speed drives, pp.347-352, 1998.

[17] A. Ilerede « Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multi niveaux », thèse de doctorat Université de Toulouse, novembre 2011

[18] R. Taleb, A. Meroufel, P. Wira , «Commande par la stratégie d'élimination d'harmoniques d'un onduleur multiniveau asymétrique à structure cascade», Medimira Science Publisher, 2008.

[19] E. Ozdemir, S. Ozdemir, L. M. Tolbert, B. Ozpineci, «Fundamental frequency modulated multilevel inverter for three-phase stand-alone photovoltaic application», IEEE 2008, pp:978-4244-1874.

[20] D. Ostojic, «A multilevel converter structure for grid connected PV plants», Thèse de Doctorat, Université Bologna, 2010.

[21] Y. Khadidja, «Réduction des effets de tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005

[22] K. Merabet, « Commande MLI d'un onduleur triphasé Basé sur la dispersion de la tension triphasé », Mémoire de la Maîtrise en Génie Electrique, Université du Québec, 2011.

[23] J. Rodriguez, J. Sheng lai, F. Zheng peng, «Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications», IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 49, N°4, Aout 2002.

[24] Y. Sahali, M. K. Fellah, «Technique de modulation à sélection d'harmonique à Eliminer (SHEPWM) pour la commande des onduleurs de tension trois niveaux monophasé et triphasés», CISTEMA'2003, Conférence Internationale sur les Systèmes de Télécommunications, d'Electronique Médicale et d'Automatique, Tlemcen, 2003.

[25] M.Chikouche “Etude comparative des commandes à MLI d’un onduleur de tension appliquées à la commande de la machines asynchrone” Magister, ENSET.ORAN 2004.

[26] M.Khafallah, A.Ba-Razzouk, A.Cheriti, A.Saad “Mise en ouvre pratique d’une commande à modulation vectorielle du vecteur spatial” colloque international SEEPCI’99, Ecole supérieure de technologie, Oujda, 99.

[27] D. Peng, Fred. C. Lee and D. Boroyevich, “A Novel SVM Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters”, IEEE Conference 2002, pp:509-513.

[28] M. Yaichi, M.K. Fellah, Y. Sahali “Optimisation le fonctionnement et l’implantation de Modulation Vectorielle appliquée aux Onduleurs Triphasés Multiniveaux” ICEEA’08 – International Conference on Electrical Engineering and its Applications, 2008.

**ANNEXE**

# Annexe A

## Les paramètres de la machine asynchrone étudiée

Puissance nominale	1.5 kW
Tension statorique nominale	380 V
Frequence	50 Hz
Vitesse nominale	1420 tr/min
Résistance statorique	4.85 $\Omega$
Résistance rotorique	3.805 $\Omega$
Inductance cyclique statorique	0.274 H
Inductance cyclique rotorique	0.274 H
Inductance mutuelle	0.285 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.031 kg.m <sup>2</sup>
Flux statorique nominal	1 Wb
Frottement	0.001136 N.m
Nombre de phases	3
Facteur de puissance	$\text{Cos } \varphi = 0.89$

# Annexe B

## 1.4. Modèle de la machine en vue de la commande

Considérons :

- Les flux  $\phi_{rd}$ ,  $\phi_{rq}$  les courants  $i_{sa}$ ,  $i_{sq}$  et la vitesse  $\Omega$  comme variables d'état.
- Les tensions  $V_{sa}$ ,  $V_{sq}$  comme variables de commande.

$$\text{On pose : } X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T \quad \text{et} \quad U = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$$

Alors, le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \tag{B.1}$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

et (B.2)

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

avec :  $\sigma$  est le coefficient de dispersion.

$$\text{L'équation mécanique est donnée par :} \quad J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = c_e - c_r$$

De plus, l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux rotorique comme suit:

$$c_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd})$$

## B.2 Commande vectorielle de la machine asynchrone

Les performances relativement médiocres des contrôles appliqués aux machines asynchrones, ont donné lieu à des efforts de recherche et développement importants. Afin d'améliorer ces performances, d'autres types de contrôleurs plus fins et plus précis sont proposés, on les regroupe généralement sous le terme de commande vectorielle.

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence, lié aux flux rotoriques  $\phi$ . Si on décompose le courant statorique en ses composantes  $i_{sd}$  suivant le flux rotorique et  $i_{sq}$  en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On obtient alors des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.

Or le couple est donné par:

$$c_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad \text{(B.3)}$$

Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe d ( $\phi_{rd} = \phi_r$ , et  $\phi_{rq} = 0$ ), d'un repère lié au stator, le couple devient :

$$c_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_r i_{sq}) \quad \text{(B.4)}$$

Et à partir des équations données précédemment, l'évolution du flux est donné par :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{sd} \quad \text{(B.5)}$$

Avec :  $T_r$ , la constante de temps rotorique.

Alors, dans le régime établi, On a comme pour une machine à courant continu:

- Un flux  $\phi_r$  qui dépend de  $i_{sd}$ , joue le rôle de flux inducteur et doit donc normalement être maintenu constant.
- Un couple  $c_e$  qui, à flux constant est proportionnel à la composante  $i_{sq}$  qui joue le rôle de courant induit.

## B.2.1 Structure de commande de la machine asynchrone alimentée en tension

Dans cette technique de commande on se limite à la méthode indirecte, et dans un contrôle à flux orienté idéal, l'axe du flux rotorique est forcé s'aligner suivant l'axe d, on a donc.

$$\begin{aligned}\phi_{rq} &= \dot{\phi}_{rq} = 0 \\ \phi_{rd} &= \phi_r = \text{constant}\end{aligned}\tag{B.6}$$

Substituons (B.6) dans le modèle (B.2), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d}{dt} \phi_r + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_r \omega_s - \omega_s i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{sd} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{\phi_r T_r} i_{sq} \end{cases}\tag{B.7}$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles sont pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  influent à la fois sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  donc sur le flux et le couple (figure B.1).

Il est donc nécessaire de réaliser un découplage .

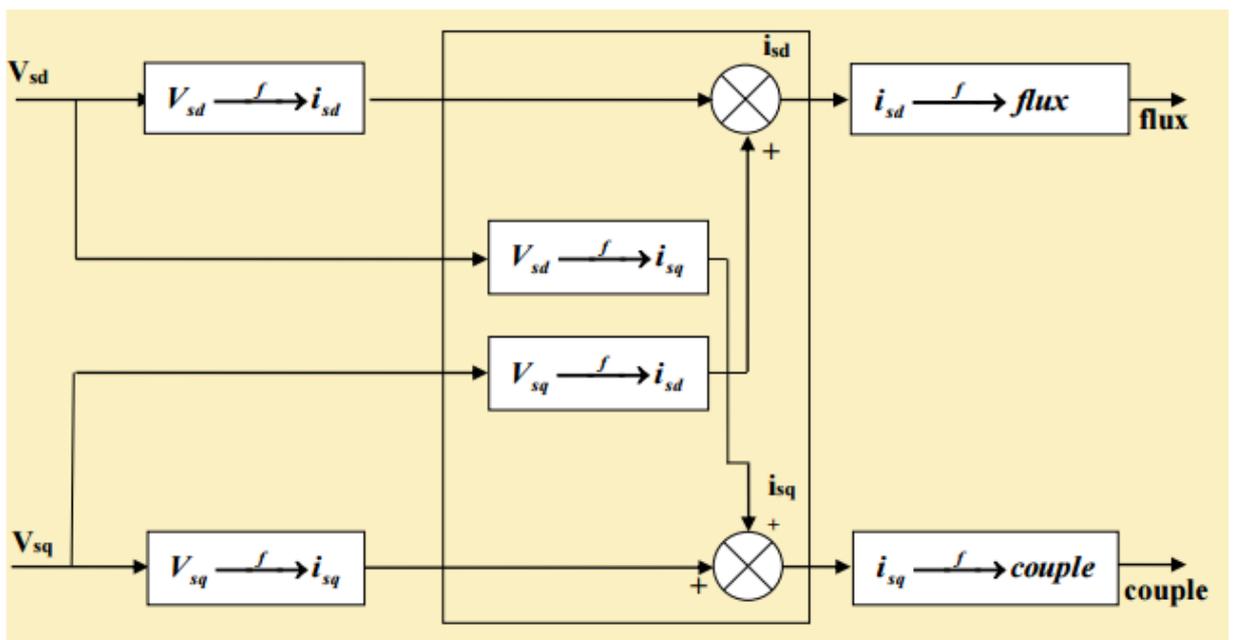


Figure B.1 Description des couplages

### B.3 Découplage par compensation

Définissons deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que :

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \quad \text{et} \quad V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \quad (\text{B.8})$$

$$e_{sd} = \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_r \quad (\text{B.9})$$

$$e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \phi_r \omega_s \quad (\text{B.10})$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  (figure B.2)

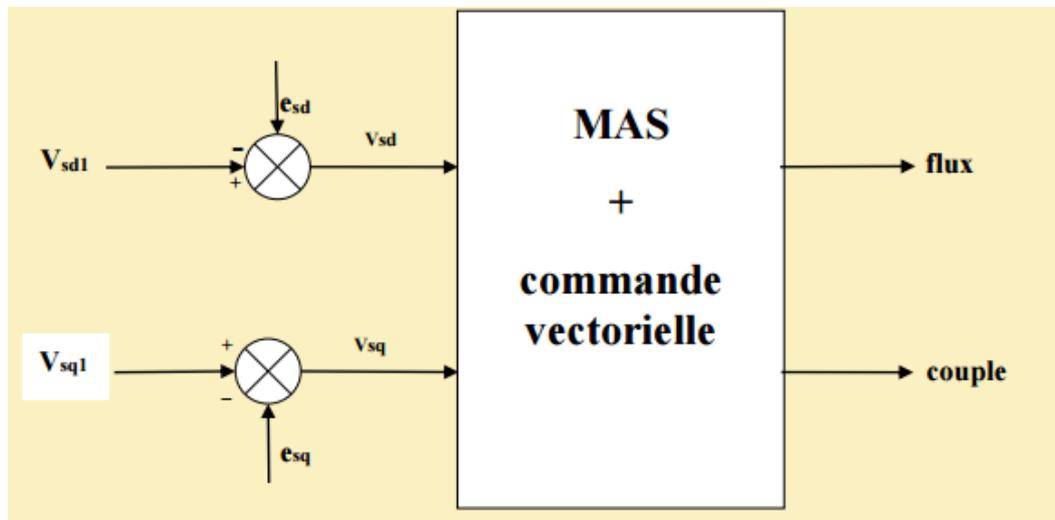


Figure B.2 Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

Nous définissons ainsi un nouveau système (figure 1.4), pour lequel

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} \end{cases} \quad (\text{B.11})$$

Les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont donc découplées

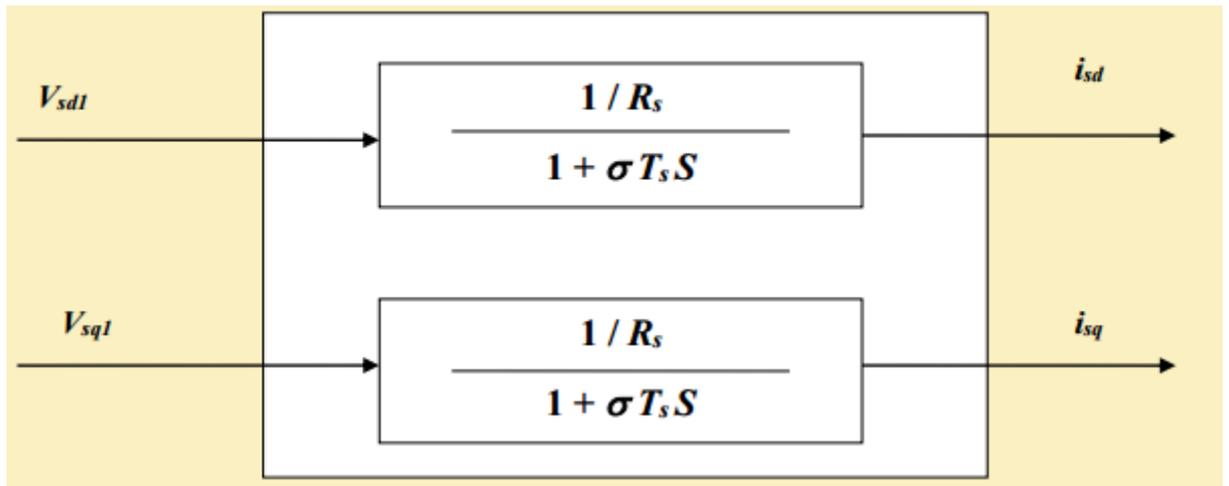


Figure B.3 Commande découplée – Expression de  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

Nous pouvons montrer que dans le type de découplage proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse de la commande.

Si le découplage par compensation, est correct, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action, et donc divergence du système. Une solution consiste, par exemple, à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. C'est la technique que nous utiliserons pour l'implantation réelle de la commande.

En pratique, les paramètres  $R_s$ ,  $R_r$  évoluent avec la température.

# Annexe C

## C.1 Régulateur de vitesse

### C.1.1 Régulateur PI

Les paramètres du régulateur PI sont définis à partir du schéma illustré dans la figure.C.1. La fonction de transfert du régulateur PI de vitesse est donnée par:

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}$$

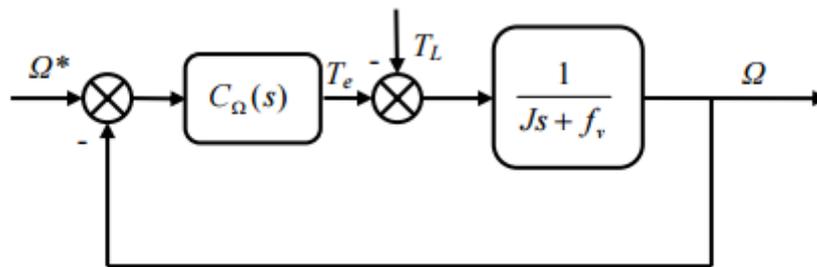


Fig.C.1. Boucle de régulation de vitesse.

nous avons d'après (I-35) :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} (T_e - T_L)$$

Alors :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js + f_v} T_L$$

soit :

$$\Omega = \frac{K_P s + K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_{P\Omega} + f_v)s + K_{i\Omega}} \Omega^o - \frac{s}{Js^2 + (K_{P\Omega} + f_v)s + K_{i\Omega}} T_L$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ( $T_L = 0$ ), la relation (II-20) devient:

$$\Omega = \frac{\frac{K_{P\Omega}}{K_{i\Omega}} s + 1}{\left(\frac{J}{K_{i\Omega}}\right) s^2 + \left(\frac{K_{P\Omega} + f_v}{K_{i\Omega}}\right) s + 1} \Omega^o$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équations (II-21) à la forme canonique:

$$G(P) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} s + 1}$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \end{cases}$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ( $\xi = 0.7$ ), et un temps de réponse du système  $t_{rep} = 0.5 \text{ s}$

### C.1.2 Régulateur IP

Dans ce régulateur seul l'erreur est intégrée, la partie proportionnelle est introduite à la sortie comme présentée sur la figure.C.2

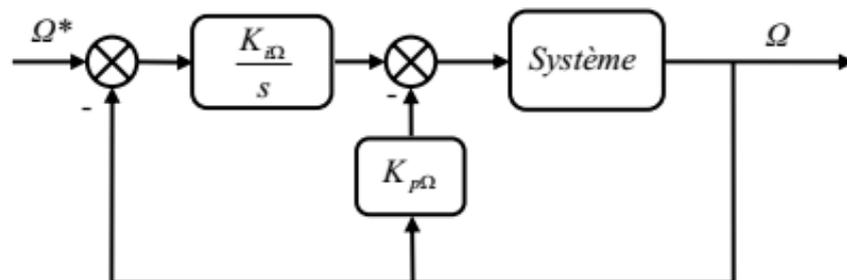


Fig.C.2. Diagramme bloc du régulateur IP

Il est prouvé qu'un régulateur IP est équivalent à un régulateur PI doté d'un filtre de premier ordre à l'entrée, ce qui réduit considérablement les dépassements. R-q: Avec les régulateurs IP la fonction de transfert en boucle fermée du système devient compliqué, alors il est justifié de définir les paramètres du régulateur par essais .

## C.2 Régulateurs de courants

### C.2.1 Régulateur du courant $i_{sd}$

Le régulateur du courant  $i_{sd}$  fournit la tension  $v_{sd}^*$  de référence d'après l'équation (II-23), la boucle de régulation est alors comme indiqué à la figure.C.3.

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par:

$$G_i(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}$$

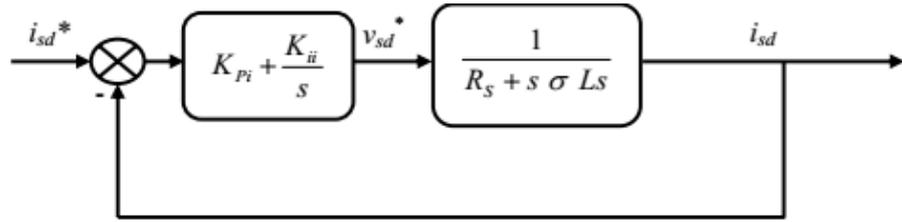


Fig.C.3. Boucle de régulation de courant  $i_{sd}$

La fonction de transfère en boucle ouverte du système est donc :

$$G_o = K_{pi} \left( s + \frac{K_{ii}}{K_{pi}} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s}$$

par compensation de pole:

$$\frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{1}{\sigma L_s}$$

alors :

$$G_o = \frac{K_{pi}}{s} \frac{1}{\sigma L_s}$$

donc en boucle fermé :

$$G_F = \frac{\frac{K_{pi}}{\sigma L_s} \frac{1}{s}}{1 + \frac{K_{pi}}{\sigma L_s s}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{pi}} s + 1} = \frac{1}{\tau s + 1}$$

$$\text{avec : } \tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pi}}$$

Les valeurs des régulateurs  $K_{pi}$  et  $K_{ii}$  sont déterminés pour un  $\tau$  choisi à  $\tau = 0.01$

### C.2.2 Régulateur du courant $i_{sq}$

En procédant de la même manière que pour le régulateur de  $i_{sd}$  on déterminera les coefficients du régulateur de courant  $i_{sq}$  qui fournit la tension de référence  $v_{sq}^*$ . Le schéma de régulation du courant  $i_{sq}$  est représenté sur la figure.C.4, on remarque bien que c'est la même que pour le courant  $i_{sd}$ .

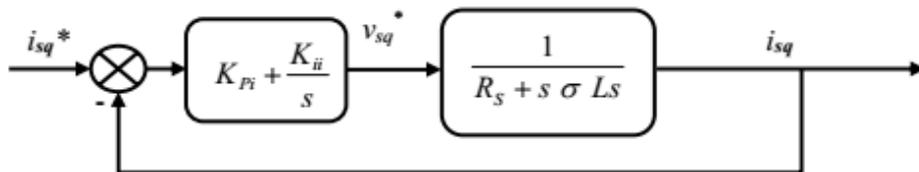


Fig.C.4. Boucle de régulation du courant  $i_{sq}$