

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البلدية  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Master II

Mention Électronique

Spécialité Machines Electroniques

présenté par

Bouhadida Azzedine

---

# Contrôle direct du couple d'une Machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux

---

Propose par: Mr. Ben Ouared. A

Année Universitaire 2016-2017

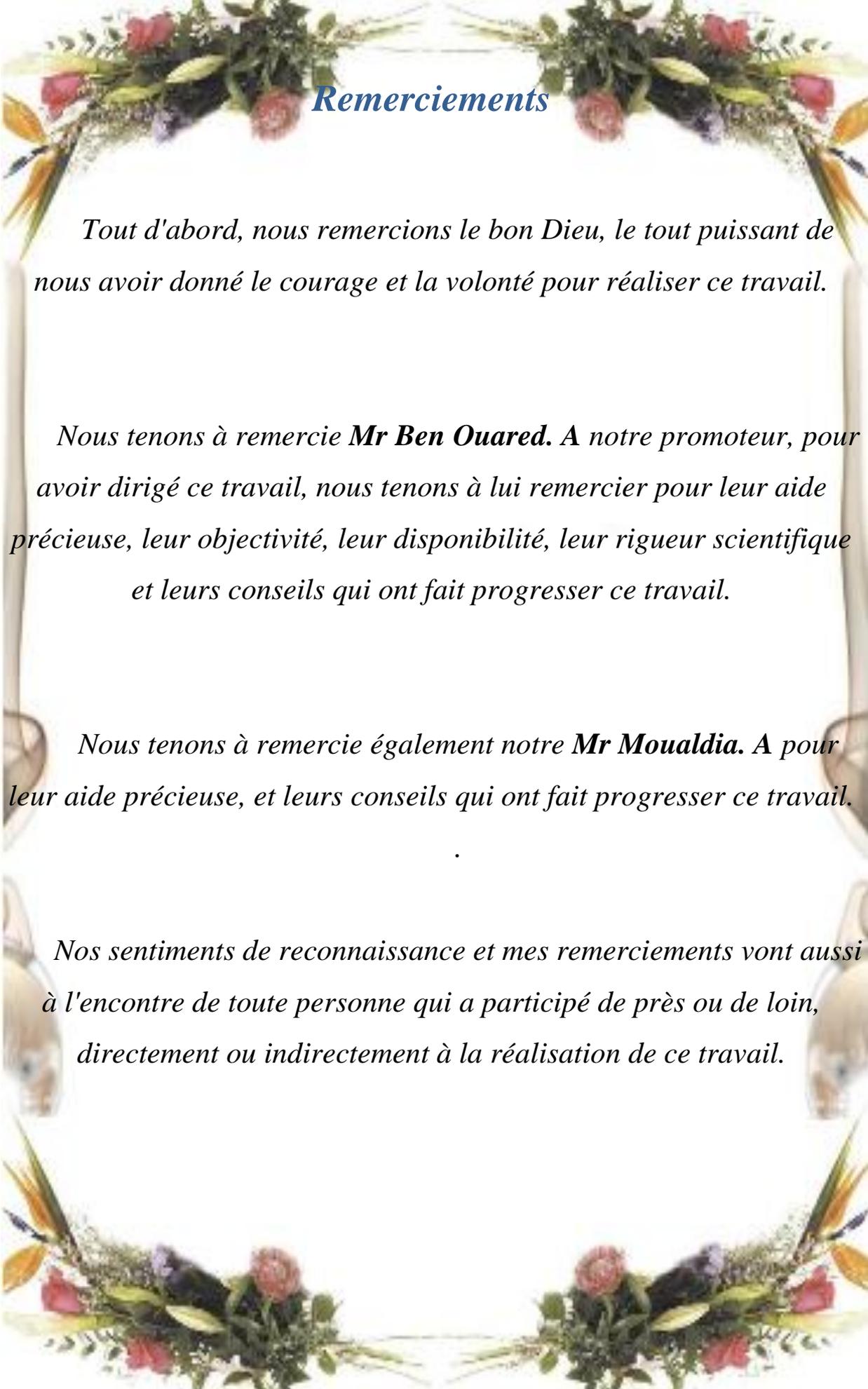
# *Dédicace*

*Avec un énorme plaisir, un cœur ouvert  
Et une immense joie, que je dédie mon travail  
à mes très chers,  
Respectueux et magnifiques parents qui m'ont soutenus  
Tout Lang ma vie.*

*A toute la famille BOuhadida  
Et sincères remerciements et sa gratitude à tous  
mes frères, mes amis et mes chères cousines  
et particulier remerciement*

*A toute la promotion 2016-2017*

*BOuhadida azzeddin*



## *Remerciements*

*Tout d'abord, nous remercions le bon Dieu, le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté pour réaliser ce travail.*

*Nous tenons à remercier **Mr Ben Ouared**. A notre promoteur, pour avoir dirigé ce travail, nous tenons à lui remercier pour leur aide précieuse, leur objectivité, leur disponibilité, leur rigueur scientifique et leurs conseils qui ont fait progresser ce travail.*

*Nous tenons à remercier également notre **Mr Moualdia**. A pour leur aide précieuse, et leurs conseils qui ont fait progresser ce travail.*

*Nos sentiments de reconnaissance et mes remerciements vont aussi à l'encontre de toute personne qui a participé de près ou de loin, directement ou indirectement à la réalisation de ce travail.*

**Résumé :** Aujourd'hui, il est possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que celles à courant continue grâce à la maîtrise de l'électronique de puissance et de commande. Par ailleurs, il existe de nouvelles méthodes de commande destinées aux applications type traction sans capteur de vitesse déjà étudiées s'agissant notamment de la technique de contrôle direct du couple (DTC). Cette dernière présente de nombreux avantages en comparaison à la technique vectorielle par flux orienté (FOC) d'une part et d'autre part la DTC n'exige qu'une paire de comparateurs à hystérisés pour effectuer une commande dynamique du flux et du couple. La présente thèse a pour objectif l'étude d'une nouvelle structure de contrôle sans capteur mécanique de la machine asynchrone pour un entraînement électrique avec une source de tension multiniveaux, capable de fournir une bonne dynamique du couple électromagnétique. Alors, l'amplitude et la vitesse de rotation du vecteur flux peuvent être contrôlées librement. Le contrôle direct du couple permet d'atteindre ces objectifs. En effet, selon le choix dans une table de commutation des vecteurs de sortie de l'onduleur le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement et indépendamment.

**Mots clés :** commande direct du couple, onduleur à multiniveaux, moteur asynchrone,

**Abstract:** Today, it is possible to obtain asynchronous machines as powerful as current continues through the mastery of power electronics and control. Moreover, there are new methods of control for applications such traction without speed sensor have already been studied particularly with regard to the technique of Direct Torque Control (DTC). The latter has many advantages compared to the technical field-oriented vector by (FOC) on the one hand and the other DTC requires a pair of comparators hysteresis to perform a dynamic control of flux and torque. This thesis aims to study a new control structure without mechanical sensor of induction machines for electric drive with a multilevel voltage source capable of providing a good momentum of the electromagnetic torque. Then, the amplitude and the speed of rotation of the flux vector can be controlled freely. The Direct Torque Control achieves these goals. Indeed, as selected in a switching table of the output vectors of the inverter the stator flux and electromagnetic torque are controlled directly and independently.

**Keywords:** direct torque control, multi-level inverter, induction motor,

**ملخص :** اليوم، أصبح بالإمكان الحصول على ماكينات لا التزامية ذات قدرات مماثلة لآلات التيار المستمر نظرا للتطور في مجال إلكترونيك القوة وإلكترونيك التحكم. ومن الجهة الأخرى هناك هيكلية جديدة للتحكم موجهة للتطبيقات من نوع الدفع الكهربائي بدون راصد ميكانيكي والتي قد تمت دراستها، والتي تعني التحكم المباشر للعزم هذه الطريقة تقدم عدد هام من الإيجابيات مقارنة مع هيكلية التحكم بتدفق مغناطيسي «FOC». هذا من جهة ومن جهة أخرى التحكم المباشر للعزم طريقة جد بسيطة، لا يتطلب إلا مقارنة بين العزم والتدفق. وبذلك تحصلنا على قدرات ديناميكية «FOC» عالية للتدفق والعزم بهيكلية مرنة. هدف هذه الأطروحة هو دراسة هيكلية جديدة بدون رصد ميكانيكي للآلة اللاتزامية للتمرين الميكانيكي بتغذية متعددة المستويات. وهذا ملائم لإعطاء ديناميكية سريعة للعزم الكهرومغناطيسي. وبالتالي هناك إمكانية لمراقبة الطول والسرعة الدورانية لشعاع التدفق. كما أن التحكم المباشر للعزم يسمح لنا ببلوغ هذه الأهداف. فعن طريق اختبار جدول استبدال لأشعة المنوب نستطيع التحكم مباشرة وانفراديا في التدفق لجزء الساكن والعزم الكهرومغناطيسي. هذه الدراسة تسمح بتحسينات في خوارزمي (DTC). ثلاثي الأطوار إذ نطبق العديد من المقاربات خلال تصميم الجداول التبديلية لكي نحسن النتائج الكلاسيكية ولا سيما في التقليل من تموجات العزم،

**الكلمات المفتاحية:** التحكم المباشر للعزم. منوب متعدد المستويات، الآلة اللاتزامية، التحكم بدون راصد، تحكم بالمنطق لغامض

<b>Table des matières :</b>		Page
Introduction Générale		1
<b>Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone</b>		
<b>1.1</b>	Introduction	4
<b>1.2</b>	Constitution	5
<b>1.2.1</b>	LE STATOR	5
<b>1.2.2</b>	LE ROTOR	6
<b>a)</b>	Le rotor à cage d'écureuil ou rotor en court-circuit	6
<b>b)</b>	Le rotor bobiné	7
<b>1.3</b>	Principe de fonctionnement de la MAS	7
<b>1.4</b>	Modalisation de la machine asynchrone (MAS)	9
<b>1.4.1</b>	Hypothèses simplificatrice	9
<b>1.4.2</b>	Modèle dynamique de la MAS	9
<b>1.4.3</b>	Equations électrique de la MAS	10
<b>1.4.4</b>	Equations magnétique de la MAS	12
<b>1.5</b>	Transformation triphasé-biphasé	13
<b>1.5.1</b>	Transformation de Park	13
<b>1.5.2</b>	Application de la transformé de Park sur la machine asynchrone	15
<b>1.5.3</b>	Choix du repère d – q	16
<b>a)</b>	Equations électriques	17
<b>b)</b>	Equation de flux magnétique	17
<b>1.5.4</b>	Expression de couple électromagnétique	19
<b>1.5.5</b>	Equation mécanique	20
<b>1.6</b>	Représentation d'état du modèle de la machine	20
<b>1.7</b>	Résultat de simulation	22
<b>1.8</b>	Conclusion	26
<b>Chapitre 2 : Modélisation et les différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux</b>		
<b>2.1</b>	Introduction	27
<b>2.2</b>	Description de l'onduleur triphasé	28
<b>2.3</b>	Modélisation de l'onduleur de tension	28
<b>2.4</b>	Les techniques de commande de l'onduleur	33
<b>2.4.1</b>	Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis :	33
<b>2.4.2</b>	Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle (MLI)	34
<b>2.4.3</b>	La modulation MLI vectorielle	35
<b>2.5</b>	Résultats de simulation	37
<b>2.5.1</b>	Interprétations des résultats	: 41
<b>2.6</b>	Les différentes techniques de commande de la machine asynchrone	41
<b>2.7</b>	Variation de la tension statorique	42
<b>2.8</b>	Les différents types de commandes	43
<b>2.8.1</b>	Commande scalaire	43
<b>a)</b>	Contrôle scalaire de la tension	43
<b>b)</b>	Contrôle scalaire de courant	44
<b>2.8.2</b>	Commande vectorielle	44

<b>2.8.2.1</b>	Etude des méthodes directe et indirecte du contrôle à flux rotorique orienté	44
a)	Commande vectoriel directe(DFOC)	45
b)	Commande vectoriel indirecte(IFOC)	46
<b>2.8.3</b>	Résumé des stratégies des différents types de commandes	47
<b>2.9</b>	Les différents types de régulateur	47
<b>2.9.1</b>	Régulateur standard	47
a)	Régulateur P	47
b)	Régulateur PI	48
c)	Régulateur PD	48
d)	Régulateur PID	49
<b>2.10</b>	Conclusion	50
<b>Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS</b>		
<b>3.1</b>	Introduction	51
<b>3.2</b>	Principe de la commande directe du couple	52
<b>3.3</b>	Contrôle de flux et de couple	52
<b>3.3.1</b>	Contrôle du vecteur flux statorique	52
<b>3.3.2</b>	Contrôle du couple électromagnétique de la machine	54
<b>3.3.3</b>	Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nul	56
<b>3.4</b>	Application de la DTC à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux	57
<b>3.4.1</b>	Sélection du vecteur tension	58
<b>3.4.2</b>	Estimation du flux statorique	59
<b>3.4.3</b>	Estimation du couple électromagnétique	60
<b>3.5</b>	Elaboration des contrôleurs	60
<b>3.5.1</b>	Contrôleur de flux à deux niveaux	60
<b>3.5.2</b>	Contrôleur du couple à deux niveaux	61
<b>3.5.3</b>	Correcteur du couple à trois niveaux	61
<b>3.6</b>	Elaboration des tables de commande	62
<b>3.6.1</b>	Table de commande du flux	63
<b>3.6.2</b>	Table de commande du couple	63
<b>3.6.3</b>	Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple à deux niveaux	63
a)	Table de commutation avec les vecteurs tension actifs	63
b)	Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension Nuls	64
<b>3.6.4</b>	Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple à trois niveaux	65
a)	Table de commutation avec les vecteurs tension actifs	65
b)	Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension Nuls	65
<b>3.7</b>	Résultats de la simulation et interprétations	66
<b>3.7.1</b>	Simulation de la commande DTC sans régulateur de vitesse et avec correcteur de couple deux niveau	67
<b>3.7.2</b>	Simulation de la commande DTC avec régulateur de vitesse et correcteur de couple deux niveau	70

3.7.3	Simulation de la commande DTC avec inversement de vitesse et correcteur de couple trois niveau	72
3.7.4	Simulation de la commande DTC avec variation de vitesse de rotation et couple se charge	76
3.8	Conclusion	78
<b>Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC</b>		
4.1	Introduction	79
4.2	Onduleurs multi-niveaux	80
4.3	DTC D'une machine asynchrone alimentée par onduleur 3-niveaux :	80
4.3.1	Présentation de l'onduleur de tension trois niveaux	80
4.3.2	Adaptation du comparateur à hystérésis	84
4.4	Elaboration des tables de commande	86
4.4.1	Sélection du vecteur tension	87
4.4.2	Table de commande	87
4.5	Résultats de la simulation et interprétations	88
4.5.1	L'interprétations	92
4.6	Effet de la bande hystérésis des régulateurs	92
4.6.1	Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de flux statorique	93
4.6.2	Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de couple	94
4.7	Conclusion	95
	Conclusion Générale	96
	Annexes	99
	Reference Bibliographie	102

## Conclusion générale

---

Le travail présenté dans ce mémoire est une simulation à la commande des machines asynchrones, alimenté par un convertisseur multi niveaux.

Au cours de ce travail, on a présenté une structure de contrôle direct (DTC), considérée comme une alternative au contrôle par flux orienté, peu sensible aux variations des paramètres de la machine et qui peut être utilisée même pour des actionneurs synchrones ou pour des machines spéciales. et actuellement utilisée dans des applications industrielles tels : la traction et la propulsion électrique, la ventilation des mines, application au pompage d'eau par énergie solaire, des applications à grand couple et petite vitesse. ...etc. [31], [32], [33], [34].

Cependant cette technique a aussi des inconvénients importants. D'une part la fréquence de commutation est fortement variable, ce qui peut entraîner des problèmes de bruits acoustiques, de compatibilité électromagnétique, et d'excitation des modes de résonance mécanique ce qui pousse au vieillissement prématuré de la chaîne de traction mécanique.

L'objectif principal de ce mémoire consiste à proposer des méthodes de commande simples basées sur la stratégie DTC. Avec ces méthodes, on essaie d'améliorer ces inconvénients.

Afin d'élaborer cette étude nous avons commencé par présenter le modèle d'état de la MAS. En mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite et en se basant sur un ensemble d'hypothèses, le modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis on a abordé la modélisation du convertisseur de fréquence (onduleur de tension). Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des techniques MLI les plus utilisées. Le reste de ce mémoire a été consacré à la synthèse de la commande directe du couple.

La commande directe du couple (DTC) a montré une plus grande simplicité et robustesse contre les variations paramétriques ; les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, avec explication du principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. Cette commande est, sans aucun doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans d'autre

## Conclusion générale

---

technique de commande. Par la suite on a étudié la stratégie DTC associée à des onduleurs multi-niveaux (3 niveaux), qui présente une fréquence de commutation inférieure à la différence de la DTC associée à l'onduleur à 2 niveaux, et sa par l'application de vecteur de tension. Point de vue des performances de la machine en a eu une bonne réponse du couple électromagnétique.

Des simulations numériques ont été implantées sur MATLAB pour valider ces stratégies de commande.

Les divers aspects d'un entraînement asynchrone à base de la commande directe de couple présentés dans ce travail ainsi que les résultats obtenus montrent les caractéristiques générales suivantes :

- La commande directe du couple et du flux, s'applique à partir de la sélection des vecteurs de tension de commutation de l'onduleur.
- Le contrôle indirect des courants et des tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Très haute dynamique de la machine.
- L'existence des oscillations de couple qui dépendent, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Le contrôle direct du couple a pour avantages :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q).
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI. Ainsi, il s'adapte bien aux structures multi-niveaux.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur flux statorique est nécessaire.
- De très hautes performances dynamiques.

## Conclusion générale

---

- Les changements de mode d'opération (flux constant / défluxage, saturation en tension...) ne posent généralement pas les problèmes complexes de commutation d'algorithme.

Cette stratégie bien qu'elle présente beaucoup d'avantages, elle présente des inconvénients à savoir :

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique, surtout à basse fréquence.

L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous a conduit à présenter quelques perspectives à ce travail.

- Notre travail ne serait complet sans la réalisation pratique de ces méthodes, ce que nous souhaitons le faire dans les plus brefs délais.
- Recherche d'autre technique intelligente associer à la commande DTC qui peuvent remplacer les comparateur classique et la table de sélection des vecteur tension.
- Rechercher une méthode pour l'estimation de la résistance statorique en temps reel.

# Liste des Tableaux

---

<b>Chapitre 2 :</b>	<b>Modélisation et les différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux</b>	Page
Tableau 2.1	Tableau de vérité pour un onduleur à deux niveaux.	32
Tableau 2.2	Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs.	37
<b>Chapitre 3 :</b>	<b>Contrôle direct du couple de la MAS</b>	
Tableau 3.1	Table de commutation généralisée.	62
Tableau 3.2	Table de commande du flux	63
Tableau 3.3	Table de commande du couple	63
Tableau 3.4	Table de commutation avec les vecteurs tension actifs.	64
Tableau 3.5	Table de commutation avec les vecteurs tension nuls	64
Tableau 3.6	Stratégie de contrôle avec correcteur du couple à trois niveaux avec les vecteurs tension actifs.	65
Tableau 3.7	Stratégie de contrôle avec correcteur du couple à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls.	65
<b>Chapitre 4 :</b>	<b>Amélioration des performances de la DTC</b>	
Tableau 4.1	Table de commutation pour un onduleur à trois-niveaux.	87

## ➤ Abréviations

**DSC** : Acronyme de Direct self-control.

**DTC** : Acronyme de Direct torque control.

**FOC** : Acronyme de Field oriented control.

**IGBT** : Insulated Gate Bipolar Transistor

**MAS** : Moteur Asynchrone (machine asynchrone)

**MCC** : Moteur à courant continu.

**MLI** : Modulation de largeur d'impulsions

**NPC** : Neutral point clamping

**PI** : proportionnelle intégral.

## ➤ Notations

$[V_{abcs}]$  : Vecteur de tensions statoriques triphasées

$[V_{abcr}]$  : Vecteur de tensions rotoriques triphasées

$[I_{abcs}]$  : Vecteur de courants statoriques triphasées

$[I_{abcr}]$  : Vecteur de courants rotoriques triphasées

$[\Phi_{abcs}]$  : Vecteur de flux magnétique au stator

$[\Phi_{abcr}]$  : Vecteur de flux magnétique au rotor

$[R_s]$  : Matrice de résistance statorique

$[R_r]$  : Matrice de résistance rotorique

$[L_s]$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques

$[L_r]$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques

$[K_i]$  : La matrice de transformation de Park

$[K_i]^{-1}$  : La matrice inverse de transformation de Park

## Notations et abréviations

---

$v_{ds}$	: tension statorique instantanée dans l'axe d
$v_{qs}$	: tension statorique instantanée dans l'axe q
$v_{dr}$	: tension rotorique instantanée dans l'axe d
$v_{qr}$	: tension rotorique instantanée dans l'axe q
$\phi_{ds}$	: flux statorique instantanée dans l'axe d
$\phi_{qs}$	: flux statorique instantanée dans l'axe q
$\phi_{dr}$	: flux rotorique instantanée dans l'axe d
$\phi_{qr}$	: flux rotorique instantanée dans l'axe q
$i_{ds}$	: courant statorique instantanée dans l'axe d
$i_{qs}$	: courant statorique instantanée dans l'axe q
$i_{dr}$	: courant rotorique instantanée dans l'axe d
$i_{qr}$	: courant rotorique instantanée dans l'axe q
$i$	: Indice relatif au stator et rotor respectivement (s,r)
$l_s$	: Inductance propre d'un enroulement réel du stator
$l_r$	: Inductance propre d'un enroulement fictif du rotor
$M_s$	: Inductance mutuelle entre enroulements statorique
$M_r$	: Inductance mutuelle entre enroulement rotorique
$l_m$	: Inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase de rotor
$\theta$	: angle entre le stator et le rotor
$\theta_s$	: angle de rotation du champs statorique tournant (angle entre le stator et l'axe d)
$\theta_r$	: angle de glissement (angle entre le rotor et l'axe d)
$x$	: représente les variables considères de la machine qui sont tensions courantes ou flux
$a, b, c$	: représente les grandeurs réelles

# Notations et abréviations

---

$d, q, o$  : représente les grandeurs de Park ( $d$  : directe,  $q$  : transversale,  $o$  : homopolaire)

$\omega_s$  : La vitesse angulaire des axes  $d$ - $q$  dans le repère lié au stator

$\omega_r$  : La vitesse angulaire des axes  $d$ - $q$  dans le repère lié au rotor

$\omega$  : La vitesse électrique angulaire de rotor

$P$  : nombre de paire de pole

$P_{in}$  : La puissance instantanée

$p_{js}$  : perte joule statorique

$P_{en}$  : puissance électrique

$\Omega$  : La vitesse mécanique de la MAS

$J$  : est le moment d'inerte

$C_e$  : Le couple électromagnétique

$C_r$  : Couple résistant

$f_v$  : Coefficient de frottement visqueux

$\sigma$  : Coefficient de dispersion de Blondel

$\mathbf{X}$  : le vecteur d'états

$\mathbf{U}$  : vecteur de commande

$\mathbf{A}$  : la matrice dynamique de système

$\mathbf{B}$  : la matrice d'application de commande

$\mathbf{U}_{ab}, \mathbf{U}_{ca}, \mathbf{U}_{bc}$  : les trois tensions composées

# Notations et abréviations

---

$C_{flx}$ ,  $C_{cpl}$  : Grandeur de sortie du contrôleur de flux et de couple.

$\Delta\phi_s$ ,  $\Delta c_e$  : l'écart d'hystérésis de flux et de couple.

$H\phi_s$  : Erreur sur le flux.

$Hc_e$  : Erreur sur le couple.

$F_{ki}$  : Fonction de connexion de l'interrupteur de l'onduleur.

$F_{km}^b$  : Fonction de connexion de demi-bras de l'onduleur.

# Liste des Figures

<b>Chapitre 1 :</b>	<b>Modélisation de la machine asynchrone</b>	<b>Page</b>
<i>Figure 1.1 :</i>	<i>Composition d'un moteur asynchrone</i>	5
<i>Figure 1.2 :</i>	<i>stator d'une MAS</i>	5
<i>Figure 1.3 :</i>	<i>stator d'une MAS démonté</i>	6
<i>Figure 1.4 :</i>	<i>Le rotor à cage d'écurueil</i>	6
<i>Figure 1.5 :</i>	<i>Le rotor bobiné</i>	7
<i>Figure 1.6 :</i>	<i>Le sens du flux par la règle de la main droite</i>	7
<i>Figure 1.7 :</i>	<i>courants instantanés circulant dans les enroulements et la position correspondante du champ magnétique</i>	8
<i>Figure 1.8 :</i>	<i>Représentation des enroulements statoriques et rotoriques</i>	10
<i>Figure 1.9 :</i>	<i>position des axes d-q par rapport aux axes de la machine</i>	13
<i>Figure 1.10 :</i>	<i>Représentation de la machine asynchrone alimenté par le réseau</i>	23
<i>Figure 1.11 :</i>	<i>Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé à vide puis en charge a t=0.5sec</i>	25
<b>Chapitre 2 :</b>	<b>Modélisation et les différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux</b>	
<i>Figure 2.1 :</i>	<i>l'onduleur de tension associe à la MAS</i>	28
<i>Figure 2.2 :</i>	<i>Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension</i>	31
<i>Figure 2.3 :</i>	<i>Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur à 2- niveaux</i>	32
<i>Figure 2.4 :</i>	<i>la bande de courant à hystérésis.</i>	34
<i>Figure 2.5 :</i>	<i>principe de la MLI</i>	35
<i>Figure 2.6 :</i>	<i>Représentation de vecteur de tension Dans le repère (<math>\alpha,\beta</math>)</i>	36
<i>Figure 2.7 :</i>	<i>Représentées les tensions de la sortie de l'onduleur à deux niveaux,</i>	38
<i>Figure 2.8 :</i>	<i>Représenté la simulation de la machine asynchrone avec onduleur</i>	38
<i>Figure 2.9 :</i>	<i>Démarrage directe du Mas par MLI vectorielle (Couple, vitesse, courant, flux).</i>	40
<i>Figure 2.10 :</i>	<i>Caractéristique couple/vitesse pour différentes tensions d'alimentations.</i>	42
<i>Figure 2.11 :</i>	<i>Principe de la commande vectorielle.</i>	44
<i>Figure 2.12 :</i>	<i>Commande vectorielle directe d'une machine asynchrone.</i>	45
<i>Figure 2.13 :</i>	<i>Commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone.</i>	46
<i>Figure 2.14 :</i>	<i>Schéma fonctionnel de régulateur P.</i>	48
<i>Figure 2.15 :</i>	<i>Schéma fonctionnel de régulateur PI.</i>	48
<i>Figure 2.16 :</i>	<i>Schéma fonctionnel de régulateur PD.</i>	49
<i>Figure 2.17 :</i>	<i>Schéma fonctionnel de régulateur PID</i>	50

<b>Chapitre 3 :</b>	<b>Contrôle direct du couple de la MAS</b>	
<i>Figure 3.1 :</i>	Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.	53
<i>Figure 3.2 :</i>	Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.	53
<i>Figure 3.3 :</i>	Trajectoire du flux statorique	54
<i>Figure 3.4 :</i>	Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation.	56
<i>Figure 3.5 :</i>	Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation.	56
<i>Figure 3.6 :</i>	Application d'un vecteur nul, le terme résistif est Négligeable.	57
<i>Figure 3.7 :</i>	schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.	57
<i>Figure 3.8 :</i>	Choix du vecteur tension	58
<i>Figure 3.9 :</i>	Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.	61
<i>Figure 3.10 :</i>	correcteur du couple à trois niveaux.	62
<i>Figure 3.11 :</i>	Schéma global de la commande DTC	66
<i>Figure 3.12 :</i>	L'évolution de couple (couple estime, couple real, couple de charge)	67
<i>Figure 3.13 :</i>	le module de flux (flux estimé, flux real)	68
<i>Figure 3.14 :</i>	L'évolution de vitesse de rotation (vitesse real, vitesse référence)	68
<i>Figure 3.15 :</i>	le flux (alpha beta)	69
<i>Figure 3.17 :</i>	L'évolution de couple (couple estime, couple real, couple de charge)	70
<i>Figure 3.18 :</i>	L'évolution de vitesse de rotation (vitesse real, vitesse référence)	70
<i>Figure 3.19 :</i>	le module de flux (flux estimé, flux real)	71
<i>Figure 3.20 :</i>	Les courants statorique	71
<i>Figure 3.21 :</i>	le flux (alpha beta)	71
<i>Figure 3.23 :</i>	L'évolution de couple (couple estime, couple real, couple de charge )	73
<i>Figure 3.24 :</i>	L'évolution de vitesse de rotation (vitesse real, vitesse référence)	73
<i>Figure 3.25 :</i>	le module de flux (flux estimé, flux real)	73
<i>Figure 3.26 :</i>	le flux (alpha beta)	74
<i>Figure 3.27 :</i>	L'évolution de flux (Phdr , Phqr)	74
<i>Figure 3.28 :</i>	Les courants statorique	74
<i>Figure 3.29 :</i>	les tensions de sortie de l'onduleur	75
<i>Figure 3.31 :</i>	L'évolution de couple pour (a :1 <sup>er</sup> vitesse) _ (b :2 <sup>eme</sup> vitesse)	75
<i>Figure 3.32 :</i>	L'évolution de vitesse pour (a :1 <sup>er</sup> vitesse) _ (b :2 <sup>eme</sup> vitesse)	77

## Liste des Figures

---

<i>Figure 3.33 :</i>	L'évolution de vitesse pour (a :1 <sup>er</sup> vitesse) _ (b :2 <sup>eme</sup> vitesse)	77
<b>Chapitre 4 :</b>	<b>Amélioration des performances de la DTC</b>	
<i>Figure 4.1</i>	Structure NPC d'un onduleur de tension trois niveaux	81
<i>Figure 4.2</i>	Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à 3- niveaux de tension.	83
<i>Figure 4.3</i>	correcteur à hystérésis de couple à 5 niveaux	84
<i>Figure 4.4</i>	Correcteur à hystérésis de flux à 3-niveaux	85
<i>Figure 4.5</i>	Division en douze secteurs du plan $\alpha - \beta$	86
<i>Figure 4.6</i>	L'évolution de couple (couple réfère, couple real, couple de charge )	88
<i>Figure 4.7</i>	L'évolution de vitesse de rotation (vitesse real, vitesse référence)	88
<i>Figure 4.8</i>	Les tensions de sortie de l'onduleur	89
<i>Figure 4.9</i>	La tension de sortie de l'onduleur (2eme phase _zoom)	89
<i>Figure 4.10</i>	Les courants statorique	90
<i>Figure 4.11</i>	Le courant statorique (2eme phase _zoom)	90
<i>Figure 4.12</i>	Le flux (alpha beta)	90
<i>Figure 4.13</i>	Le module de flux (flux référence, flux real)	91
<i>Figure 4.14</i>	Le secteur	91
<i>Figure 4.15</i>	Evolution des principales caractéristiques de la machine pour Hflx=0.1	93
<i>Figure 4.16</i>	Evolution des principales caractéristiques de la machine pour Hflx=0.5	94
<i>Figure 4.17</i>	Evolution de couple électromagnétique pour Hce=0.1	95

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

## 1.1 Introduction :

La machine asynchrone, connue également sous le terme " anglo-saxon " de machine à induction [1], est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor.

Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent. La MAS est principalement utilisée dans les applications industrielles.

Ses principaux avantages sont : sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique. Elle est actuellement le plus répandu dans l'industrie en termes d'usage.

Elle est utilisée dans le domaine d'entraînement à vitesse variable faisant appel à une commande spécifique. Et pour ce faire, on a besoin du modèle mathématique.

Le modèle de la machine asynchrone MAS est présenté traditionnellement en régime permanent. La machine est alimentée à une valeur efficace constante, et tourne à une vitesse constante. Ce modèle n'est plus valable si elle est alimentée par un onduleur dont il est basé sur le modèle transitoire (dynamique).

Dans la littérature, il existe plusieurs approches concernant la modélisation des machines électriques .

Dans ce chapitre nous présentons la modélisation linéaire de Park d'une machine asynchrone suivie d'une simulation numérique.

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

## 1.2. Constitution

La machine d'induction triphasé (souvent appelé machine asynchrone triphasé) comprend deux parties principales : un inducteur fixe nommé stator, et un induit mobile nommé rotor.

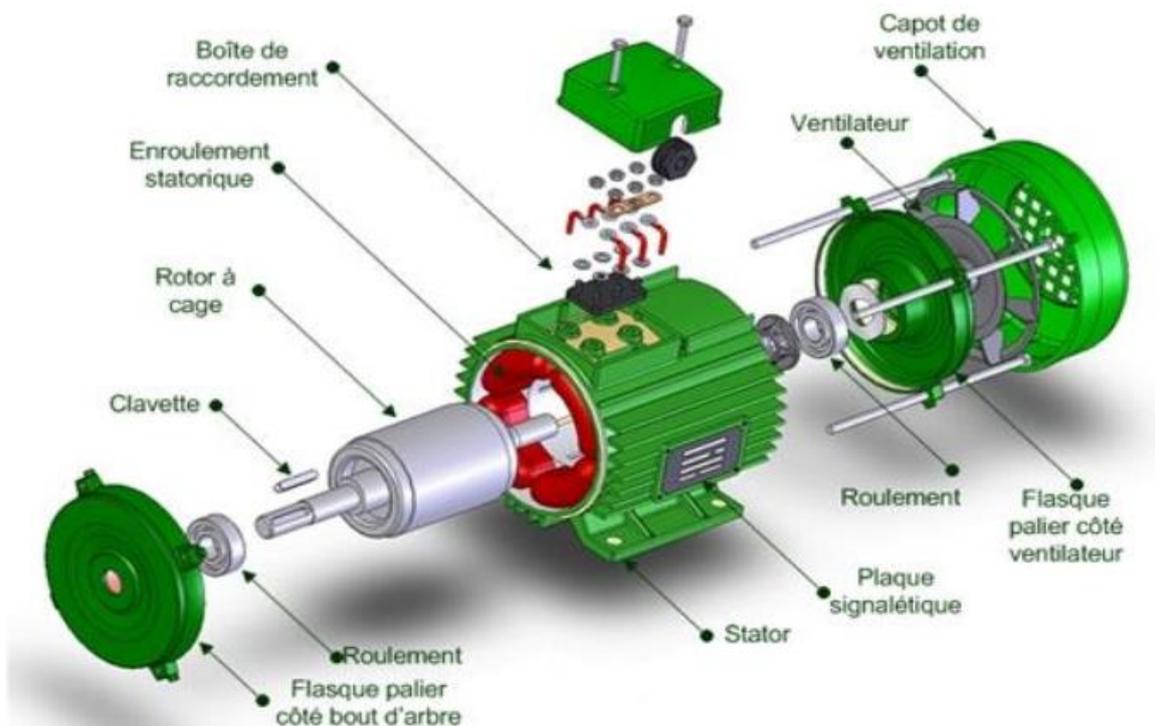


Figure 1.1 : Composition d'un moteur asynchrone

### 1.2.1. LE STATOR

Le stator c'est la partie fixe du moteur comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. Cette couronne est serrée dans une carcasse en fonte.



Figure 1.2 : stator d'une MAS

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

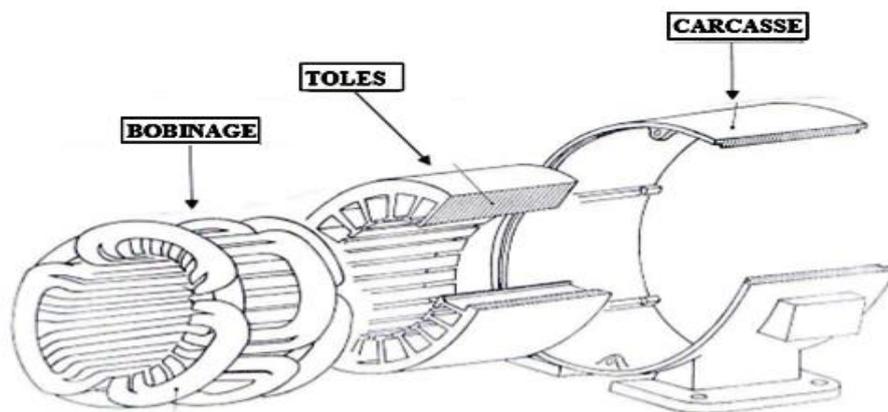


Figure 1.3 : stator d'une MAS démontée

## 1.2.2. LE ROTOR

Le rotor est la partie mobile du moteur asynchrone, monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0,4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotor : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.

### a) Le rotor à cage d'écureuil ou rotor en court-circuit

L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées ou rivées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil. Dans les moteurs de petite moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé.

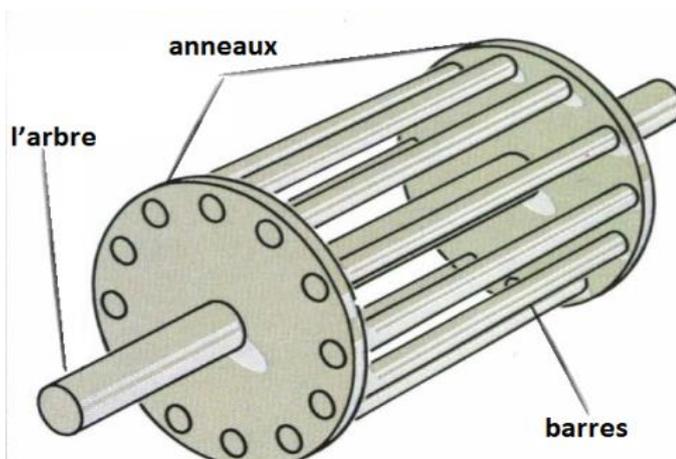


Figure 1.4 : Le rotor à cage d'écureuil

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

## b) Le rotor bobiné

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités [4].



Figure 1.5 : Le rotor bobiné

### 1.3. Principe de fonctionnement de la MAS [5]

Le fonctionnement du moteur asynchrone triphasé est basé sur l'application des principes I, II et III de l'électromagnétisme.

I-Création d'un champ magnétique par un courant (loi d'Ampère) densité de flux autour d'un conducteur rectiligne.

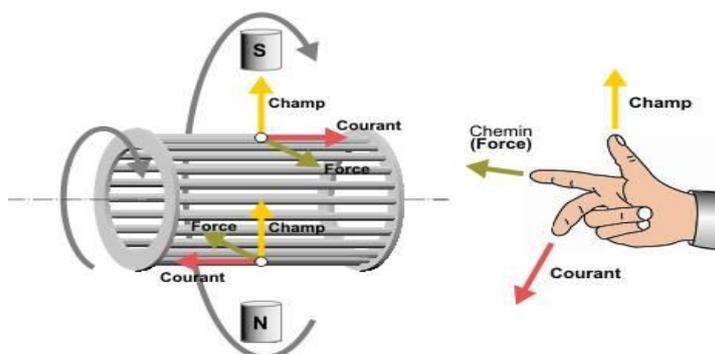


Figure 1.6 : Le sens du flux par la règle de la main droite

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

II -Force maximale exercée sur un conducteur placé dans un champ magnétique (Loi de LORENZ).

III -Déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique et tension induite ou loi de l'induction électromagnétique (Loi de FARADAY).

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique.

La vitesse de ce champ magnétique tournant est appelée vitesse de synchronisme, L'enroulement ou rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît et crée des courants rotoriques (courants de Foucault), ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux « loi de Lenz-Faraday ».

Le rotor se met donc à tourner de suivre le champ statorique.

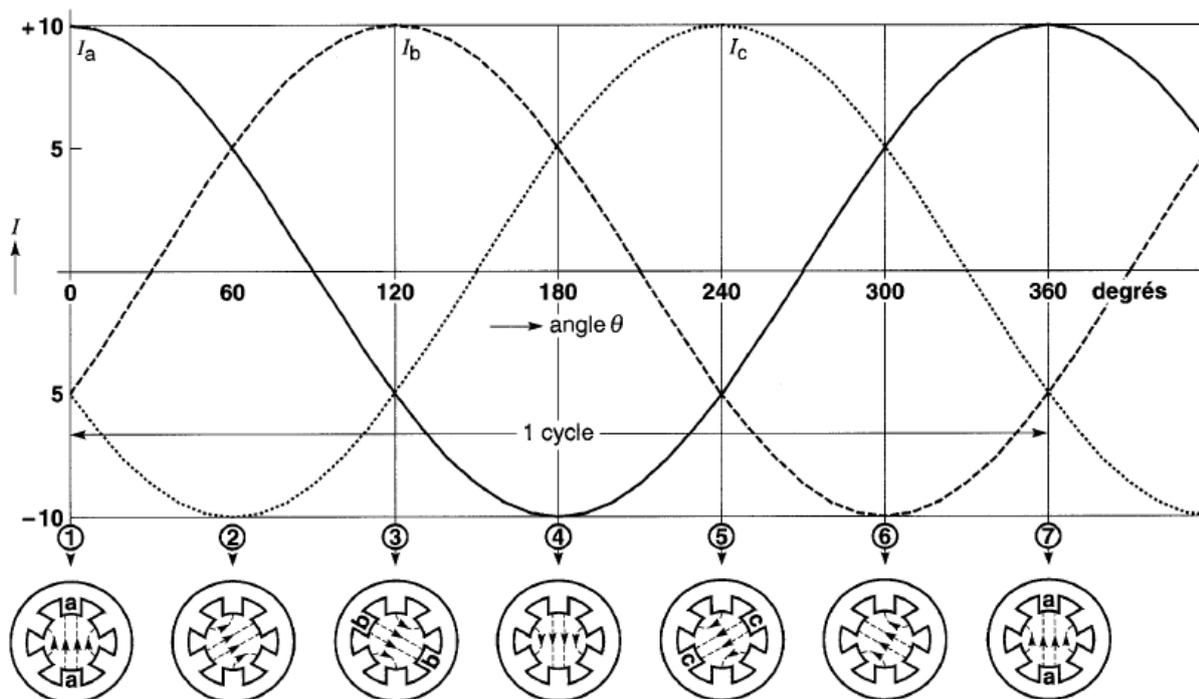


Figure 1.7 : courants instantanés circulant dans les enroulements et la position correspondante du champ magnétique [6]

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

## 1.4. Modalisation de la machine asynchrone (MAS)

### 1.4.1 Hypothèses simplificatrice

Pour cette mise en équation de la machine asynchrone, nous concéderons que le bobinage est réparti de manière à donner une F.E.M sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux. Nous concéderons également que le circuit magnétique est non saturé et sa perméabilité est constante idem pour l'entrefer. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault, l'effet de peau et l'effet d'encoche. Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le système est équilibré.

Les hypothèses généralement admises pour la modélisation de la machine asynchrone sont les suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme en négligeant l'effet de l'encoche
- La saturation du circuit magnétique l'hystérésis et les courants de Foucault peuvent être négligeables
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et que l'effet de peau est négligeable
- La force magnéto motrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale
- Les inductances mutuelles entre le stator et le rotor sont sinusoïdales en fonction de la position mécanique du rotor par rapport au stator

### 1.4.2 Modèle dynamique de la MAS

La machine asynchrone représentée par la figure 1.8 se compose :

- D'un circuit statorique fixe comportant trois phases identiques décalées entre elles de  $120^\circ$
- D'un circuit rotorique mobile comportant trois phases identiques en court-circuit décalées entre elles de  $120^\circ$

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

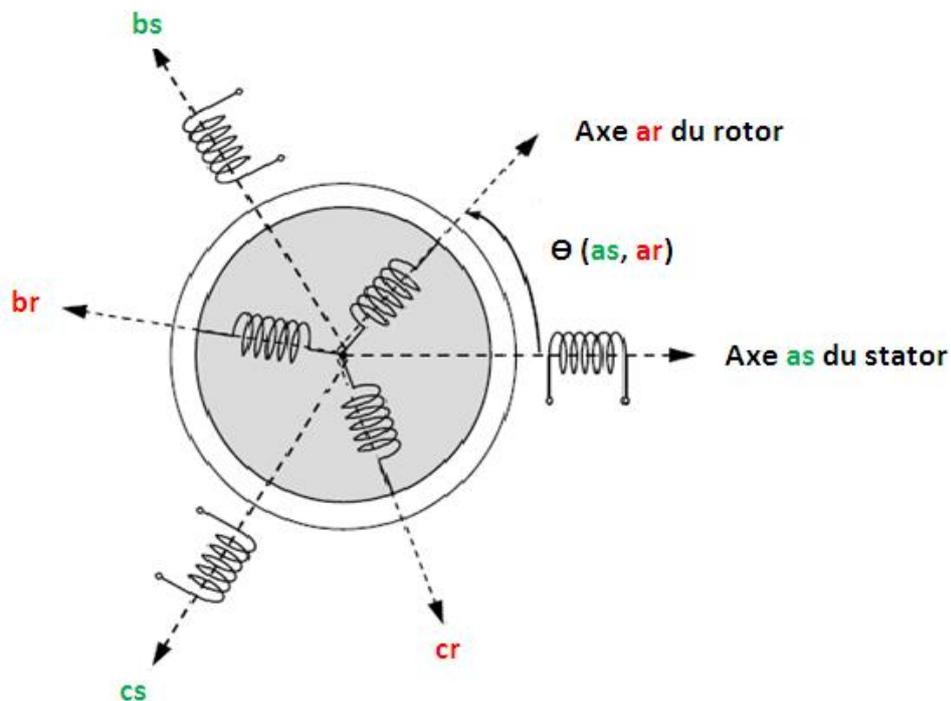


Figure 1.8 : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques

Telle que :

**as, bs, cs** : indices des trois phases du stator.

**ar, br, cr** : indices des trois phases du rotor.

## 1.4.3 Equations électrique de la MAS [7] [8] [9]

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statorique et rotorique peuvent s'écrire comme suit :

**Au stator:**

$$\begin{cases} V_{as} = R_S \cdot I_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_S \cdot I_{bs} + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_S \cdot I_{cs} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (1.1)$$

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Sous forme condensée on écrit :

$$[V_{abcs}] = [R_s] [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \quad (1.3)$$

**Au rotor :**

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r \cdot I_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = R_r \cdot I_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = R_r \cdot I_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (1.4)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Sous forme condensée on écrit :

$$[V_{abcr}] = [R_r] [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \quad (1.6)$$

Le rotor est en court-circuit, donc les tensions rotorique sont nulles et on écrira :

$$0 = [R_r] [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \quad (1.7)$$

Avec :

$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  : Les trois tensions statoriques.

$V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$  : Les trois tensions rotoriques.

$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}, I_{ar}, I_{br}, I_{cr}$  : Les trois courants statoriques et rotorique.

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}, \Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$  : Les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

$R_s, R_r$  : Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

## 1.4.4 Equations magnétique de la MAS

Les flux de la machine s'expriment par :

Pour le flux stator :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_s][I_{abcs}] + [L_{sr}][I_{abcr}] \quad (1.8)$$

Pour le flux rotor :

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{rs}][I_{abcs}] + [L_r][I_{abcr}] \quad (1.9)$$

Avec :

Les matrices des inductances sont définies par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{ls} & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & L_{ms} + L_{ls} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & L_{ms} + L_{ls} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{mr} + L_{lr} & \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & L_{mr} + L_{lr} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} & L_{mr} + L_{lr} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$[L_{sr}] = l_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Avec :

$L_{ms}$  : inductance de magnétisation statorique.

$L_{mr}$  : inductance de magnétisation rotorique.

$L_{ls}$  : inductance de fuite statorique.

$L_{lr}$  : inductance de fuite rotorique.

$[L_s]$  : matrice des inductance statorique.

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

$[L_r]$  : matrice des inductance rotorique.

$[L_{sr}]$ : matrice des inductance mutuelles stator-rotor.

## 1.5. Transformation triphasé-biphasé :

Elle consiste à se transférer d'un système triphasé vers un système biphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine.

La transformation la plus connu est celle de Park (1929).

### 1.5.1. Transformation de Park :

La transformation d'un système triphasé à un système biphasé consiste à remplacer tout enroulement triphasé par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q), comme elle est représenté sure la figure 1.9

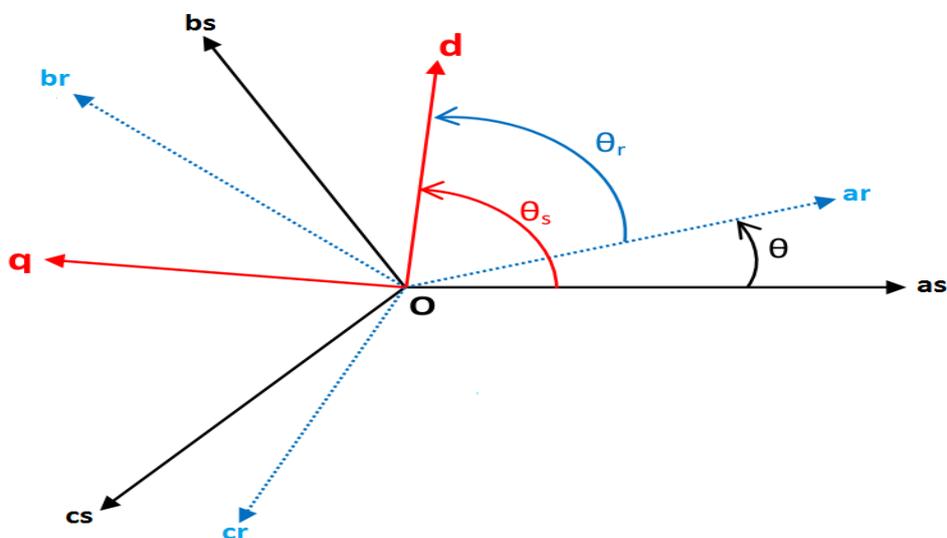


Figure 1.9 : position des axes d-q par rapport aux axes de la machine

Les deux axes (d-q) sont liés à un repère tournant ou fixe.

Cette transformation se fait par le biais d'une matrice de passage appelé matrice de Park, qui conserve la puissance instantanée

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (1.13)$$

$\theta_s$  : Angle entre le stator et l'axe d

$\theta_r$  : Angle entre le rotor et l'axe d

$\theta$  : Angle entre le stator et le rotor.

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

$$[K_i] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Avec

$$i = s, r$$

On choisit (2/3), pour les valeurs inchangées des amplitudes des tensions, courants, flux.

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

Donc Les grandeurs de Park sont définies par la matrice suivant :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Avec :

$x$  : représente les variables considérées de la machine qui sont tension courants ou flux.

$abc$  : représente les grandeurs réelles

$dqo$  : représente les grandeurs de Park (d : directe, q : transversale, o : homopolaire)

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

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

$$[K_i]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) & 1 \\ \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Donc la transformation inverse elle est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) & 1 \\ \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

## 1.5.2 Application de la transformé de Park sur la machine asynchrone :

Pour cette étude, on se restreint à la transformation de Park qui conserve la puissance instantanée. La transformation de Park des grandeurs statorique et rotorique est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{dqo}] &= [K_i] \cdot [V_{abc}] \\ [I_{dqo}] &= [K_i] \cdot [I_{abc}] \\ [\Phi_{dqo}] &= [K_i] \cdot [\Phi_{abc}] \end{aligned} \quad (1.18)$$

Ces équations sont appliquées au grandeur statorique et au grandeur rotorique.

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

## 1.5.3 Choix du repère $d - q$

Il existe trois choix importants, le repère d-q peut être fixé au stator, au rotor, ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application :

- Repère d'axes d-q fixe lié au stator ou repère stationnaire ( $\theta_s = 0$ ). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique.  $\omega_s$  Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.
  - Repère d'axes d-q lié au rotor ( $\theta_r = 0$ ). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotorique  $\omega_r$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).
  - Repère d'axes d-q lié au champ tournant. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuées. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.
- ❖ Le champ tournant est le champ crée par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère d-q au champ tournant alors on a :

$$\frac{d\theta_i}{dt} = \omega_i \quad \longrightarrow \quad \omega_s = \omega_r + \omega \quad (1.19)$$

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  : La vitesse angulaire des axes d-q dans le repère lie au stator.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  : La vitesse angulaire des axes d-q dans le repère lie au rotor.

$\omega = \frac{d\theta}{dt} = p \cdot \Omega$  : La vitesse électrique angulaire de rotor.

P : nombre de pair de pole

$\Omega$  : vitesse mécanique

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

## a) Equations électriques

Les équations électriques de la MAS dans un repère de Park lié au champ tournant sont :

Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ v_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\Phi_{os}}{dt} \end{cases} \quad (1.20)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = 0 \\ v_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\Phi_{or}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1.21)$$

## b) Equation de flux magnétique

Pour le stator :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \Phi_{os} = l_s i_{os} \end{cases} \quad (1.22)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \Phi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \\ \Phi_{or} = l_r i_{or} \end{cases} \quad (1.23)$$

Avec :

$L_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$L_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, \Phi_{os}$  : les flux statorique dans le repère d-q

$\Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \Phi_{or}$  : les flux rotorique dans le repère d-q

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

Dans un système équilibre et en régime permanent on a :

- Les composants homopolaires sont nuls.
- Les grandeurs de Park sont constantes.

Alors :

Les équations de tensions :

Au stator :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (1.24)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (1.25)$$

Les équations de flux magnétique :

Pour le stator :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (1.26)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (1.27)$$

## 1.5.4 Expression de couple électromagnétique [10]

L'expression du couple électromagnétique instantané est calculée en basant sur la connaissance de la puissance instantanée en utilisant les équations de la machine dans le repère d-q puisque la transformation de Park laissera invariante la puissance instantanée.

$$P_{in} = \frac{3}{2} v_{ds} i_{ds} + \frac{3}{2} v_{qs} i_{qs} + \frac{3}{2} v_{os} i_{os} \quad (1.28)$$

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

En utilisant les équations (1.25) et (1.28) on peut écrire une autre expression de puissance instantané

$$P_{in} = \frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{3}{2}\omega_s(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \quad (1.29)$$

La puissance instantanée égale la somme de deux {perte joule statorique ( $p_{js}$ ) et puissance électrique ( $P_{en}$ )}.

$$P_{in} = p_{js} + P_{en}$$

Avec

$$\begin{cases} p_{js} = \frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \\ P_{en} = \frac{3}{2}\omega_s(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \end{cases} \quad (1.30)$$

Le couple électrique est donné par relation suivante :

$$C_e = \frac{P_{en}}{\Omega_s} = \frac{\rho * P_{en}}{\omega_s} \quad (1.31)$$

Cette dernière équation est utilisée par calculer le couple électromagnétique qu'on peut exprimer sous formes suivante :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2}\rho(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2}\rho L_m(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2}\rho(i_{dr}\phi_{qr} - i_{qr}\phi_{dr}) \\ C_e = \frac{3}{2}\rho \frac{L_m}{L_r}(\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) \end{cases} \quad (1.32)$$

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

## 1.5.5 Equation mécanique

L'équation mécanique est régie par l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (1.33)$$

Où :

$\Omega$  : La vitesse mécanique de la MAS.

$J$  : Le moment d'inerte.

$C_e$  : Le couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

$f_v$  : Coefficient de frottement visqueux.

## 1.6. Représentation d'état du modèle de la machine

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques ( $v_{ds}, v_{qs}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ) sont considérées comme variable de commande, le couple résistant ( $C_r$ ) comme perturbation .nous choisissons dans notre cas le vecteur d'état suivant :

$$X^T = (i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr})$$

D'abord remplacent les courants rotoriques et les flux statoriques on obtient :

Pour les courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (1.34)$$

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

Pour les flux statoriques :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m^2}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m^2}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (1.36)$$

En rapportant cette dernière relation dans (1.20) (1.21), on aboutira aux systèmes d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left( \frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r} \right) i_{ds} + \left( \frac{1-\sigma}{\sigma L_m \tau_r} \right) \phi_{dr} + \left( \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \right) \omega_r \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\left( \frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r} \right) i_{qs} - \left( \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \right) \omega_r \phi_{dr} + \left( \frac{1-\sigma}{\sigma L_m \tau_r} \right) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{qs} + \omega_r \phi_{dr} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{j} \left( C_e - C_r - f_v \cdot \frac{\omega_r}{p} \right) \end{cases} \quad (1.37)$$

Où :

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

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constant de temps statorique}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constant de temps rotorique}$$

En identifiant le système (1.37) a la forme :  $\frac{dX}{dt} = AX + BU$ , on aura :

X le vecteur d'états, A la matrice dynamique de système, le vecteur de commande  $U=[v_{ds} v_{qs}]^t$ , et B la matrice d'application de commande, donc :

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

---

X : le vecteur d'états: 
$$X = \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix}$$

U : vecteur de commande : 
$$U = \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix}$$

B : la matrice d'application de commande. 
$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.38)$$

A : la matrice dynamique de système.

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma\tau_r}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m \tau_r} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma\tau_r}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_r & \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m \tau_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}$$

## 1.7. Résultat de simulation :

Voilà la figure ci-dessous représenté la simulation de la machine asynchrone avec logiciel MATLAB SIMULINK v 2016

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

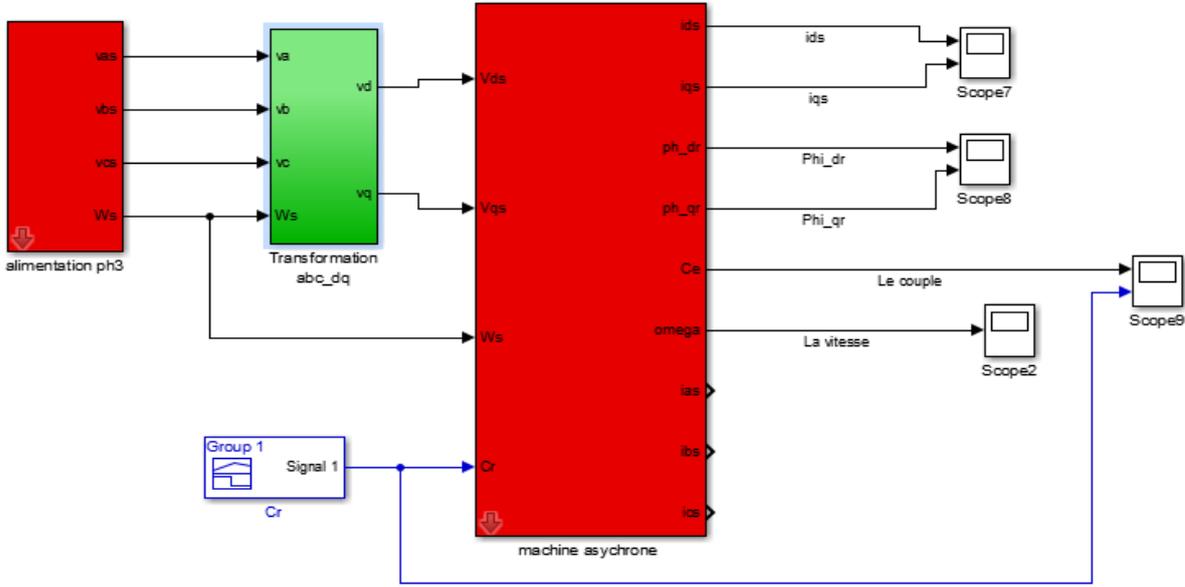
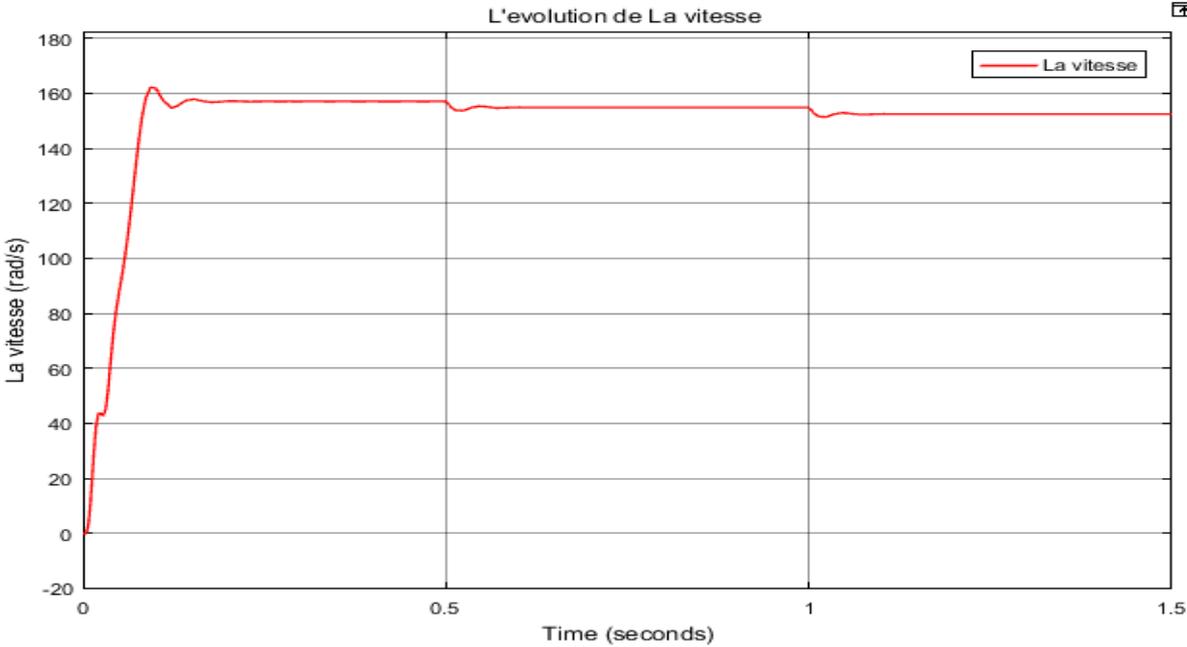


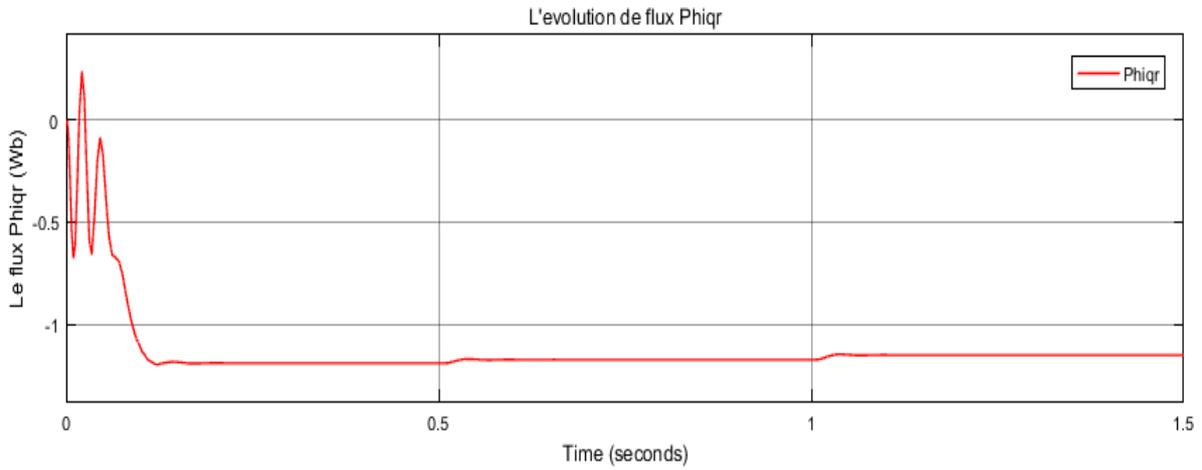
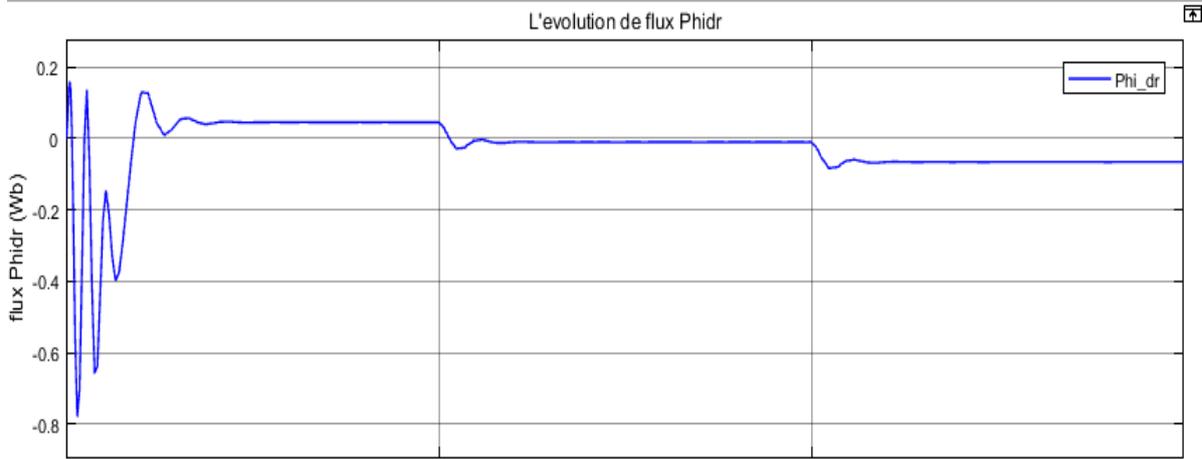
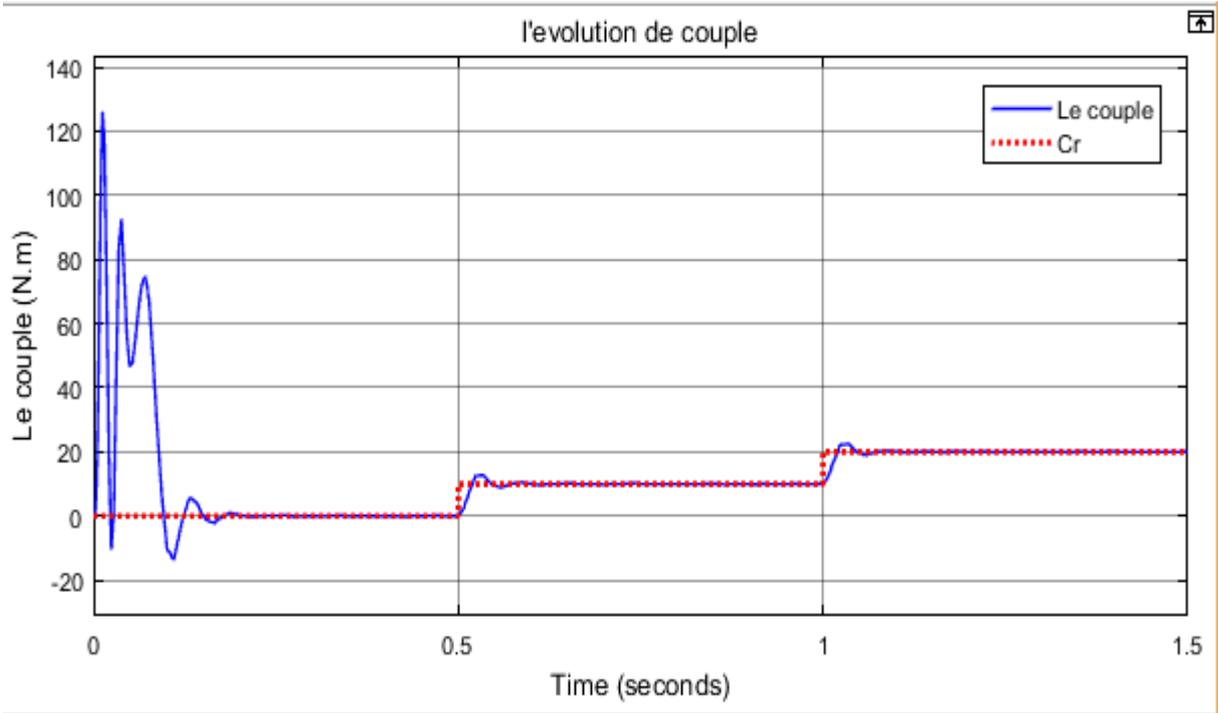
Figure 1.10: Représentation de la machine asynchrone alimenté par le réseau

Les figure ci-dessous présente l'évolution du couple, la vitesse, les flux rotorique et les courants de phase en fonction de temps sur 1.5s. le moteur est lancé à vide, a t=0.5s le moteur est coupler à une charge de 10 N.m, et a t=1s on applique un autre couple de charge de 20 N.m

Les paramètre du moteur utiliser sont dans l'annexe A



# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone



# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

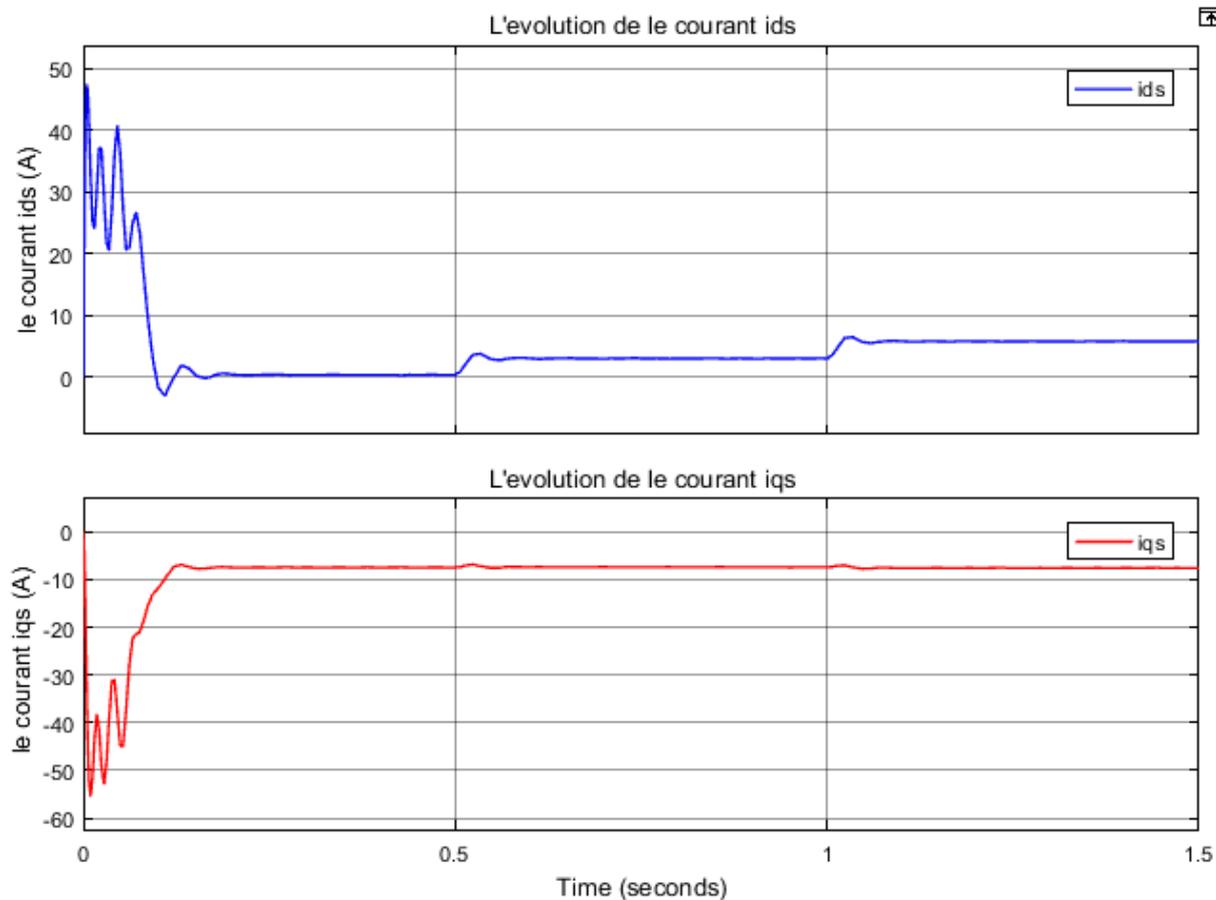


Figure 1.11: Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé à vide puis en charge a  $t=0.5\text{sec}$

Lors du démarrage, on constate des pics de courant importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

En régime transitoire, on remarque un croisement presque linéaire de la vitesse, avec une tendance à osciller à cause du coefficient d'amortissement dû aux faibles valeurs des flux.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 0.5s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très important. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant  $t=0.5\text{s}$  s'établit presque instantanément, avec un très fiable dépassement

# **Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone**

---

## **1.8. Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine, ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

# Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

## 2.1. Introduction :

Le moteur asynchrone est utilisé le plus souvent pour des entraînements à vitesse variable. Les variateurs de ces moteurs sont construits à base de convertisseurs de fréquence. Parmi ces convertisseurs de fréquence, l'onduleur autonome qui est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connections entre l'entrée et la sortie, et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre les quels il est monté, cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continu.
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.

Nous envisageons dans ce chapitre l'étude de l'onduleur de tension en mode commande

MLI (modulation de largeur d'impulsion), puis on l'associera avec la machine asynchrone.

# Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

## 2.2. Description de l'onduleur triphasé :

La figure 2.1 représente un onduleur de tension triphasé, il est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire, afin d'éviter un court-circuit de la source et d'assurer une continuité du courant de la charge [4]. Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable et une diode connectés en antiparallèle(DRL), les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source. Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée liée en étoile avec neutre isolé.

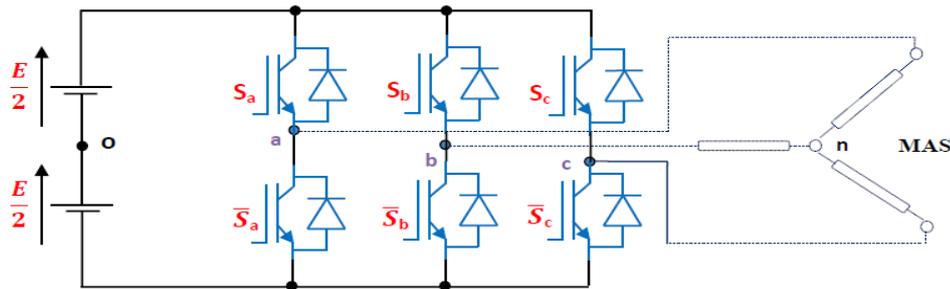


Figure 2.1 : l'onduleur de tension associé à la MAS

## 2.3. Modélisation de l'onduleur de tension [11]

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définis par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i (i = a, b, c)$  :

- $S_i = 1$  le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$  le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions  $V_{io}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  et en tenant compte du point fictif "o" représenté sur la figure (2.1)

$$V_{io} = E \left( S_i - \frac{1}{2} \right) \tag{2.1}$$

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

Soit 'n' le point neutre du coté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées :

$U_{ab}$ ,  $U_{ca}$ , et  $U_{bc}$  sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \end{cases} \quad (2.2)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ( $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ ), on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (2.3)$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.4)$$

En remplaçant (1.31) dans (1.30) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = +\frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (2.5)$$

L'utilisation de l'expression (2.1) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande

$$\begin{cases} V_{an} = +\frac{2}{3}S_aE - \frac{1}{3}S_bE - \frac{1}{3}S_cE \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}S_aE + \frac{2}{3}S_bE - \frac{1}{3}S_cE \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}S_aE - \frac{1}{3}S_bE + \frac{2}{3}S_cE \end{cases} \quad (2.6)$$

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Les tensions à la sortie de l'onduleur peuvent être représenté par un seul vecteur tension  $V_s$  donné par :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \left( V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.8)$$

En remplaçant les tensions simples par leurs expressions, on obtient :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \left( S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.9)$$

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des Variables  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ . donnant un élément de l'ensemble  $(S_a, S_b, S_c)$ . Vu que, pour l'onduleur à deux niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a au total 8 séquences de niveaux de phase différente. La figure (2.2) illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension, on peut constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes  $(0,0,0)$  et  $(1,1,1)$  donnant origine au même vecteur tension nul.

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans les figures (2.2), (2.3)

# Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

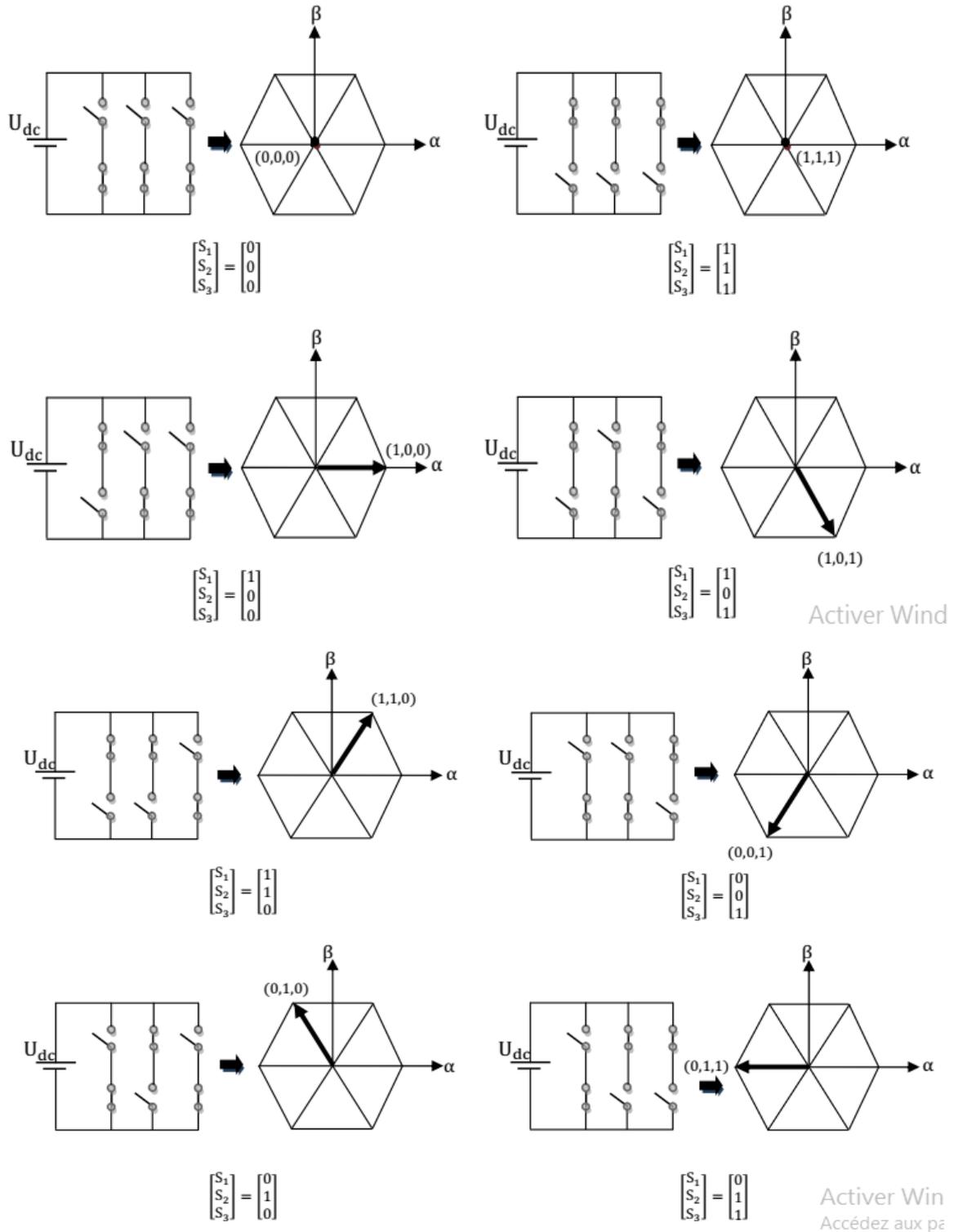


Figure (2.2) : Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

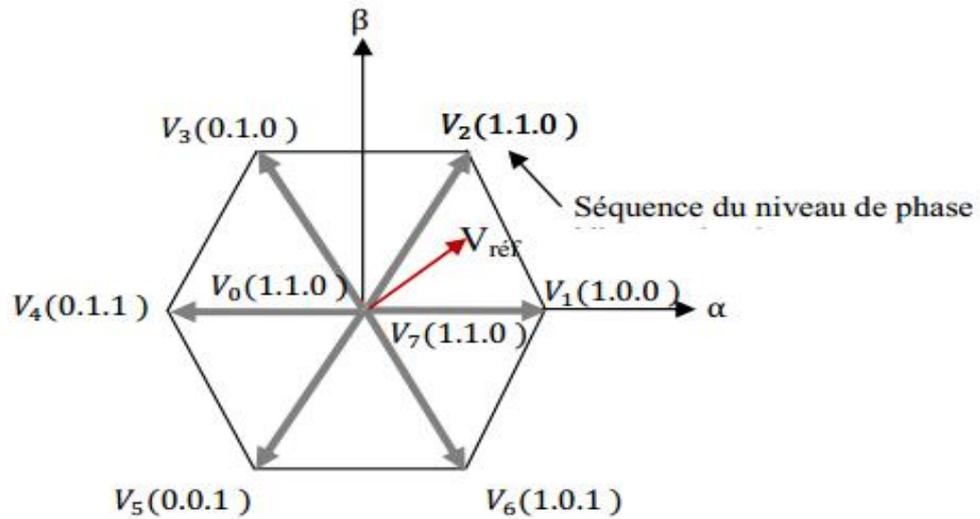


Figure (2.3): Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur à 2- niveaux

$S_a, S_b, S_c$	$V_{a0}$	$V_{b0}$	$V_{c0}$	$V_s$
0 0 0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$V_0 = 0$
0 0 1	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$V_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E$
1 1 0	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E e^{j\frac{\pi}{3}}$
0 1 0	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$V_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0 1 1	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$V_4 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E$
0 0 1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$V_5 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1 0 1	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$V_6 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1 1 1	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$V_7 = 0$

Tableau 2.1. Tableau de vérité pour un onduleur à deux niveaux.

# Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

## 2.4. Les techniques de commande de l'onduleur

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies de commande.

A fine de produire de tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension. Nous étudions les stratégies suivantes [22] :

- Commande par hystérésis
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- La modulation MLI vectorielle

### 2.4.1. Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis :

Les interrupteurs  $T_i, T_i'$  sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Ou le changement jusqu'à ce que  $\Delta i$  soit égale à  $h$ . le comparateur bascule où l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que  $\Delta i < h$  illustrée par la figure (2.4). les conditions de commutation sont définies en terme des états logiques  $S_i$  correspondants de la façon suivante :

$$S_i = -1 \text{ si } i_i \geq i_{ref} + \Delta i$$

$$S_i = 1 \text{ si } i_i \leq i_{ref} - \Delta i$$

$$S_i = S_{i-1} \text{ si } i_i = i_{ref}$$

Tel que :

$i_i (i = 1, 2, 3)$  : représente les courants des phases statoriques ( $i_a, i_b, i_c$ )

$i_{ref} (i = 1, 2, 3)$  : représente les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.

# Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

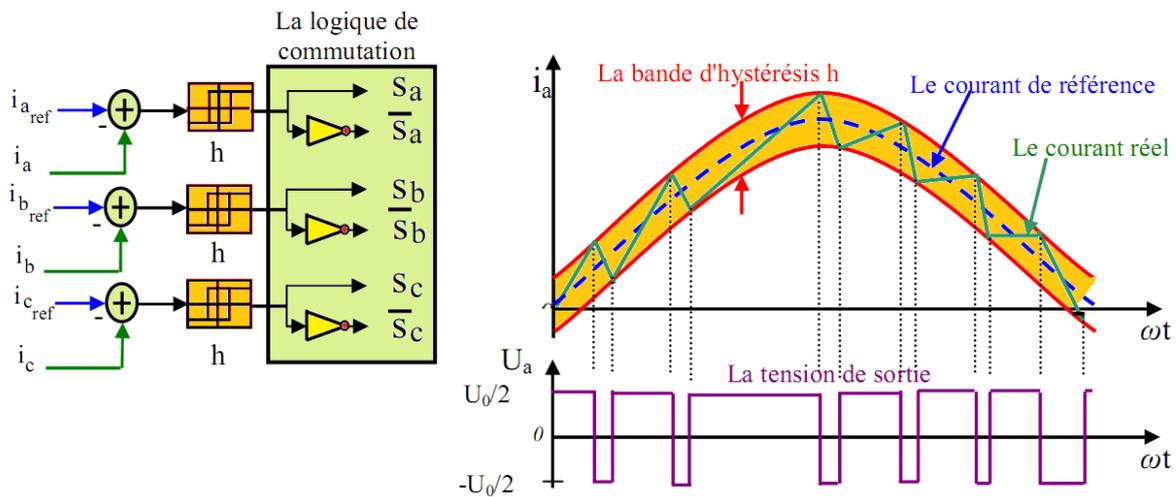


Figure. (2.4) : la bande de courant à hystérésis.

## 2.4.2. Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle (MLI)

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Avec :

$$\begin{cases} v_{as}^* = \sqrt{2}V_s^* \cos(\omega_s t) \\ v_{bs}^* = \sqrt{2}V_s^* \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs}^* = \sqrt{2}V_s^* \cos\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.10)$$

Et

$$\begin{cases} V_p = \frac{E}{2} \left( \frac{4}{T_m} t - 1 \right) & \text{si } t < 0.5T_m \\ V_p = \frac{E}{2} \left( -\frac{4}{T_m} t + 3 \right) & \text{si } t < T_m \end{cases} \quad (2.11)$$

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés de  $\frac{2\pi}{3}$  à la même fréquence  $f$ . comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires.

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

Cette MLI sert à remédier ces problèmes et elle a les avantages suivants :

- Control fin de l'amplitude de fondamentale de tension de sortie généralement sur la plus grande plage possible.
- Variation de la fréquence de la tension de sortie.

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence de modulation  $f_m$ .
- L'indice de modulation « m » qui est l'image du rapport de fréquence de la porteuse  $f_m$  sur la fréquence de référence  $f$ .
- Le taux de modulation (le coefficient de réglage) « r » qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence sur la valeur de crête de l'onde de modulation.

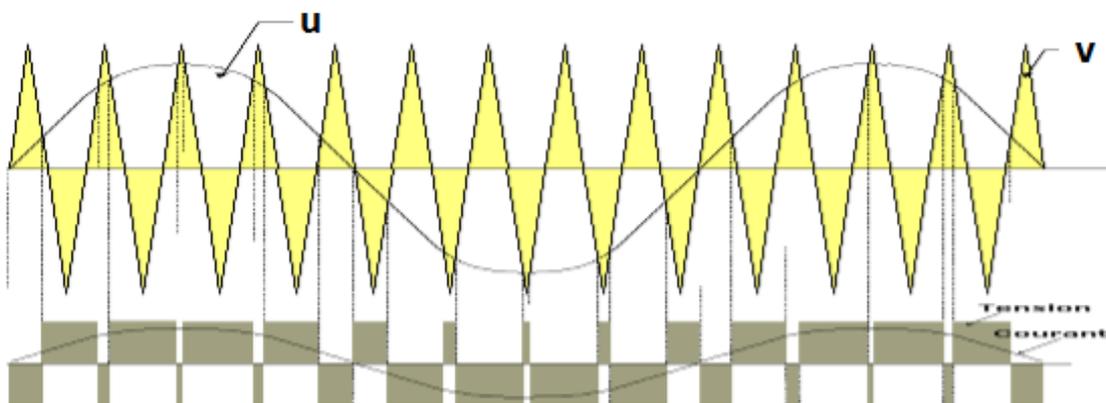


Figure 2.5 : principe de la MLI

### 2.4.3. La modulation MLI vectorielle

Le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter le vecteur  $V_s$  de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutations de l'onduleur. Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons  $T_i$  et  $T_{i+1}$  ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période  $T_s$  de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à  $T_s$ .

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

Un vecteur tension de référence  $V_{sref}$  est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T_s$  par un vecteur tension moyen  $V_{smoy}$  ; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls  $V_0, V_7$ .

Les huit vecteurs de tension obtenus par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans plan le  $(\alpha, \beta)$  par la figure (2.1).

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

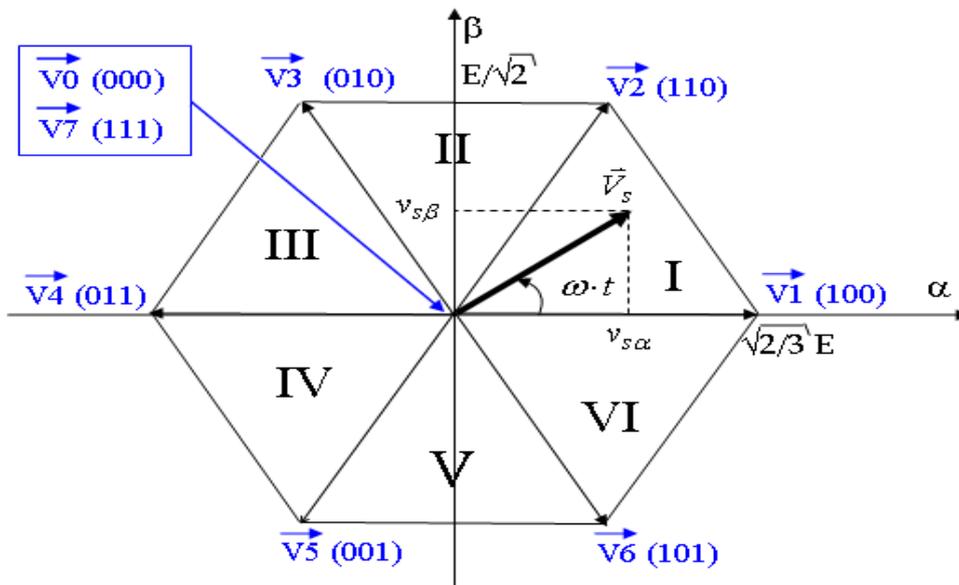


Figure (2.6) : Représentation de vecteur de tension dans le repère  $(\alpha, \beta)$

La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence  $V_{sref}$  désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant  $V_\alpha$  et  $V_\beta$ .

Le tableau(2.2) indique pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions  $(V_a, V_b, V_c)$ , la valeur de leurs composantes de Concordia  $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$  ainsi que le vecteur tension de référence  $V_s$  représentatifs de ces états.

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_a$	$V_b$	$V_c$	$V_\alpha$	$V_\beta$	$V_s$
0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$V_0$
1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	$V_1$
1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$V_2$
0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$V_3$
0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	$V_4$
0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$V_5$
1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$V_6$
1	1	1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$V_7$

Tableau (2.2) : Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs.

### 2.5. Résultats de simulation :

La simulation de l'onduleur à MLI vectorielle est effectuée en utilisant le logiciel Matlab/Simulink 2016 . Les figures suivantes représentées les tensions de la sortie de l'onduleur à deux niveaux,

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

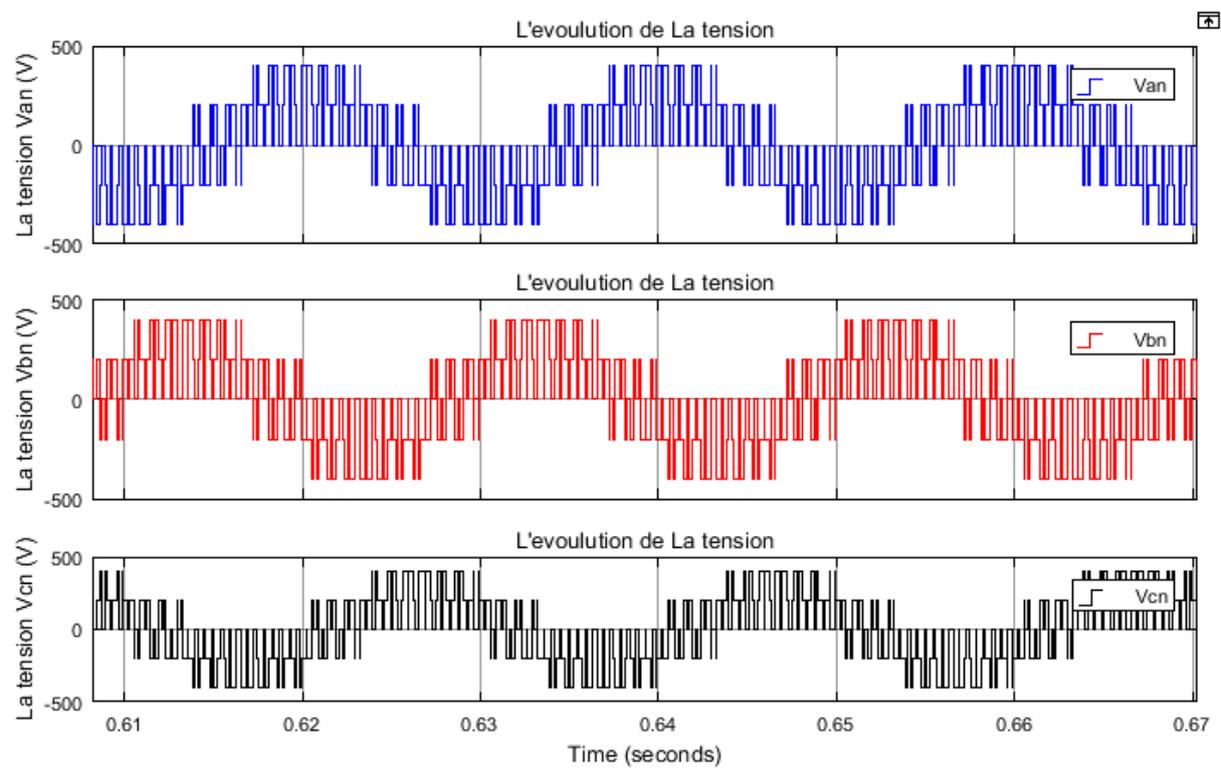


Figure (2.7) : Représentées les tensions de la sortie de l'onduleur à deux niveaux,

Voilà la figure ci-dessous représenté la simulation de la machine asynchrone avec onduleur

### simulink de la machine asynchrone avec l'onduleur

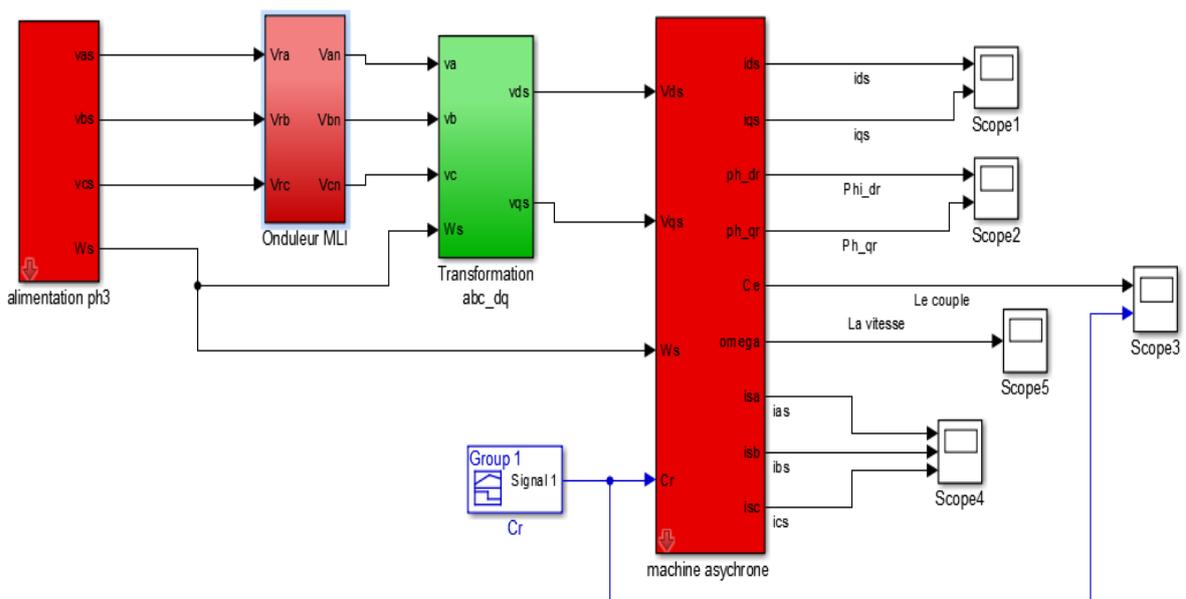
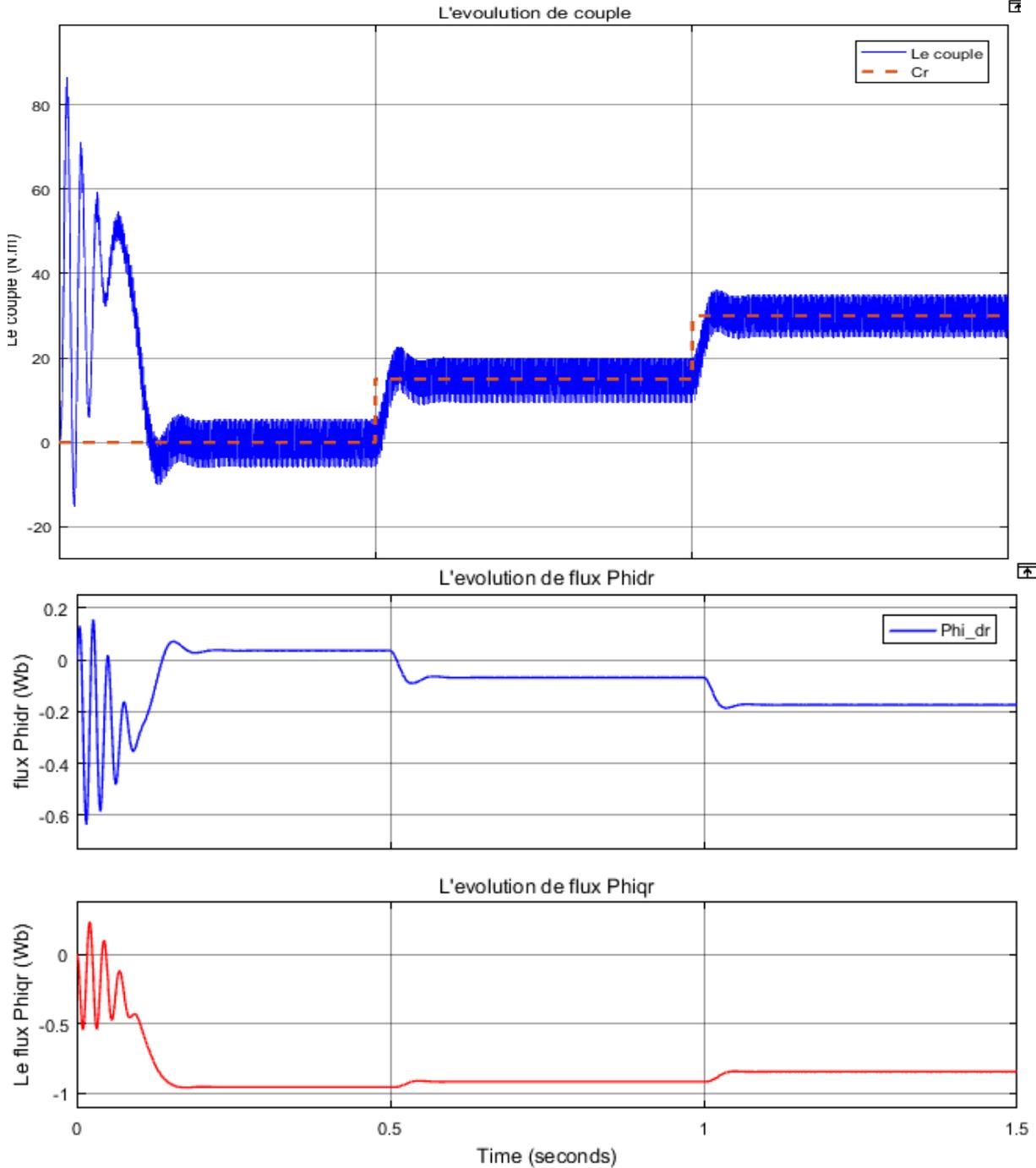


Figure (2.8) : Représenté la simulation de la machine asynchrone avec onduleur

# Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

Les figure ci-dessous présente l'évolution du couple, la vitesse, les flux rotorique et les courants de phase en fonction de temps sur 1.5s. le moteur est lancé à vide, a t=0.5s, le moteur est coupler à une charge de 15 N.m, et a t=1s on applique un autre couple de charge de 30 N.m

Les paramètre du moteur utiliser sont dans l'annexe A.



# Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

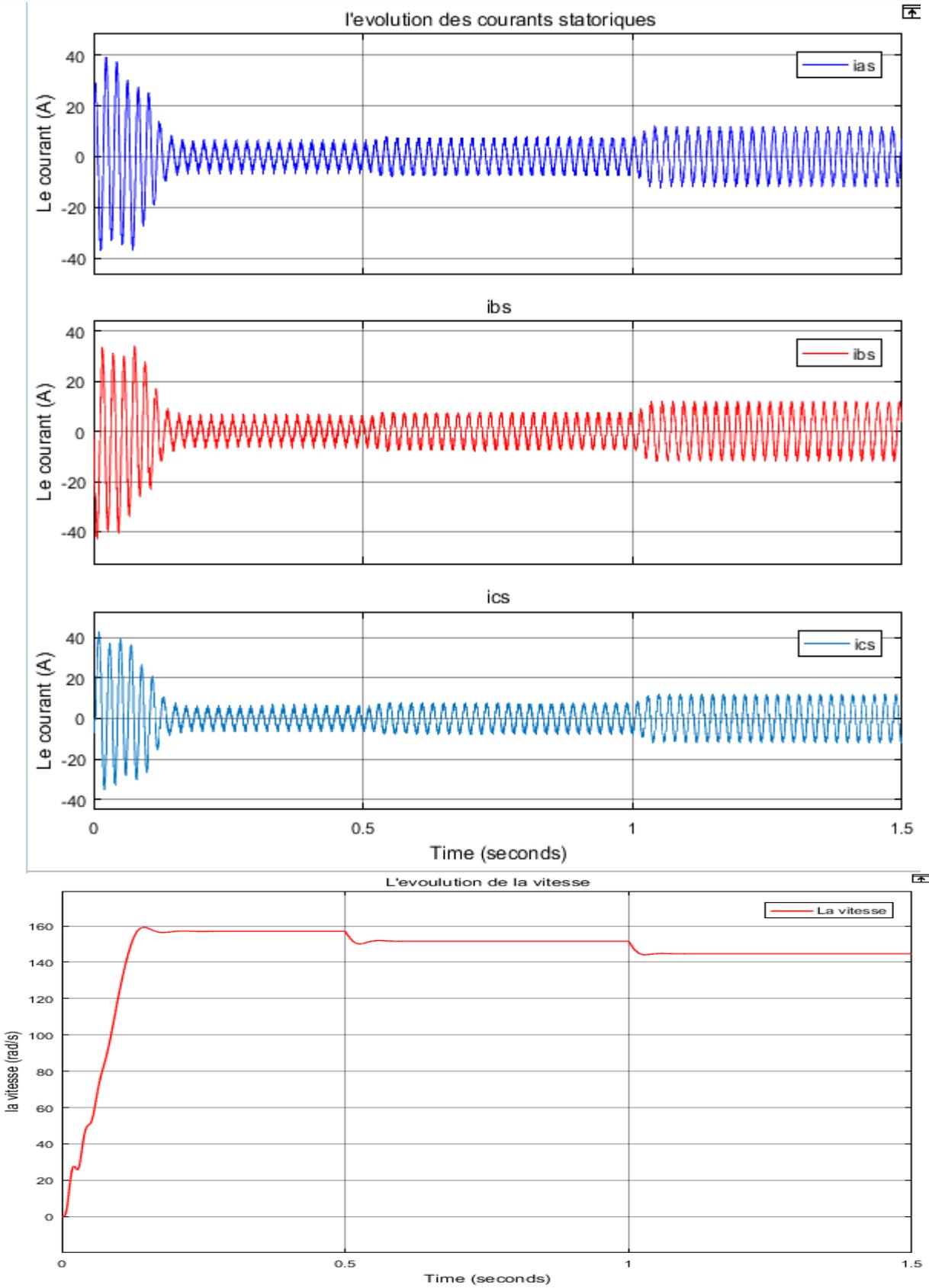


Figure (2.9) : Démarrage directe du Mas par MLI vectorielle (Couple, vitesse, courant, flux).

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

### 2.5.1 Interprétations des résultats

Les courbes de la Figure (2.9) représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide ( $Cr_1=15$  N.m,  $Cr_2=30$  N.m) de la machine associée à un onduleur de tension.

La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre une différence dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations.

En remarque que, l'évolution de la vitesse est casée parfaite et le courant présente des pics aussi dans le régime transitoire, puis il se stabilise au régime permanent avant l'introduction de la charge.

### 2.6. les différentes techniques de commande de la machine asynchrone

les différentes techniques de commande permettant de faire varier la vitesse des machines asynchrones à cage.

De part sa structure, la machine à cage d'écurieuil possède un défaut important par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple. Il est donc logique de dire que toute commande de ce moteur ne peut se faire qu'à travers la variation des paramètres de l'onde tension (alimentation en tension) ou de l'onde courant (alimentation en courant).

Ces variateurs peuvent être divisés en deux groupes : [9]

- Variateurs de vitesse à fréquence constante
- Variateurs de vitesse à fréquence variable

Le contrôle de la vitesse à fréquence statorique constante est obtenu par la variation de l'amplitude de la tension d'alimentation (ou du courant).

Les variateurs de vitesse à fréquence variable sont divisés en trois groupes :

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

- Le contrôle scalaire qui consiste à varier l'amplitude de la tension ou du courant et la fréquence statorique dans un rapport constant.
- Le contrôle vectoriel, plus complexe à réaliser que le précédent, nous donne des performances élevées à la machine asynchrone. Cette technique est basé sur le contrôle soit des deux composantes de la tension (ou du courant) liée à un repère tournant, soit le sur le contrôle de l'amplitude de la tension et l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique.
- Le contrôle direct du couple et du flux (DTC) qui sera présenté dans le chapitre qui suit.

Les commandes scalaires, vectorielles et directes de couple. Nous présentons également les régulateurs classiques ainsi que les régulateurs flous.

### 2.7. Variation de la tension statorique :

L'équation (1.30) nous donne les caractéristiques couple/vitesse de la machine asynchrone.

La figure suivante représente les caractéristiques électromécaniques d'une machine asynchrone pour trois valeurs de la tension.

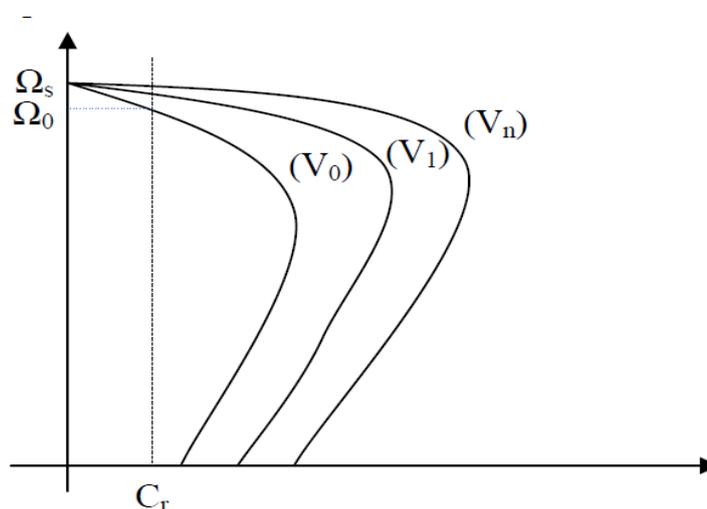


Figure (2.10) Caractéristique couple/vitesse pour différentes tensions d'alimentations.

La figure (2.10) montre qu'une diminution de la tension à couple résistant constant provoque une diminution de la vitesse, mais aussi une diminution du couple maximal.

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

Cette technique présente beaucoup d'inconvénients : [1]

- Limitation de la plage de réglage.
- Diminution du flux et augmentation du courant statorique, ce qui provoque une augmentation des pertes Joules.
- Diminution de la tenue en couple, ce qui nécessite un surdimensionnement de la machine.
- Les caractéristiques ne sont pas parallèles, ce qui est néfaste pour le réglage de la machine.
- Rendement faible.

De plus, la variation de la tension est généralement obtenue par un gradateur générant beaucoup d'harmoniques sur le réseau et sur la machine. Cela pose de gros problème de compatibilité électromagnétique.

### 2.8. Les différents types de commandes :

#### 2.8.1 Commande scalaire :

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On considère deux types de commande scalaires sont proposés dans la littérature et dépendent surtout du type d'alimentation (onduleur de tension ou de courant).

##### a) Contrôle scalaire de la tension :

Son principe est de maintenir  $V/f = \text{constant}$ . Cela revient à garder le flux constant.

Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit

$$C_{max} = \frac{3P}{2N_r} \left( \frac{V_s}{W_s} \right)^2 \quad (2.13)$$

.  $V$  : tension d'alimentation.

$f$  : Fréquence.

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

### b) Contrôle scalaire de courant :

Dans cette commande la machine est alimenté par on onduleur de courant. Les courants dans les phases de la machine sont imposés par régulation à l'aide d'un pont redresseur contrôlé.

### 2.8.2 Commande vectorielle :

Le contrôle par orientation de flux appelé aussi commande vectorielle est une technique classique pour le contrôle de la machine asynchrone. Elle est introduite par Blaschke en 1971 [10]. Elle consiste à faire le contrôle de telle façon à orienter le flux suivant l'axe d. comme l'illustre la figure 2.11 Ainsi nous pouvons agir séparément sur le flux et sur le couple électromagnétique.

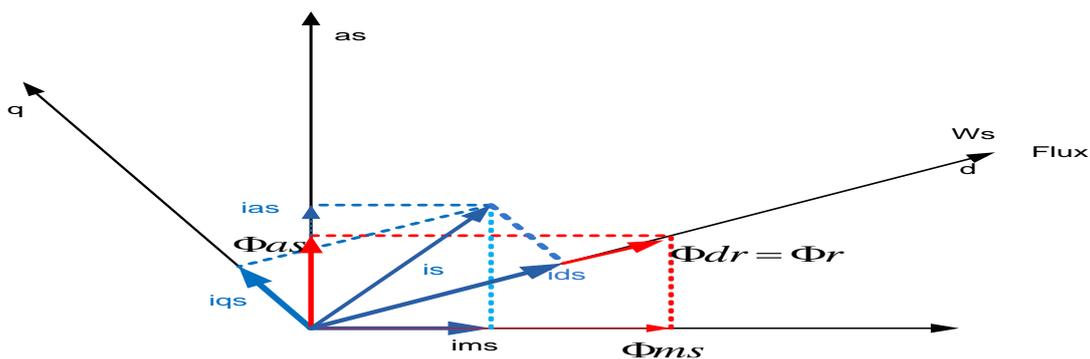


Figure (2.11) : Principe de la commande vectorielle.

#### 2.8.2.1 Etude des méthodes directe et indirecte du contrôle à flux rotorique orienté :

Etudions et comparons à présent les deux principales méthodes d'établissement de la commande à flux rotorique orienté : la méthode à contrôle direct (DFOC) et la méthode à contrôle indirect (IFOC).

##### a) Commande vectoriel directe(DFOC) :

Cette commande permet la régulation directe du flux par une boucle de contre-réaction nécessitant une mesure ou une estimation de celui-ci. [11] La figure 2.12 illustre le schéma de la commande vectorielle directe

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

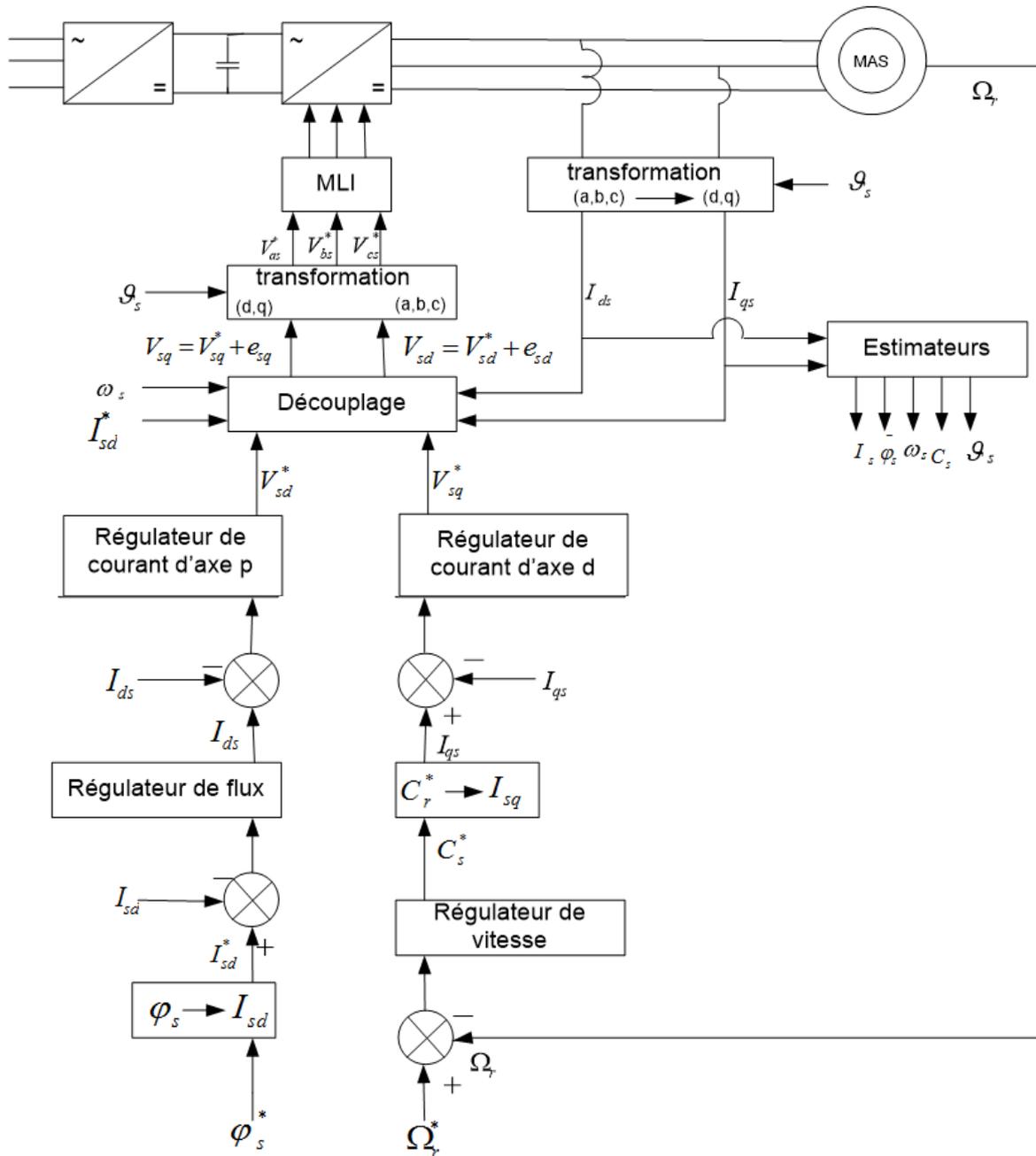


Figure (2.12) : Commande vectorielle directe d'une machine asynchrone.

# Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

## b) Commande vectoriel indirecte(IFOC) :

Seule la vitesse est mesurée dans ce type de commande, il est possible de faire sa régulation par contre réaction ; Le flux ne peut être directement et son contrôle se fait par contre réaction [11]. La figure 2.13 illustre le schéma de la commande vectorielle indirecte.

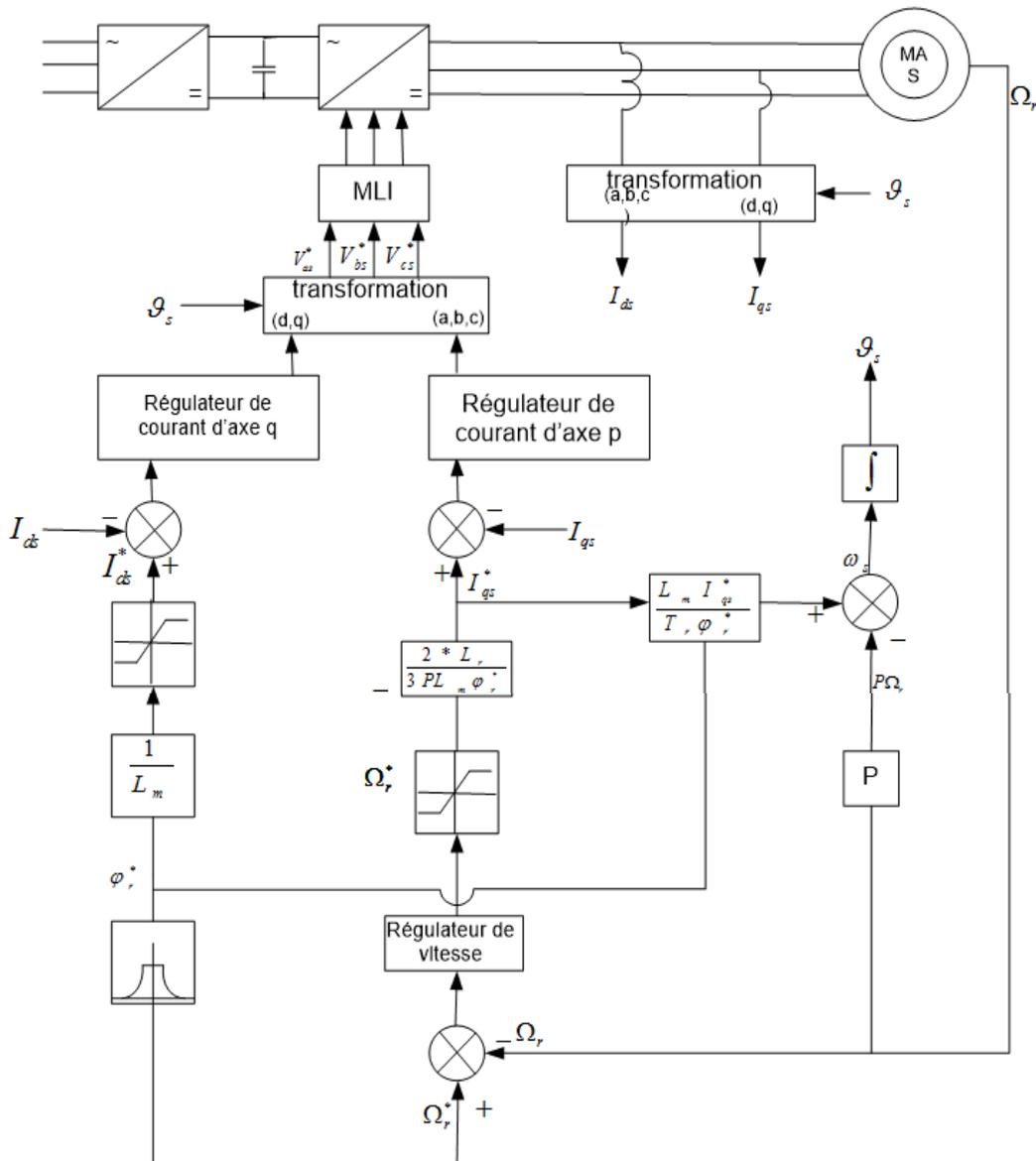


Figure (2.13) : Commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone.

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

### 2.8.3 Résumé des stratégies des différents types de commandes [15] :

**Commande scalaire (Scalaire control) :** c'est l'une des premières commandes pour les MAS,

- Ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase.
- N'est valable qu'en régime permanent.
- ⊗ Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes.
- ⊗ Reste inadaptée lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine.

**Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control) :** Introduite par Blaschke en 1972

○ Consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui du MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple. Cependant elle :

- ⊗ Nécessite la mise en place d'1 capteur mécanique sur l'arbre de la MAS
- ⊗ Reste sensible vis-à-vis les variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.

**Tableau. (2.3)** Résumé des stratégies des différents types de commandes.

## 2.9. Les différents types de régulateur :

### 2.9.1 Régulateur standard :

Le régulateur p (proportionnel) est un régulateur de base. les régulateur I (intégral) ou D (dérivé) seuls, sont moins appropriés en pratique. Des combinaisons de régulateurs P, D et I telles que les versions PI, IP, PD ou PID se sont avérées les plus adaptées [16].

#### a) Régulateur P :

Loi de commande du régulateur P :

$$u(t) = K_p \cdot e(t)$$

Fonction de transfert du régulateur P :

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p$$

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

Schéma fonctionnel du régulateur P :

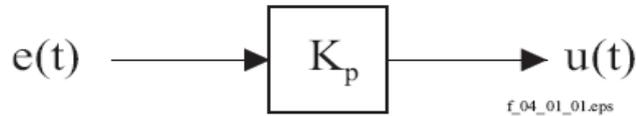


Figure (2.14) : Schéma fonctionnel de régulateur P.

### b) Régulateur PI :

Le régulateur PI (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I.

Loi de commande du régulateur PI :

$$U(t) = K_p \cdot \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^\infty e(\tau) \cdot d\tau \right)$$

Fonction de transfert :

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \frac{1 + s \cdot T_i}{s \cdot T_i}$$

Schéma fonctionnel :

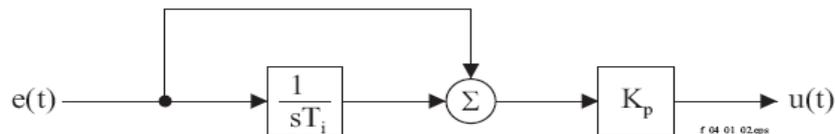


Figure (2.15) : Schéma fonctionnel de régulateur PI.

### c) Régulateur PD :

Le régulateur PD (action proportionnelle-Dérivée) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur D.

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

Loi de commande :

$$U(t) = K_p \cdot \left( e(t) + T_d \cdot \frac{de}{dt} \right)$$

Fonction de transfert :

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot (1 + s \cdot T_d)$$

Schéma fonctionnel :

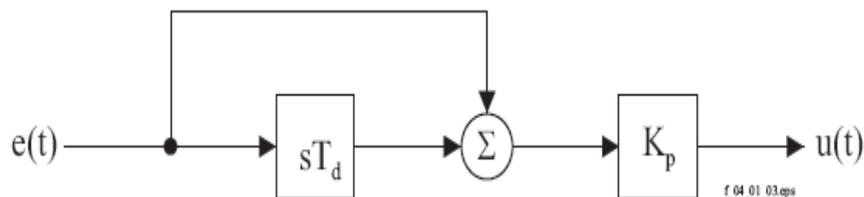


Figure (2.16) : Schéma fonctionnel de régulateur PD.

### d) Régulateur PID :

Le régulateur PID se base sur le régulateur PI auquel on ajoute une composante dérivée.

Loi de commande :

$$G_c(s) = K_p \cdot \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^\infty e(\tau) \cdot d(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right)$$

Fonction de transfert :

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \frac{1 + S \cdot T_i + S^2 \cdot T_i \cdot T_d}{S \cdot T_i}$$

## Chapitre 2 : Modélisation et différents types de commandes de L'onduleur à 2 niveaux

---

Schéma fonctionnel :

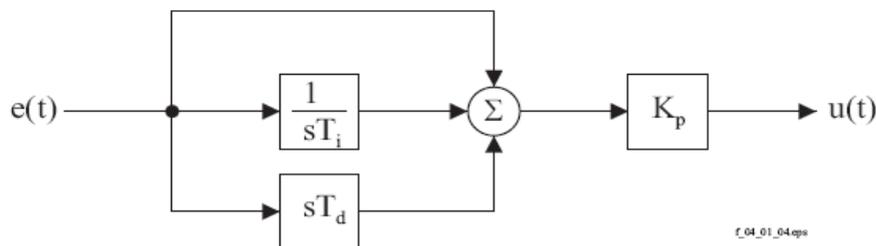


Figure (2.17) : Schéma fonctionnel de régulateur PID.

### 2.10 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté dans un premier lieu la structure de l'onduleur NPC à deux niveaux, on a développé son modèle d'état à partir des hypothèses de commande que nous avons imposé au début.

En second lieu, nous avons présenté un aperçu sur les commandes de tension à MLI utilisées pour le contrôle de la tension à la sortie de l'onduleur. Et nous avons présenté aussi deux techniques de commande scalaire et vectorielle, Et nous avons donné également les différents régulateurs classiques.

Les techniques MLI permettent la reconstitution des tensions désirées, en amplitude et en fréquence à la sortie de l'onduleur. Cependant cette technique est imparfaite car elles présentent des harmoniques générés par cette onde MLI, entraînant des pertes considérables.

L'alimentation par un convertisseur statique engendre l'existence d'harmoniques dans l'onde de courant. Ainsi le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations. Cependant ces dernières ne gênent pas

Le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence.

Dans le chapitre suivant, nous exploitons le modèle de la machine asynchrone qui a été élaboré dans le premier chapitre et le modèle établi précédemment, pour étudier la commande de la MAS en utilisant la technique du contrôle direct du couple DTC.

## **Chapitre 3 :           Contrôle direct du couple de la MAS**

---

### **3.1 Introduction :**

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI [20,21]. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des Courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [21, 22,23].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [22]. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus.

# Chapitre 3 :           Contrôle direct du couple de la MAS

---

## 3.2 Principe de la commande directe du couple :

L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique [14].

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [24]:

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

## 3.3 Contrôle de flux et de couple

### 3.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique

La règle d'évolution du module du flux statorique est déterminée à partir de l'équation différentielle du flux statorique exprimée dans un repère fixe ( $\alpha, \beta$ ) [25].

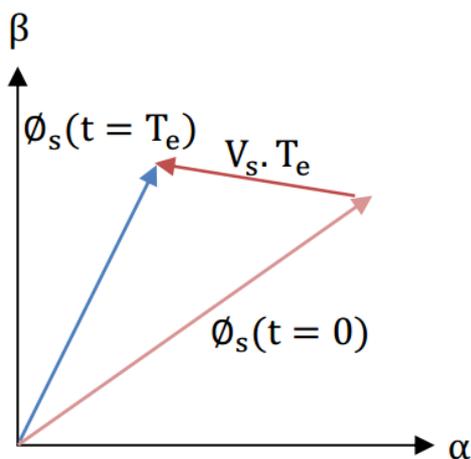
$$\frac{d\phi_s}{dt} = v_s - R_s i_s \quad (3.1)$$

## Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

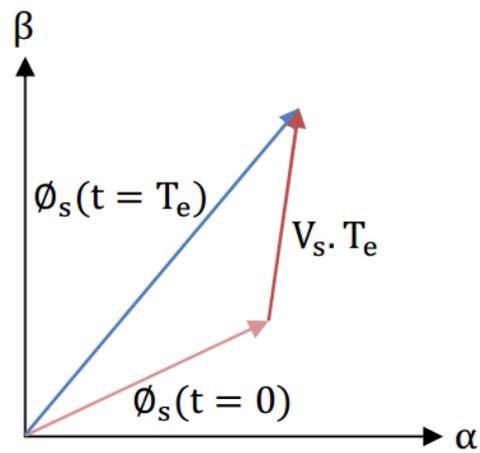
Sur l'intervalle  $[0, T_e]$ , si pour simplifier on considère le terme  $R_s \cdot i_s$  Comme négligeable (ce qui se vérifie à vitesse de rotation suffisamment élevée), on aura l'équation (3.2) [26] :

$$\phi_s(T_e) = \phi_s(0) + v_s \cdot T_e \Rightarrow v_s \cdot T_e \approx \Delta\phi_s \quad (3.2)$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine figure (3.1) [27]



**Figure (3.1) :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.



**Figure (3.2) :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (figure (3-1) et (3-2)). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période

d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence

## Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

Constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (3-3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence.

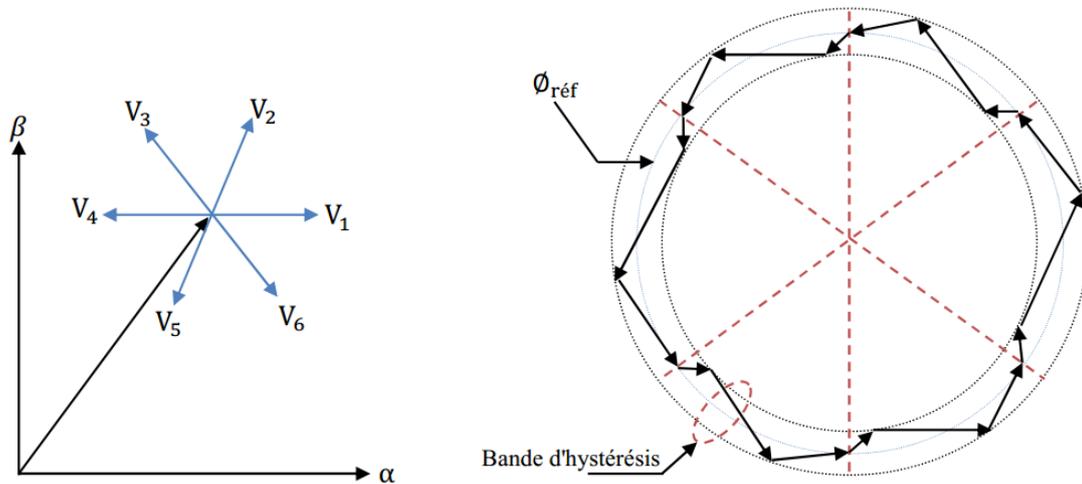


Figure (3.3) : Trajectoire du flux statorique

### 3.3.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [27] :

$$C_{em} = K I_m [\phi_s \cdot \phi_r^*] \quad (3.3)$$

$K$  est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$$K = P \cdot \frac{L_{sr}}{\sigma L_s \cdot L_r} \quad (3.4)$$

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

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \phi_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \phi_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (3.5)$$

## Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

Où  $\phi_s$  et  $\phi_r$  sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant  $t = 0$ .

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leurs expressions dans celle du couple électromagnétique. Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence  $\phi_{sref}$ , on obtient :

$$C_{em} = K \phi_{ref} \cdot \phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (3.6)$$

Avec :

$$\gamma_0 = \phi_{s0} - \phi_{r0} \quad (3.7)$$

Lors de l'application d'un vecteur tension "actif" on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon :

$$\phi_s = \phi_{ref} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (3.8)$$

Où :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \quad (3.9)$$

Et  $t$  désigne l'instant qui suit l'instant d'application du vecteur tension non nul. De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\phi_r = (\phi_{r0} + \Delta\phi_{r0}) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (3.10)$$

Avec :

$$\Delta\theta_r = \Delta\theta_r - \Delta\gamma \quad (3.11)$$

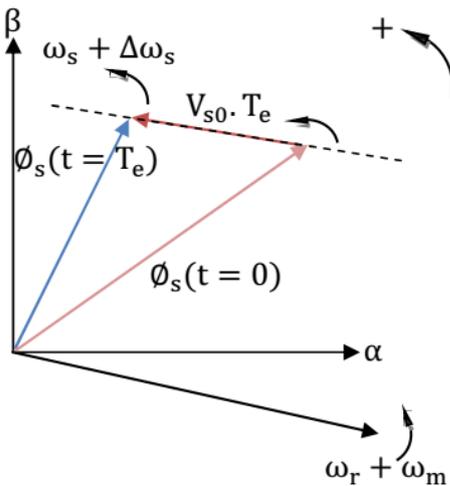
Or si on considère que l'évolution du flux rotorique est très lente par rapport à celle du flux statorique, on peut dire qu'immédiatement après l'application du vecteur de tension active,  $\Delta\phi_r$  et  $\Delta\theta_r$  sont encore nuls, et donc :

$$\Delta\gamma = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \quad (3.12)$$

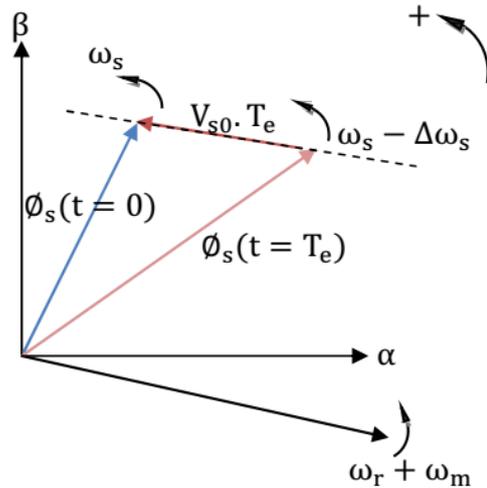
# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique.

Sur la figure (3-4) et (3-5), on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application des deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des Sens de rotation contraires. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.



**Figure (3.4) :** Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation.  
 $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$



**Figure (3.5) :** Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation.  
 $\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$

### 3.3.3 Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nul

Quand le terme résistif peut être négligé, c'est-à-dire pour les fonctionnements à vitesse élevée, l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi, l'angle  $\gamma$  qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement figure (3.6) [27].

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

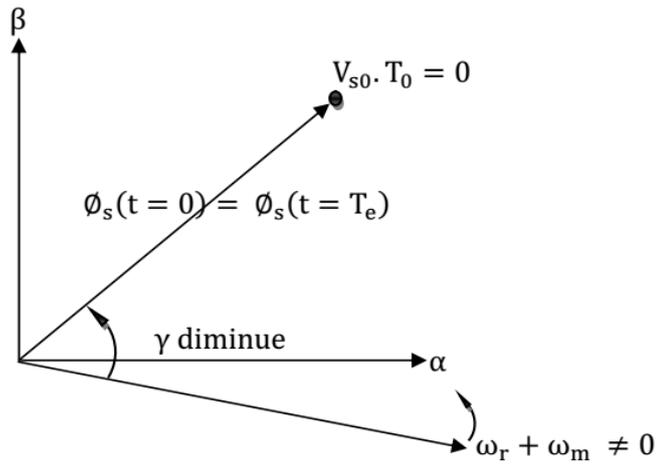


Figure (3.6) : Application d'un vecteur nul, le terme résistif est Négligeable.

## 3.4 Application de la DTC à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux :

Le schéma de contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux est représenté sur la figure (3.7).

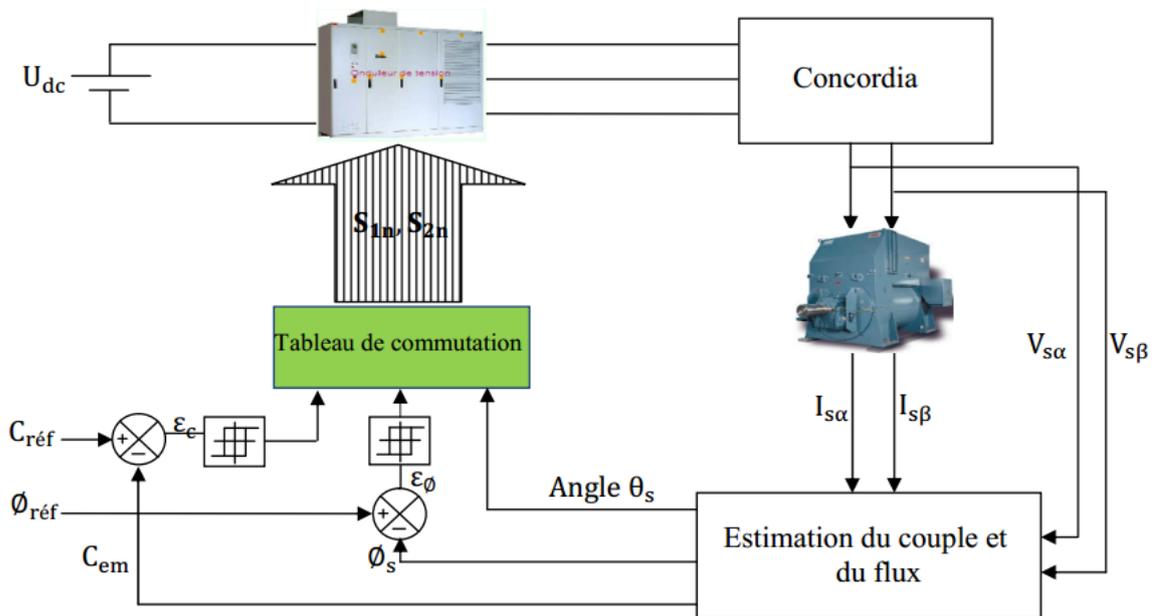


Figure (3.7) : schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

## 3.4.1 Sélection du vecteur tension $V_s$ :

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [28,29,30]. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [20,31].

Le choix du vecteur tension  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux Statorique  $\phi_s$ , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution  $\phi_s$  de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [24].

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ( $i= 1,2, \dots ,6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

Si  $V_{i+1}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si  $V_{i+2}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si  $V_{i-1}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si  $V_{i-2}$  est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative [32].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (3-8).

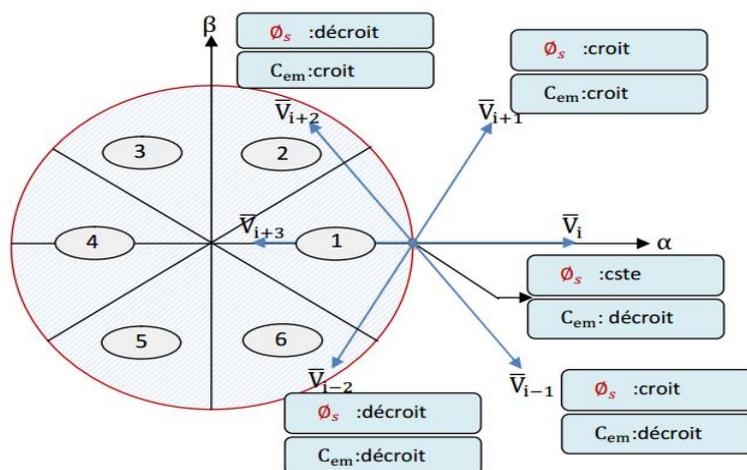


Figure (3.8) : Choix du vecteur tension

## Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ .

Au début de la zone  $i$ , les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  sont perpendiculaires  $\phi_s$ , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversée. Tandis qu'aux vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$ , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\phi_s$  au début de la zone  $i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [33]. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de  $\phi_s$ , dans la zone.

### 3.4.2 Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [26,33]:

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (3.13)$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (3.14)$$

Les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des vecteurs courants statoriques  $I_\alpha$  et  $I_\beta$  sont obtenues par l'application de la transformation de **Concordia** aux courants mesurés [20]

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_\beta \quad (3.15)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (3.16)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (3.17)$$

## Chapitre 3 :                   Contrôle direct du couple de la MAS

---

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux  $\Phi_s$  est déterminée à partir des composantes  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$

L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\overline{\Phi}_s$  est égale :

$$\text{tn}g(\alpha_s) = \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (3.18)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable.

### 3.4.3 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.19)$$

A partir de cette équation, l'estimateur de couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$  et les courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$ .

## 3.5 Elaboration des contrôleurs

### 3.5.1 Contrôleur de flux à deux niveaux

Le but de contrôleur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux  $\overline{\Phi}_s$  dans un maillon circulaire [20], comme le montre la figure (3.9), la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\Phi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $cflx=1$ ) ou diminuée ( $cflx=0$ ). Ce comparateur permet de respecter :

$$|\Phi_{sref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s$$

Avec  $\Phi_{sref}$  la consigne de flux et  $\Delta\Phi_s$  l'écart d'hystérésis du contrôleur.

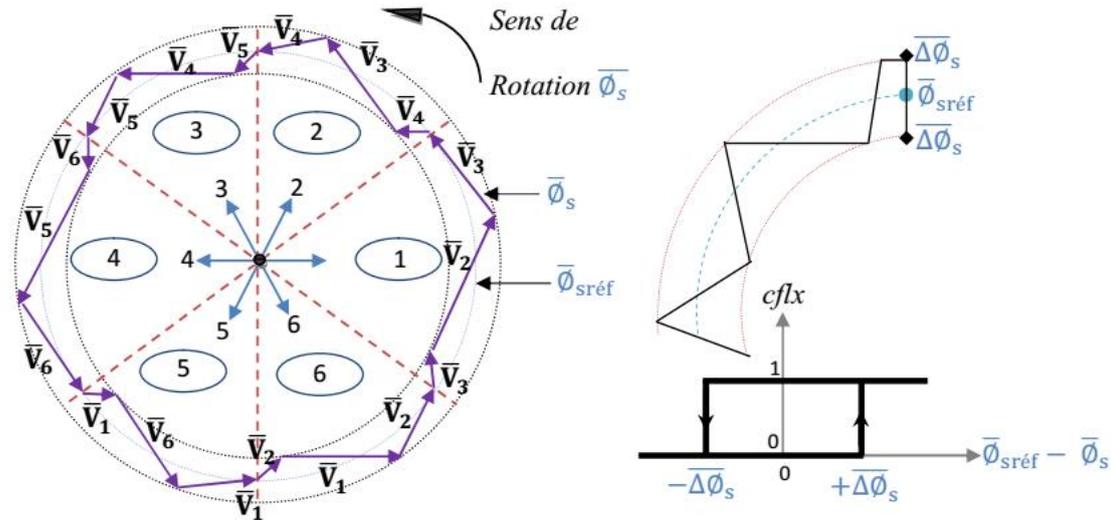


Figure (3-9) Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.

### 3.5.2 Contrôleur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\Phi_s$  n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+1}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\Phi_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [34].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [7].

### 3.5.3 Correcteur du couple à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne  $ccpl$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $ccpl = 1$  pour une consigne positive et  $ccpl = -1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $ccpl = 0$ ). La figure (3.10) montre l'état de sortie booléenne  $ccpl$  du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique  $C_{em}$  par rapport au signe du couple de référence  $C_{ref}$ .

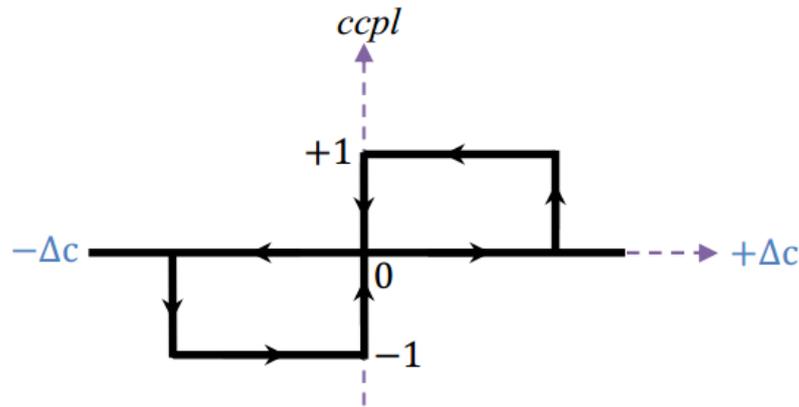


Figure (3.10) : correcteur du couple à trois niveaux.

Le correcteur du couple à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

### 3.6 Elaboration des tables de commande :

D'Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple [35].

En considérant le vecteur flux  $\Phi_s$  dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs  $V_i$ ,  $V_{i-1}$  et  $V_{i+1}$  peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de  $\Phi_s$  peut être obtenue par la sélection des vecteurs  $V_{i+2}$ ,  $V_{i-2}$  et  $V_{i+3}$  le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique  $R_s \cdot i_s$

Le tableau (3.01) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple

	Augmentation	Diminution
$\Phi_s$	$V_i, V_{i-1}$ et $V_{i+1}$	$V_{i+2}, V_{i-2}$ et $V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

Tableau (3.01) : Table de commutation généralisée.

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

## 3.6.1 Table de commande du flux

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [35]

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$\Phi_s \uparrow$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\Phi_s \downarrow$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$

Tableau (3.02) : Table de commande du flux

## 3.6.2 Table de commande du couple

Le tableau de commande du couple montre les séquences des vecteurs tension actifs à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple.

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$C_{em} \uparrow$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$C_{em} \downarrow$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

Tableau (3.03) : Table de commande du couple

## 3.6.3 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple à deux niveaux

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

### a) Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment.

## Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

N		N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
Cflx	ccpl						
0	0	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
1	0	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
1	0	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$

**Tableau (3.04) :** Table de commutation avec les vecteurs tension actifs.

### b) Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension Nuls

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radiale l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux  $\Phi_s$  dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul. De l'autre côté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension  $R_s \cdot i_s$

N		N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
Cflx	ccpl						
0	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
1	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
1	0	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$

**Tableau (3.05) :** Table de commutation avec les vecteurs tension nuls.

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

## 3.6.4 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple à trois niveaux

### a) Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

Comme on a déjà vu précédemment le correcteur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La variation de l'erreur du couple est représentée dans la figure (3.13).

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
Cflx=0	ccpl=1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	ccpl=0	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$
	ccpl=-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
Cflx=1	ccpl=1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	ccpl=0	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
	ccpl=-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$

**Tableau (3.06) :** Stratégie de contrôle avec correcteur du couple à trois niveaux avec les vecteurs tension actifs.

### b) Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension Nuls

Le tableau (3.07) représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants.

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
Cflx=0	ccpl=1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	ccpl=0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	ccpl=-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
Cflx=1	ccpl=1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	ccpl=0	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
	ccpl=-1	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$

**Tableau (3.07) :** Stratégie de contrôle avec correcteur du couple à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls.

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

## 3.7 Résultats de la simulation et interprétations

La simulation de la commande DTC est effectuée en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. La figure suivante représentée le schéma global de la commande DTC,

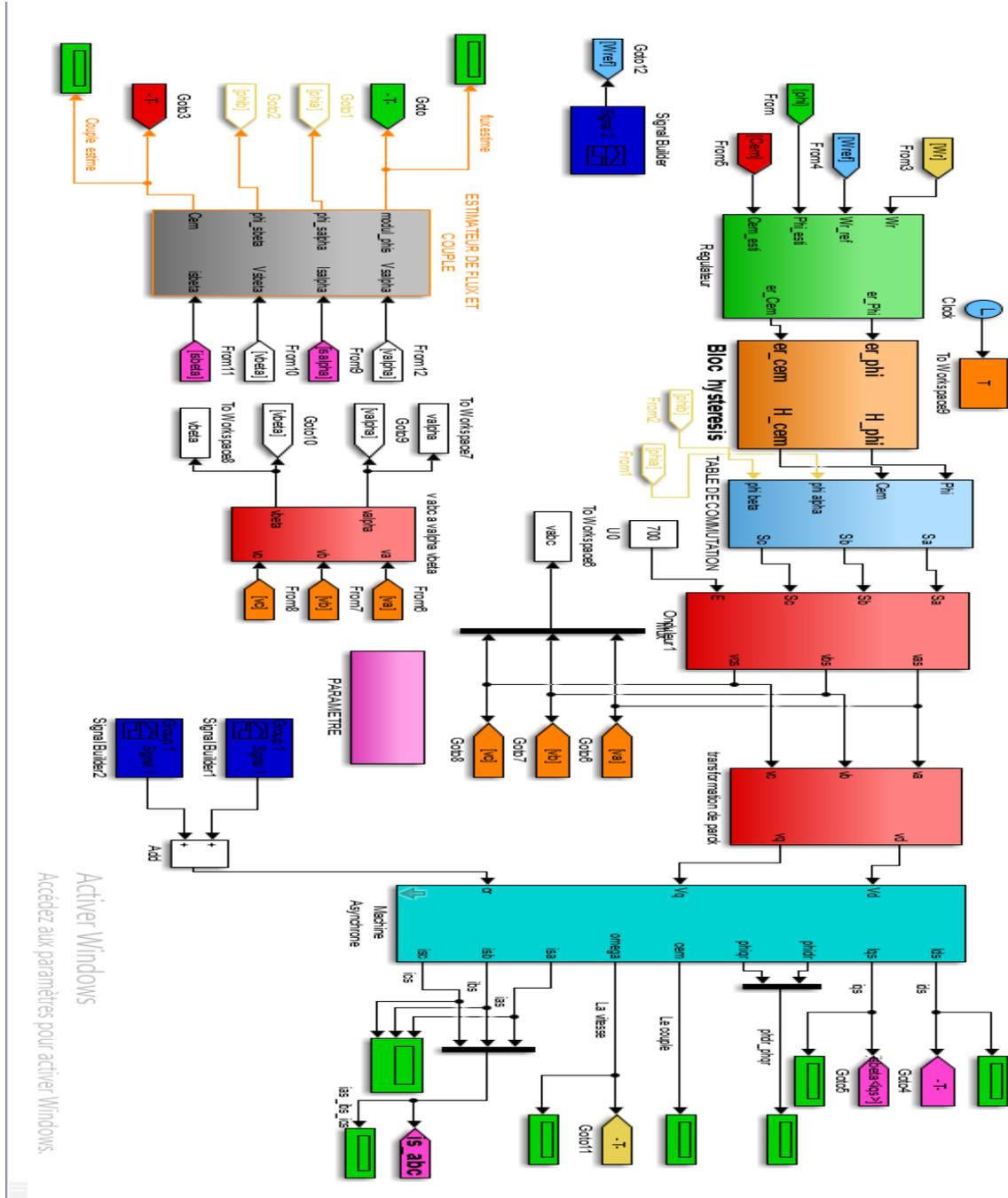


Figure (3.11) : Schéma global de la commande DTC

## Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

Ce dernier contient plusieurs blocs sont :

- Le bloc de MAS et onduleur
- Bloc de table de commutation et secteur
- Bloc d'hystérésis
- Bloc estimateur de flux et couple
- Bloc de commande du régulateur

### 3.7.1 Simulation de la commande DTC sans régulateur de vitesse et avec correcteur de couple deux niveau

Sur les figures (3.16) on va essayer de présenter la commande du contrôle direct du couple pour un correcteur du couple et du flux à deux niveaux et sans régulation de vitesse et de couple et telle que pour un flux de référence à 1 Wb

La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.01$  N.m et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.01$  Wb.

Le moteur est lancé à vide, a  $t=0.3s$  le moteur est coupler à une charge de 10 N.m. et a  $t=0.6s$  en applique un autre couple de charge de 20 N.m.

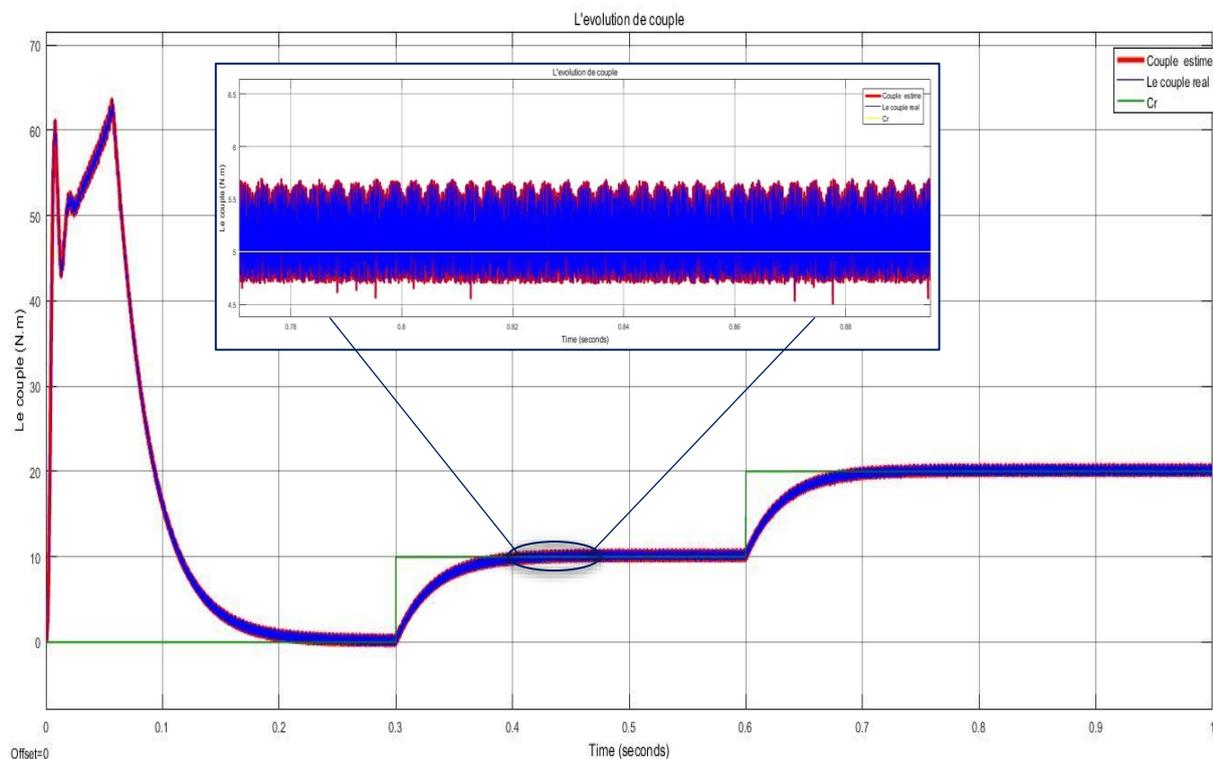


Figure (3.12) : L'évolution de couple (couple estime, couple real, couple de charge)

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

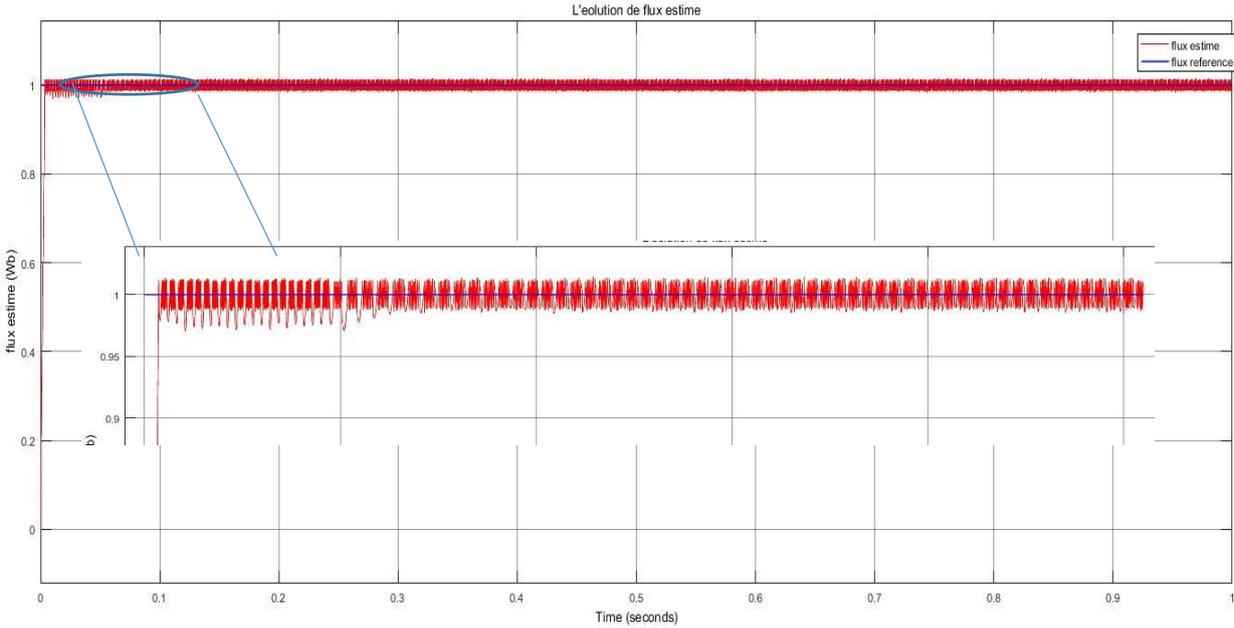


Figure (3.13) : le module de flux (flux estimé, flux real)

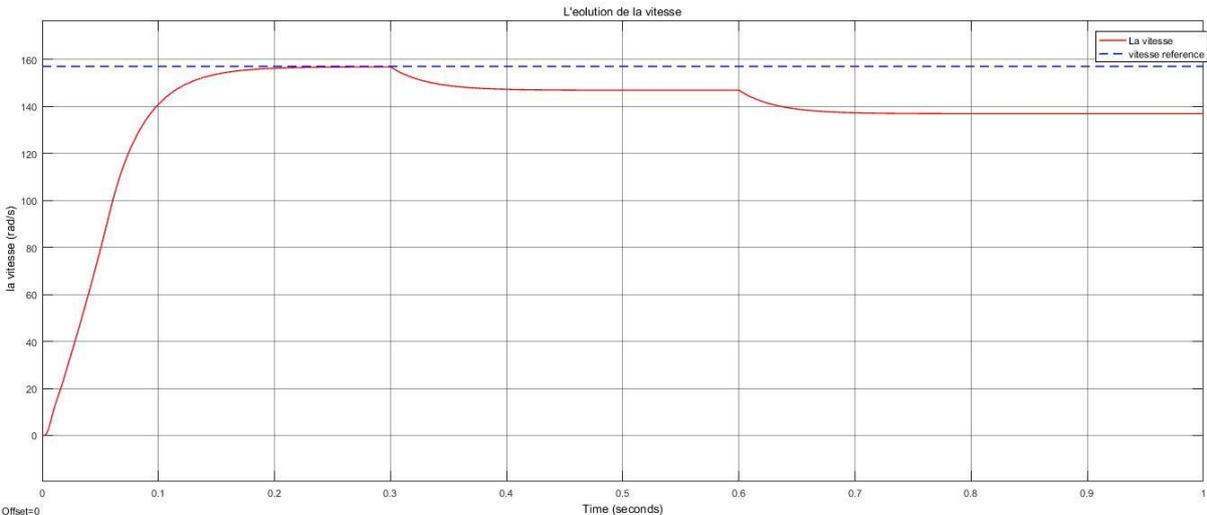


Figure (3.14) : L'évolution de vitesse de rotation (vitesse real, vitesse référence)

## Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

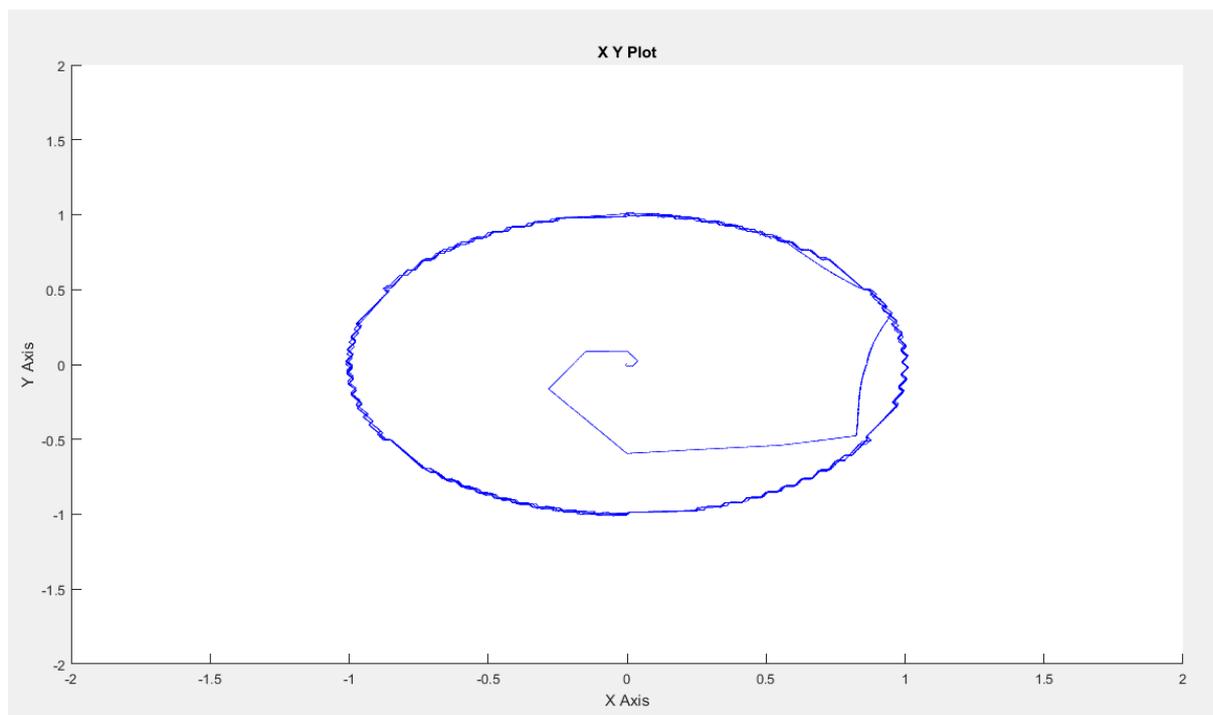


Figure (3.15) : le flux (alpha beta)

**Les figures (3.16) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux et sans régulateur de vitesse (Couple, flux estimé, vitesse ...)**

### A. L'interprétations :

- **Pour le couple :** Dans ce cas de simulation, on observe une dynamique moins performante du couple et moins converge dans les zones en applique un couple de charge a cause des erreurs

On remarque aussi que les ondulations du couple dépassent la bande d'hystérésis

- **Pour le flux :** le module du flux statorique avec présence des ondulations dépassant la bande a hystérésis. L'évolution du flux statorique dans le repère biphasé ( $\alpha$ - $\beta$ ), présent aussi des ondulations.
- **Pour la vitesse :** la vitesse présente une croissance presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée (157 rad/sec). Mais elle diminué lorsqu'en applique une charge sur le moteur telle que si le couple de charge augmentée la vitesse va diminuer par rapport au vitesse référence

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

## 3.7.2 Simulation de la commande DTC avec régulateur de vitesse et correcteur de couple deux niveau

Sur les figures (3.22) on va essayer de présenter la commande du contrôle direct du couple pour un correcteur du couple et du flux à deux niveaux et avec régulation de vitesse et de couple, et grande les mêmes paramètres présidant (flux réf et la bonde hyst)

Le moteur est lancé à vide, a  $t=0.3s$  le moteur est coupler à une charge de 10 N.m. et a  $t=0.6s$  en applique un autre couple de charge de 20 N.m.

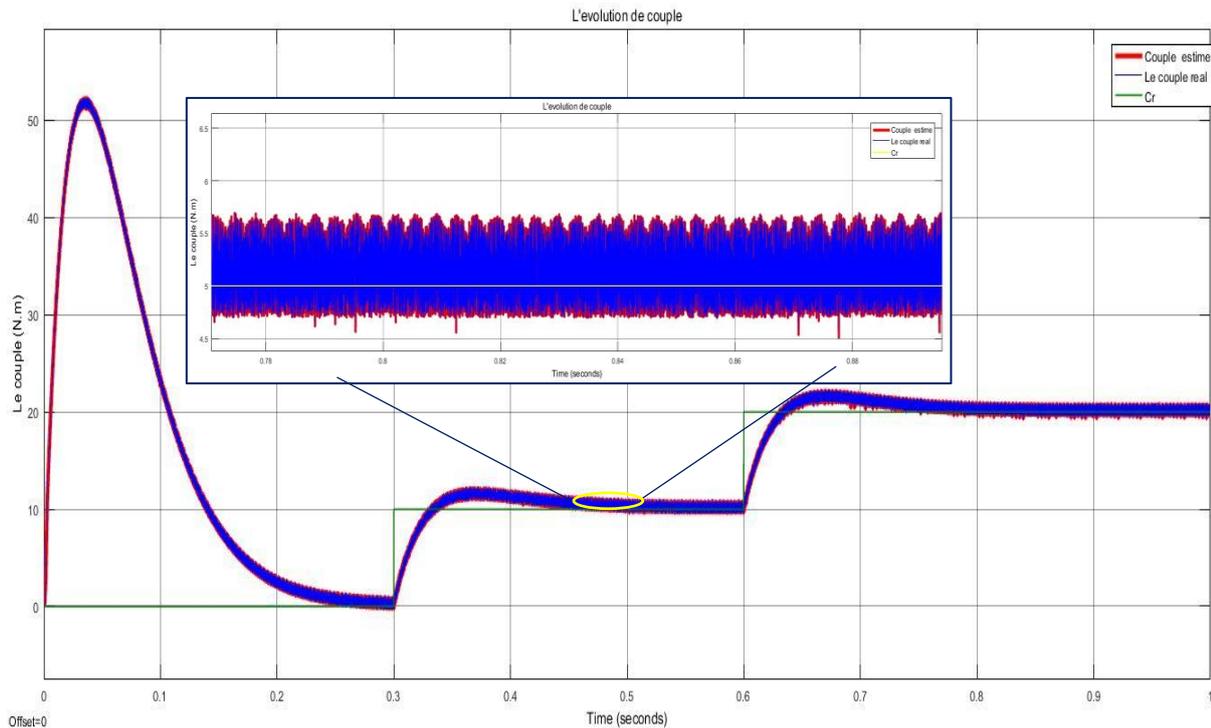


Figure (3.17) : L'évolution de couple (couple estime, couple real, couple de charge)

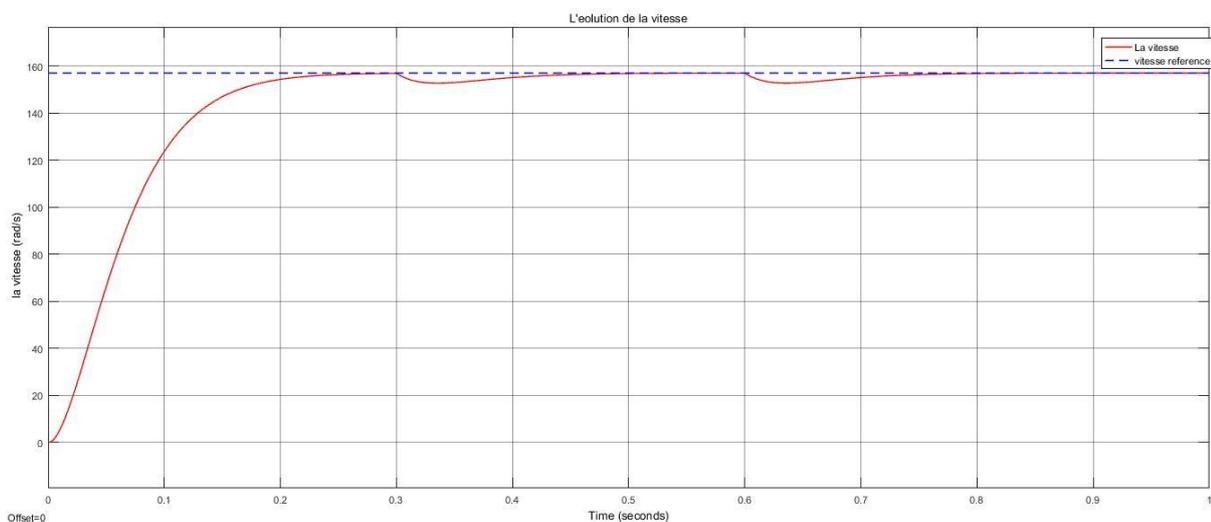


Figure (3.18) : L'évolution de vitesse de rotation (vitesse real, vitesse référence)

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

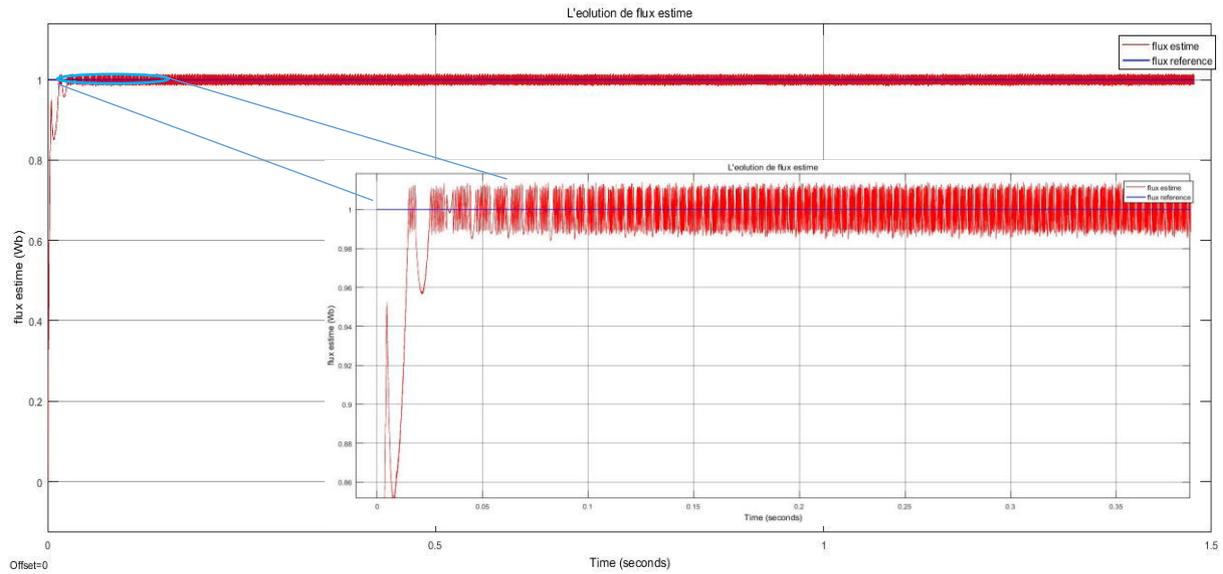


Figure (3.19) : le module de flux (flux estimé, flux real)

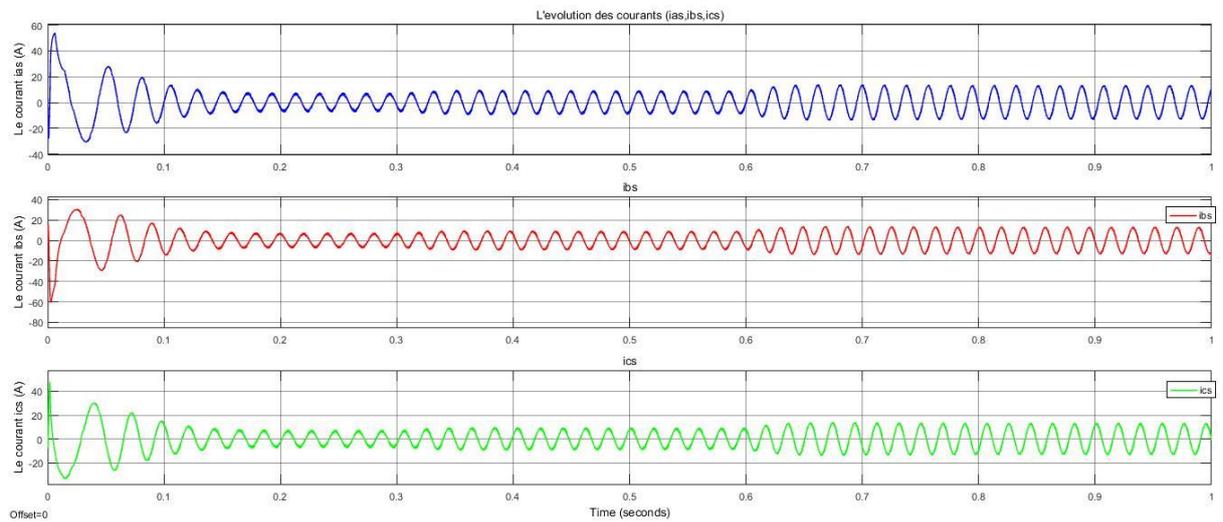


Figure (3.20) : Les courants statorique

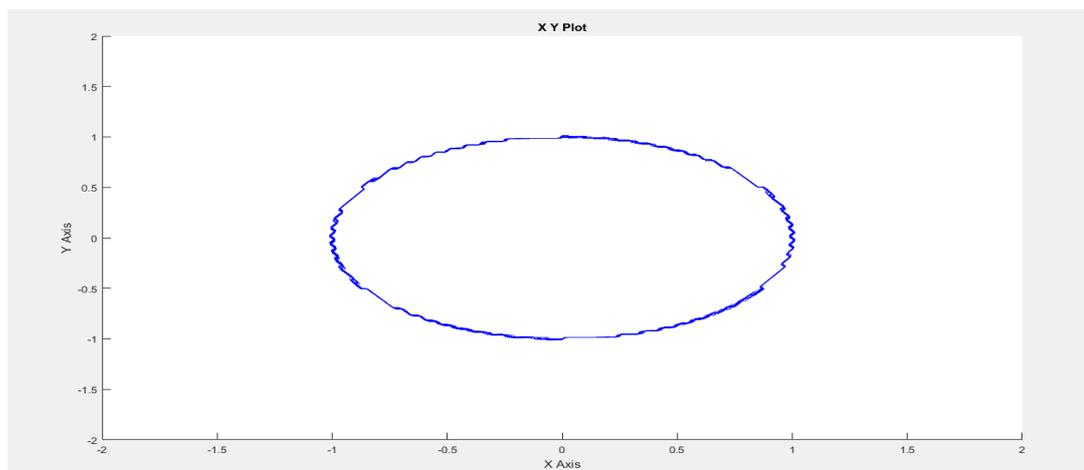


Figure (3.21) : le flux (alpha beta)

Les figures (3.22) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux et avec régulateur de vitesse (Couple, vitesse, flux estimé, courant statorique)

## Chapitre 3 :           Contrôle direct du couple de la MAS

---

### A. L'interprétations :

- **Pour le couple :** Ces résultats montrent une bonne performance du couple qui suit précisément sa valeur de référence, cette précision dépend de la variation de la charge. On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la DTC.
- **Pour le flux :** le module du flux statorique avec présence des ondulations dépassant la bande a hystérésis. L'évolution du flux statorique dans le repère biphasé ( $\alpha$ - $\beta$ ), présent aussi des ondulations.
- **Pour la vitesse :** la vitesse présente une croissance presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée (157 rad/sec). Et on constate que la vitesse a une dynamique acceptable, avec un dépassement dû au régulateur PI, l'erreur statique est presque nul
- **Pour les courant statorique :** On remarque que les courants statoriques dans les trois phases qui présente une allure sinusoïdale bruitée et hachées.

### 3.7.3 Simulation de la commande DTC avec inversement de vitesse et correcteur de couple trois niveau

Sur les figures (3.30) on va essayer de présenter la commande du contrôle direct du couple pour un correcteur du couple à trois niveaux et du flux à deux niveaux et avec inversement le sens de rotation de vitesse, et grande les mêmes paramètres présidant (flux réf et la bonde hyst)

Le moteur est lancé à vide, a  $t=0.3s$  le moteur est coupler à une charge de 10 N.m. et a  $t=0.6s$  en applique un autre couple de charge de 20 N.m.

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

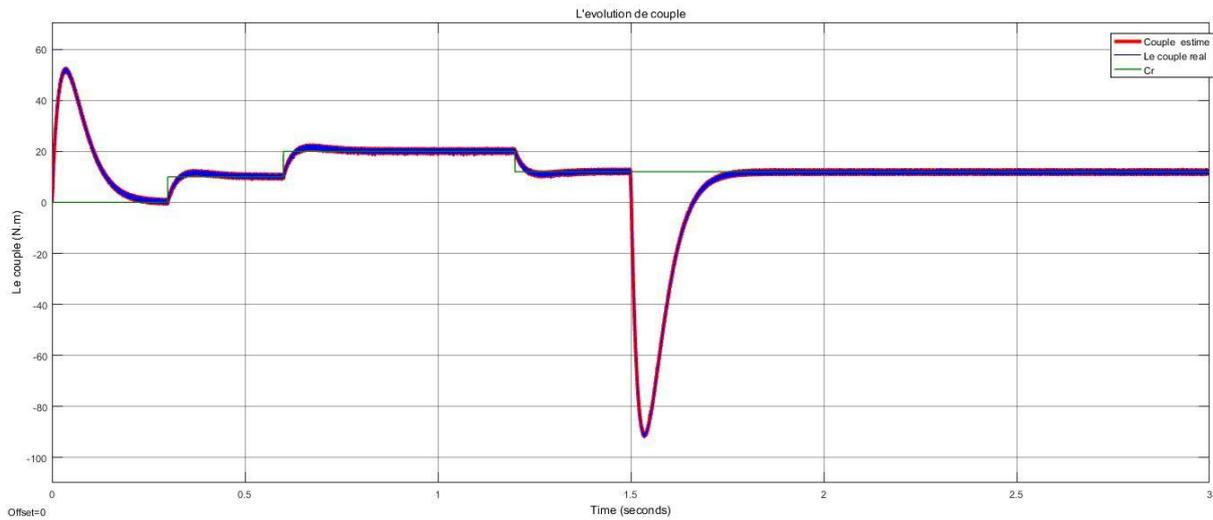


Figure (3.23) : L'évolution de couple (couple estime, couple real, couple de charge)

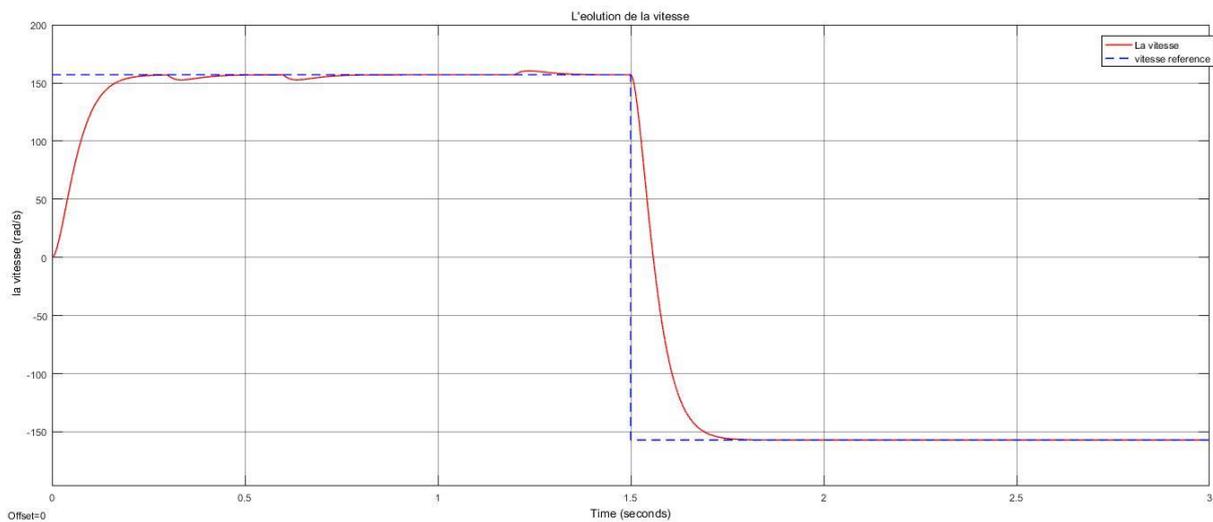


Figure (3.24) : L'évolution de vitesse de rotation (vitesse real, vitesse référence)

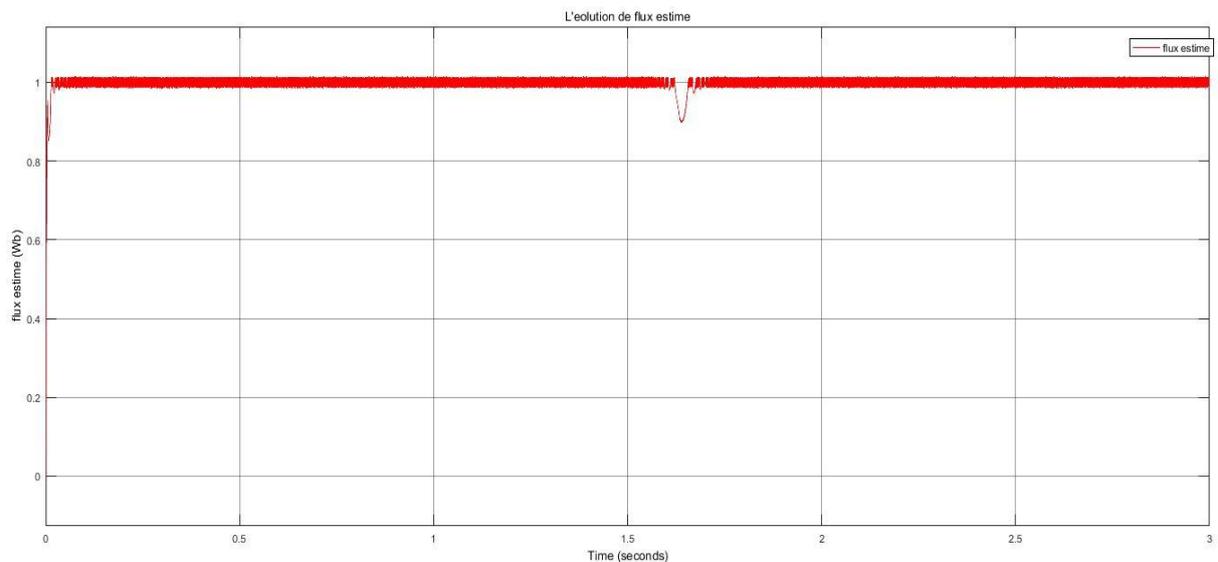


Figure (3.25) : le module de flux (flux estimé, flux real)

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

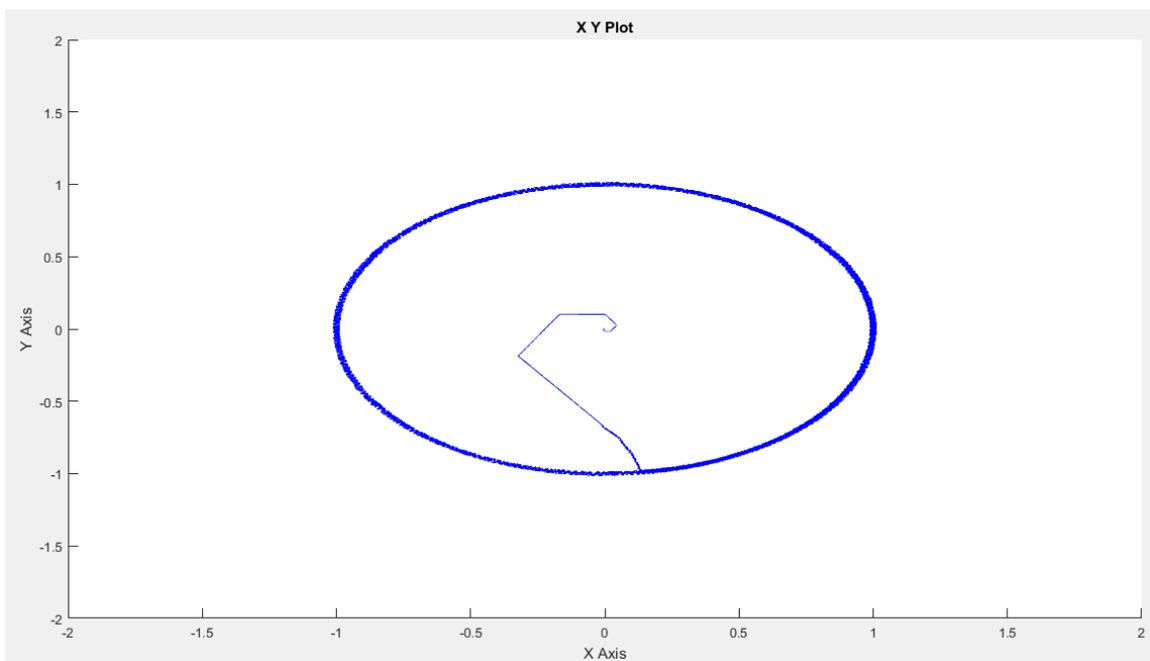


Figure (3.26) : le flux (alpha beta)

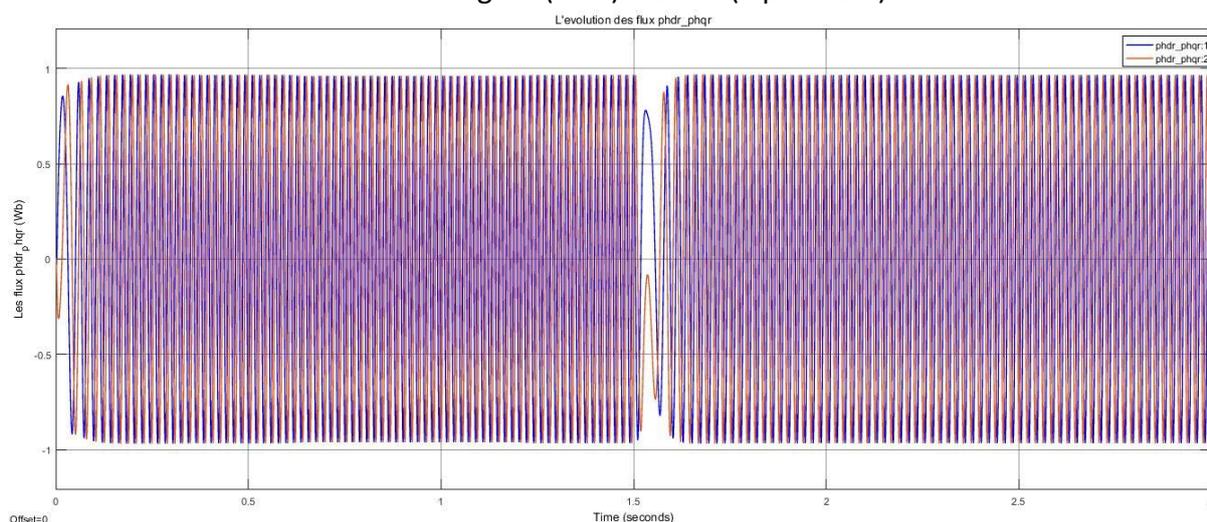


Figure (3.27) : L'évolution de flux (Phdr , Phqr)

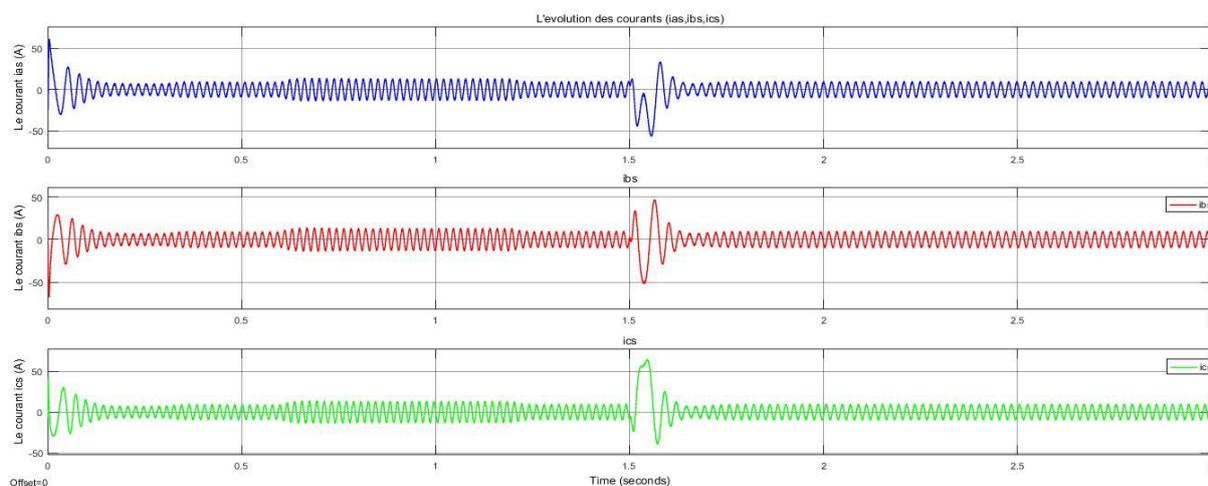


Figure (3.28) : Les courants statorique

## Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

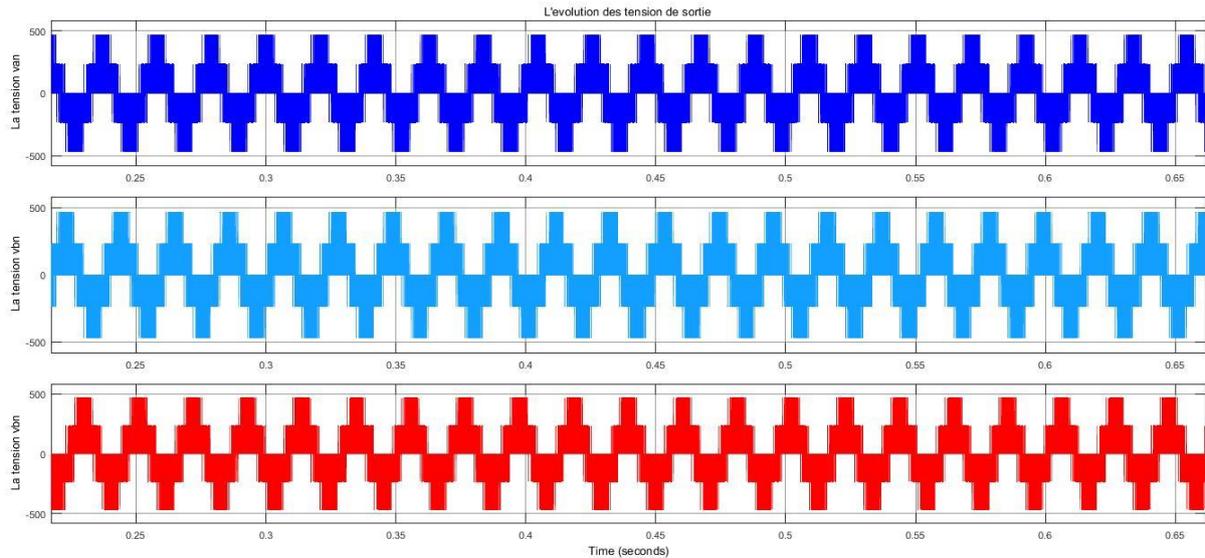


Figure (3.29) : les tensions de sortie de l'onduleur

**Les figures (3.30) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à trois niveaux et avec inversement le sens de rotation de vitesse (Couple, flux estimé, flux alpha beta, vitesse, les courants statoriques, les tensions de sortie de l'onduleur)**

### A. L'interprétations :

- **Pour le couple :** Ces résultats montrent une bonne performance du couple qui suit précisément sa valeur de référence, cette précision dépend de la variation de la charge. On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la DTC.
  - **Pour le flux :** le flux reste constant et égale a la valeur de référence ( $1=Wb$ ) avec présence des ondulations dépassant la bande a hystérésis. la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire,
  - **Pour la vitesse :** la vitesse présente une croissance presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée (157 rad/sec). La réponse de la vitesse montre que la DTC présente à une haute performance dynamique, sans dépassement au démarrage et un rejet rapide de la perturbation qui traduit l'insensibilité au couple de charge
- A l'inversion de la vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans dépassement.

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

- **Pour les courant statorique :** On remarque que les courants statoriques suite la variation de charge dans les trois phases qui présente une allure sinusoïdale bruitée et hachées.

## 3.7.4 Simulation de la commande DTC avec variation de vitesse de rotation et couple se charge

Sur les figures (3.31, 32, 33) on va essayer de présenter la commande du contrôle direct du couple pour une variation de vitesse de rotation et le couple de charge, et grande les mêmes paramètres présidant (flux réf et la bonde hyst)

Le moteur est lancé à vide, a  $t=0.3s$  le moteur est coupler à une charge de 15 N.m. et a  $t=0.6s$  en applique un autre couple de charge de 20 N.m. La vitesse utilise

- 1<sup>er</sup> vitesse égale 130 (rad/s) égale 1241 tr/min
- 2<sup>eme</sup> vitesse égale 100 (rad/s) égale 955 tr/min

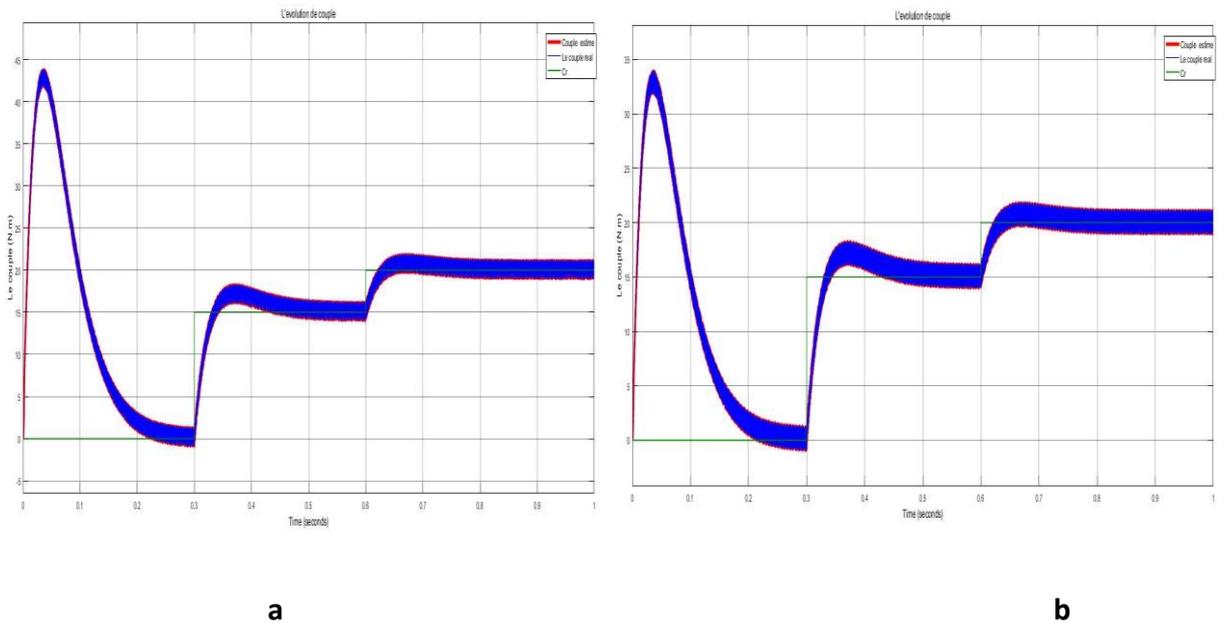


Figure (3.31) : L'évolution de couple pour (a :1<sup>er</sup> vitesse) \_ (b :2<sup>eme</sup> vitesse)

# Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

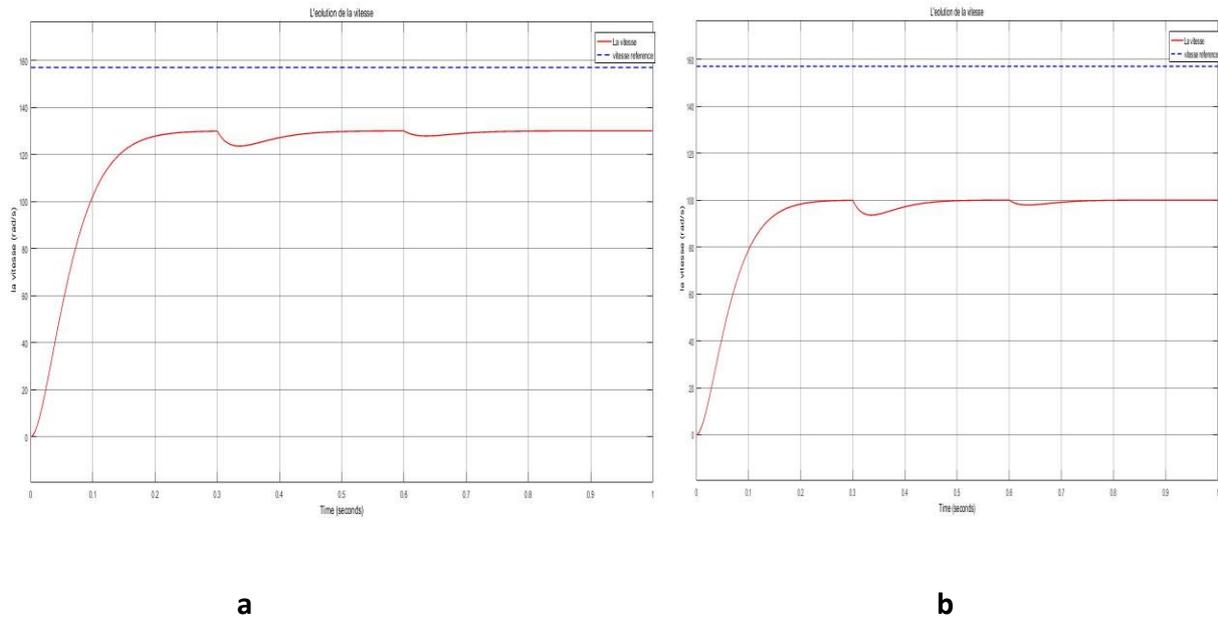


Figure (3.32) : L'évolution de vitesse pour (a :1<sup>er</sup> vitesse) \_ (b :2<sup>eme</sup>vitesse)

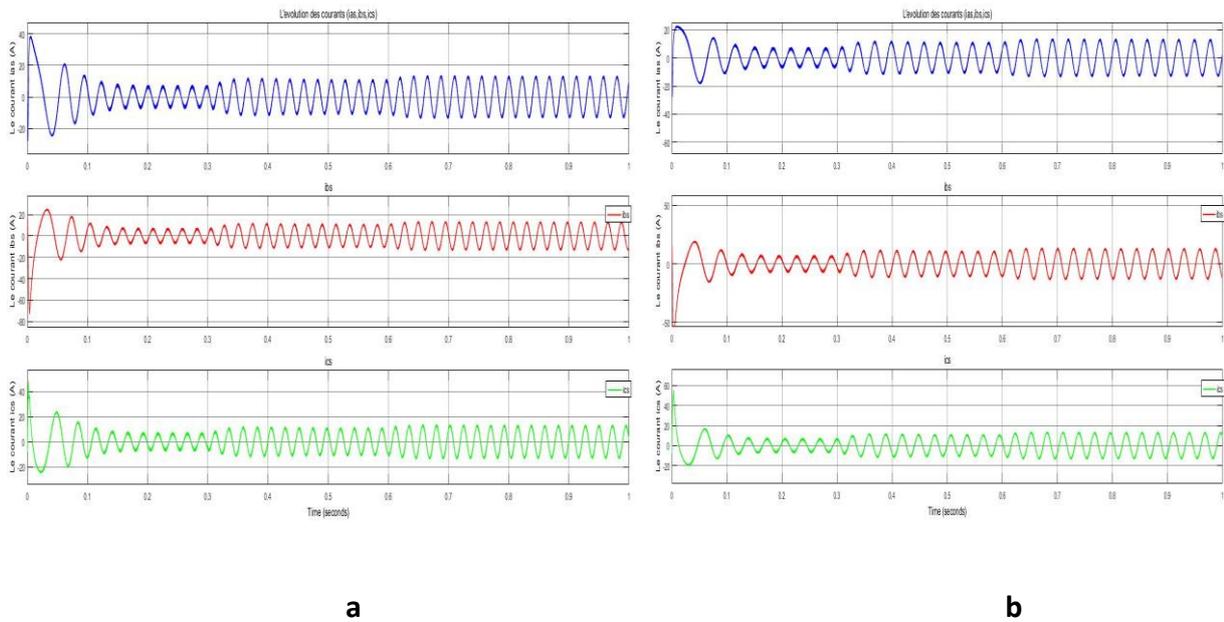


Figure (3.33) : L'évolution de vitesse pour (a :1<sup>er</sup> vitesse) \_ (b :2<sup>eme</sup>vitesse)

## A. L'interprétations :

- **Pour le couple :** Ces résultats montrent une bonne performance du couple pour une 2<sup>eme</sup>vitesse (955 tr/min) qui suit précisément sa valeur de référence, cette précision dépend de la variation de la charge. Par rapport à 1<sup>er</sup> vitesse (1241 tr/min)

## Chapitre 3 : Contrôle direct du couple de la MAS

- **Pour la vitesse** : les vitesses présentent une croissance presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée (130 rad/sec) et (100 rad/sec). La réponse des deux vitesses montre que la DTC présente à une haute performance dynamique,
- **Pour les courant statorique** : On remarque que pour la 1<sup>ère</sup> vitesse Les 'amplitudes des courants statoriques ils sont plus grande par rapport la 2<sup>ème</sup> vitesse presque trois fois que l'autre, suite la variation de charge dans les trois phases qui présente une allure sinusoïdale bruitée

### 3.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliqué au moteur asynchrone. On a abordé une structure de commande par DTC classique appliquée à un modèle du MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension avec une boucle de réglage de vitesse par un régulateur PI.

On peut conclure que la DTC associer à un onduleur a deux niveaux présente d'acceptable performances dynamiques et statiques du couple et du flux, ces deux dernier présente des oscillations important. Mais il reste toujours à l'améliorer, ce qui sera développer dans le prochain chapitre.

# **Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC**

---

## **4.1 Introduction :**

Avec le développement de l'électronique de puissance et des composants à semi-conducteurs, la technique des onduleurs multi niveaux représente un domaine de recherche important, ce dernier liée également à des tensions plus élevées. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire présentent un contenu harmonique réduit. Il existe plusieurs topologies de la conversion multi niveaux. La première topologie a été initialement proposée par A.Nabac en 1981 pour la génération de plusieurs niveaux de tension.

Nous allons dans ce chapitre étudier l'amélioration de la commande DTC classique de la machine asynchrone avec la stratégie d'accouplement d'un onduleur de tension 3-Niveaux et 5-Niveaux, pour le but de minimiser les ondulations du couple et du flux dans le régime transitoire et permanent, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

---

## 4.2 Onduleurs multi-niveaux :

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs 2-niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [21] :

➤ **Avantages technologiques** : Dans les onduleurs multi niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque interrupteur indépendamment des autres [14] [22]. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer [23] [24].

➤ **Avantages fonctionnelles pour le convertisseur** : possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance [23] [25]. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) [14] [24].

➤ **Avantages fonctionnelles pour la machine** : le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui de l'onduleur 2-niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique [14] [23] [25]. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants.

## 4.3 DTC D'une machine asynchrone alimentée par onduleur 3-niveaux :

### 4.3.1 Présentation de l'onduleur de tension trois niveaux :

La figure 4.1, présente le schéma général de l'onduleur de tension trois niveaux, de structure appelée à point neutre "clampé", C'est l'une des structures d'onduleur à 3-niveaux. Elle présente beaucoup d'avantage, tels que le nombre de tension généré est plus élevé, moins d'harmonique de distorsion et faible fréquence de commutation [26] [23]. Chaque bras de l'onduleur est constitué de 4 interrupteurs : Si, Si', Sj, Sj'. Les interrupteurs Si et Si' ont un fonctionnement complémentaire.

## Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

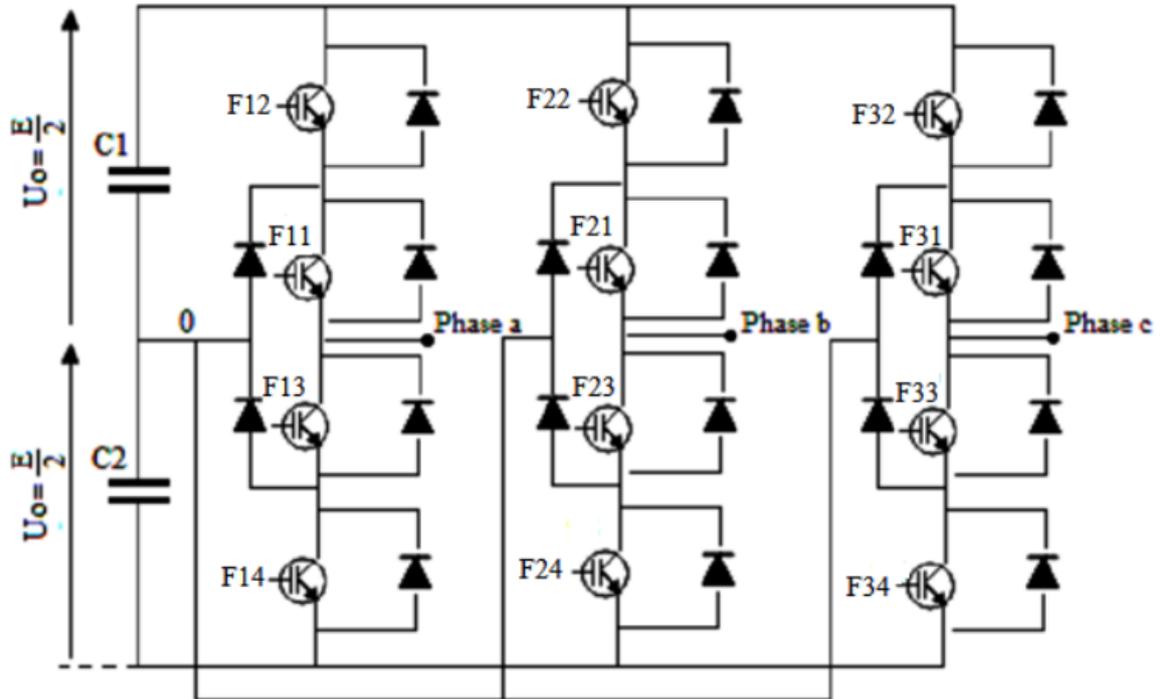


Figure 4.1. Structure NPC d'un onduleur de tension trois niveaux

La combinaison des 4 interrupteurs d'un même bras ( $F_{k1}$ ,  $F_{k2}$ ,  $F_{k3}$ ,  $F_{k4}$ ) impose à la phase 3-niveaux de tension différents :  $(0,0,1,1) \Rightarrow -E/2$ ,  $(0,1,1,0) \Rightarrow 0$ ,  $(1,1,0,0) \Rightarrow E/2$  les combinaisons  $(1,1,1,0)$  et  $(0,1,1,1)$  réalisent un court-circuit de l'une des deux demies sources de tension continue pour cela ils sont éliminés [26].

On définit la fonction de connexion  $F_{KI}$  de l'interrupteur. Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire.

En mode command able, les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par la relation (4.1).

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (4.1)$$

Avec :  $k = 1, 2$  ou  $3$ , représente le numéro du bras.

On définit la fonction de connexion  $F_{Km}^b$  du demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} * F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} * F_{K4} \end{cases} \quad (4.2)$$

On désigne par :  $m=1$  : le demi - bras du haut et  $m=0$  : le demi - bras du bas.

## Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point 0 s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{A0} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} \\ V_{B0} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} \\ V_{C0} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (4.3)$$

Les tensions simples de sortie s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} * \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (4.4)$$

Si on considère que les tension  $U_{C1}$ ,  $U_{C2}$  sont identique ( $U_{C1} = U_{C2} = E$ ) alors on aura :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

On pose :

$$\begin{cases} S_a = F_{11}^b - F_{10}^b \\ S_b = F_{21}^b - F_{20}^b \\ S_c = F_{31}^b - F_{30}^b \end{cases} \quad (4.6)$$

Donc la matrice simplifier s'exprime comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe vingt-sept ( $3^3=27$ ) combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux. Ces combinaisons permettent de donner dix-neuf valeurs différentes au vecteur tension  $V_s$ . (Figure 4.2)

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

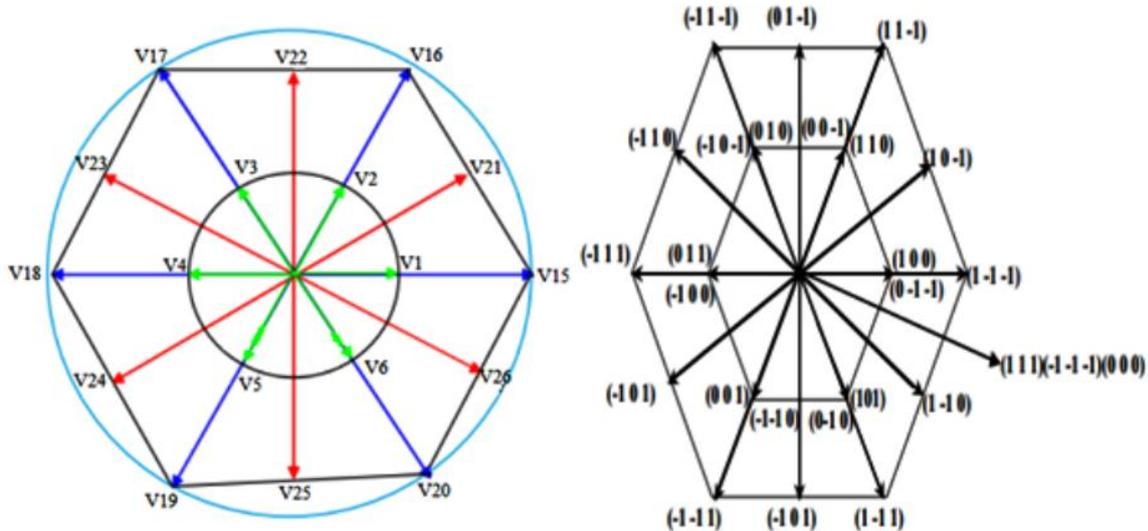


Figure (4.2) : Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à 3-niveaux de tension.

- Le groupe des vecteurs "**tension nulle**" : Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras :  $(1,1,1)$ ,  $(-1,-1,-1)$  et  $(0,0,0)$ , et qu'on a nommé respectivement  $V_7$ ,  $V_{14}$  et  $V_0$ . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur [26].
- Le groupe des vecteurs "**demie tension**" : on peut décomposer ce groupe en 2 autres sous-groupes :
  - Le premier est constitué des vecteurs nommés  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$  et  $V_6$ .
  - L'autre est constitué des vecteurs  $V_8$ ,  $V_9$ ,  $V_{10}$ ,  $V_{11}$ ,  $V_{12}$  et  $V_{13}$ .

Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "demie tension". L'application d'un vecteur de l'un ou l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu E, En effet, l'application d'un vecteur du premier sous-groupe (respectivement du deuxième) va entraîner une décharge du condensateur d'entrée C1 (respectivement du condensateur C2) [26].

- Le groupe des vecteurs "**pleine tension**" : Ce groupe contient les vecteur tensions nommés  $V_{15}$ ,  $V_{16}$ ,  $V_{17}$ ,  $V_{18}$ ,  $V_{19}$  et  $V_{20}$ . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "pleine tension". La tension du point milieu E, n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs, car le courant qui circule dans C1 et dans C2 est le même [26].

## Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

- Le groupe des vecteurs "**tension intermédiaire**" : les vecteurs tensions de ce groupe se nomment  $V_{21}$ ,  $V_{22}$ ,  $V_{23}$ ,  $V_{24}$ ,  $V_{25}$  et  $V_{26}$ . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir s'il va être de l'augmenter ou de la diminuer la tension du point milieu E, où l'on va solliciter les deux condensateurs, mais les courants qui les traverseront ne seront pas égaux [26] [27] [28]. Il y aura un déséquilibre de E qui dépend des courants circulant dans les phases pendant ce fonctionnement.

### 4.3.2 Adaptation du comparateur à hystérésis :

Pour une utilisation optimale de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC, un comparateur à hystérésis à cinq niveaux contrôlant le couple et un découpage du plan  $\alpha$ - $\beta$  en douze secteurs sont nécessaires. L'utilisation d'un comparateur à hystérésis à cinq niveaux permet d'introduire la notion de grande et faible variation du couple électromagnétique.

Les sorties du comparateur sont :

- 2 : correspond à une grande augmentation du couple
- 1 : correspond à une faible augmentation du couple
- 0 : correspond à un couple constant
- -1 : correspond à une faible diminution du couple
- -2 : correspond à une grande diminution du couple

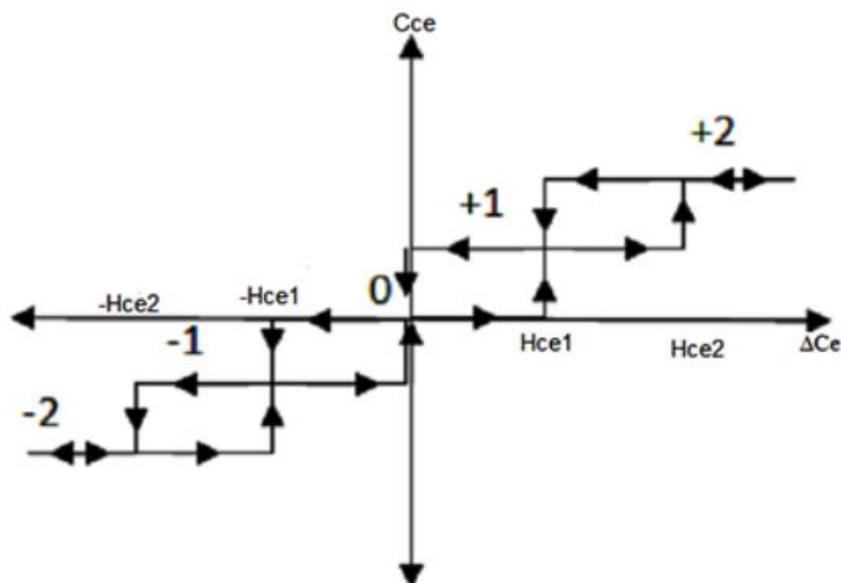


Figure (4.3) : correcteur à hystérésis de couple à 5 niveaux

## Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

<i>Si <math>\Delta C_e &gt; H_{ce2}</math></i>		<i>alors <math>C_{cpl} = 2</math></i>
<i>Si <math>H_{ce1} &lt; \Delta C_e &lt; H_{ce2}</math></i>	<i>et <math>\frac{d\Delta C_e}{dt} &gt; 0</math></i>	<i>alors <math>C_{cpl} = 1</math></i>
<i>Si <math>H_{ce1} &lt; \Delta C_e &lt; H_{ce2}</math></i>	<i>et <math>\frac{d\Delta C_e}{dt} &lt; 0</math></i>	<i>alors <math>C_{cpl} = 2</math></i>
<i>Si <math>0 &lt; \Delta C_e &lt; H_{ce1}</math></i>	<i>et <math>\frac{d\Delta C_e}{dt} &gt; 0</math></i>	<i>alors <math>C_{cpl} = 0</math></i>
<i>Si <math>0 &lt; \Delta C_e &lt; H_{ce1}</math></i>	<i>et <math>\frac{d\Delta C_e}{dt} &lt; 0</math></i>	<i>alors <math>C_{cpl} = 1</math></i>
<i>Si <math>\Delta C_e &lt; -H_{ce2}</math></i>		<i>alors <math>C_{cpl} = -2</math></i>
<i>Si <math>-H_{ce2} &lt; \Delta C_e &lt; -H_{ce1}</math></i>	<i>et <math>\frac{d\Delta C_e}{dt} &gt; 0</math></i>	<i>alors <math>C_{cpl} = -1</math></i>
<i>Si <math>-H_{ce2} &lt; \Delta C_e &lt; -H_{ce1}</math></i>	<i>et <math>\frac{d\Delta C_e}{dt} &lt; 0</math></i>	<i>alors <math>C_{cpl} = -2</math></i>
<i>Si <math>-H_{ce1} &lt; \Delta C_e &lt; 0</math></i>	<i>et <math>\frac{d\Delta C_e}{dt} &gt; 0</math></i>	<i>alors <math>C_{cpl} = 0</math></i>
<i>Si <math>-H_{ce1} &lt; \Delta C_e &lt; 0</math></i>	<i>et <math>\frac{d\Delta C_e}{dt} &lt; 0</math></i>	<i>alors <math>C_{cpl} = 1</math></i>

Le comparateur à hystérésis contrôlant le flux statorique est de 3 niveaux, il donnera trois sorties, Les sorties du comparateur sont :

- 1 : correspond à une augmentation du flux
- 0 : correspond au maintien de flux
- -1 : correspond à une diminution du flux

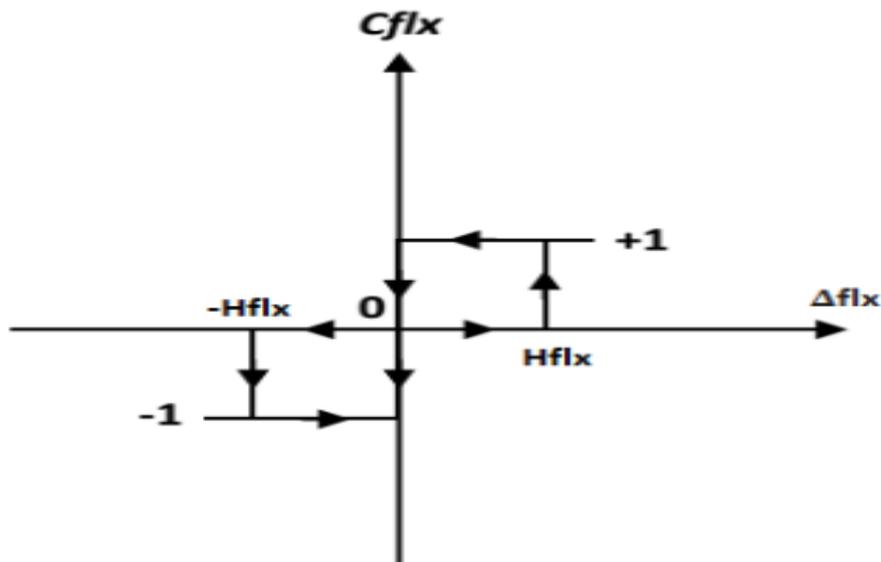


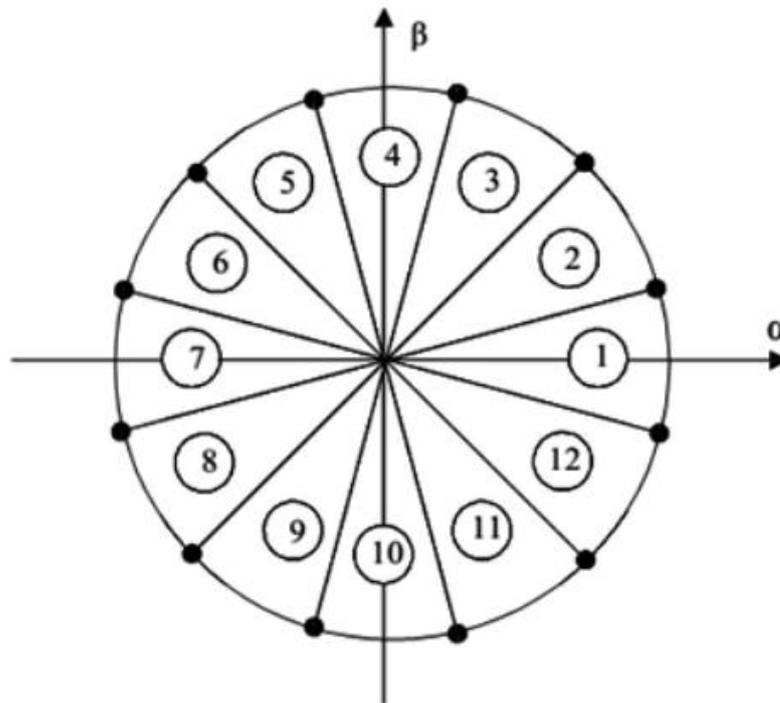
Figure (4.4) : Correcteur à hystérésis de flux à 3-niveaux

## Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\Phi_s > H\Phi_s & \text{alors } Cflx = 1 \\ \text{Si } 0 < \Delta\Phi_s < H\Phi_s & \text{et } \frac{d\Phi_s}{dt} > 0 \quad \text{alors } Cflx = 0 \\ \text{Si } 0 < \Delta\Phi_s < H\Phi_s & \text{et } \frac{d\Phi_s}{dt} < 0 \quad \text{alors } Cflx = 1 \\ \text{Si } \Delta\Phi_s > -H\Phi_s & \text{alors } Cflx = -1 \\ \text{Si } -H\Phi_s < \Delta\Phi_s < 0 & \text{et } \frac{d\Delta\Phi_s}{dt} > 0 \quad \text{alors } Cflx = 0 \\ \text{Si } -H\Phi_s < \Delta\Phi_s < 0 & \text{et } \frac{d\Delta\Phi_s}{dt} < 0 \quad \text{alors } Cflx = -1 \end{array} \right.$$

### 4.4 Elaboration des tables de commande :

Dans le but d'utiliser le maximum des vecteurs tensions disponibles en sortie d'un onduleur à 3-niveaux, le plan  $\alpha$ - $\beta$  est divisé en douze secteurs de  $\pi/6$  radians.



**Figure (4.5) :** Division en douze secteurs du plan  $\alpha - \beta$

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 3-niveaux de tension de structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur.

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

## 4.4.1 Sélection du vecteur tension :

Le choix du vecteur tension à appliquer durant la période T dépend de la variation du module et de sens de rotation de flux statorique, de l'évolution souhaité pour le couple et également de la position de flux statorique. Ainsi, l'effet de chaque vecteur tension  $V_s$  sur le flux et le couple pour une position donnée  $\theta_s$ .

La sélection d'un vecteur tension adéquat, à chaque période d'échantillonnage, dépend des sorties du correcteur à hystérésis du flux, du correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position du vecteur flux.

## 4.4.2 Table de commande :

Cflx	Cce	Secteur											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	2	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20	V26	V15
	1	V21	V2	V22	V3	V23	V4	V24	V5	V25	V6	V26	V1
	0	V0	V7	V14	V0	V7	V14	V0	V7	V14	V0	V7	V14
	-1	V26	V1	V21	V2	V22	V3	V23	V4	V24	V5	V25	V6
	-2	V26	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20
0	2	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20	V26	V15	V21	V16
	1	V22	V3	V23	V4	V24	V5	V25	V6	V26	V1	V21	V2
	0	V0	V7	V14	V0	V7	V14	V0	V7	V14	V0	V7	V14
	-1	V25	V6	V26	V1	V21	V2	V22	V3	V23	V4	V24	V5
	-2	V25	V20	V26	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19
-1	2	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20	V26	V15	V21	V16	V22
	1	V3	V23	V4	V24	V5	V25	V6	V26	V1	V21	V2	V22
	0	V0	V7	V14	V0	V7	V14	V0	V7	V14	V0	V7	V14
	-1	V5	V25	V6	V26	V1	V21	V2	V22	V3	V23	V4	V24
	-2	V19	V25	V20	V26	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24

Tableau 4.1. Table de commutation pour un onduleur à trois-niveaux.

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

## 4.5 Résultats de la simulation et interprétations

Les paramètres du moteur utilisés sont dans l'annexe A. Le moteur est lancé à vide à  $t=0.5s$  et à  $t=1s$  le moteur est couplé à une charge de 10 N.m et de 20 N.m respectivement

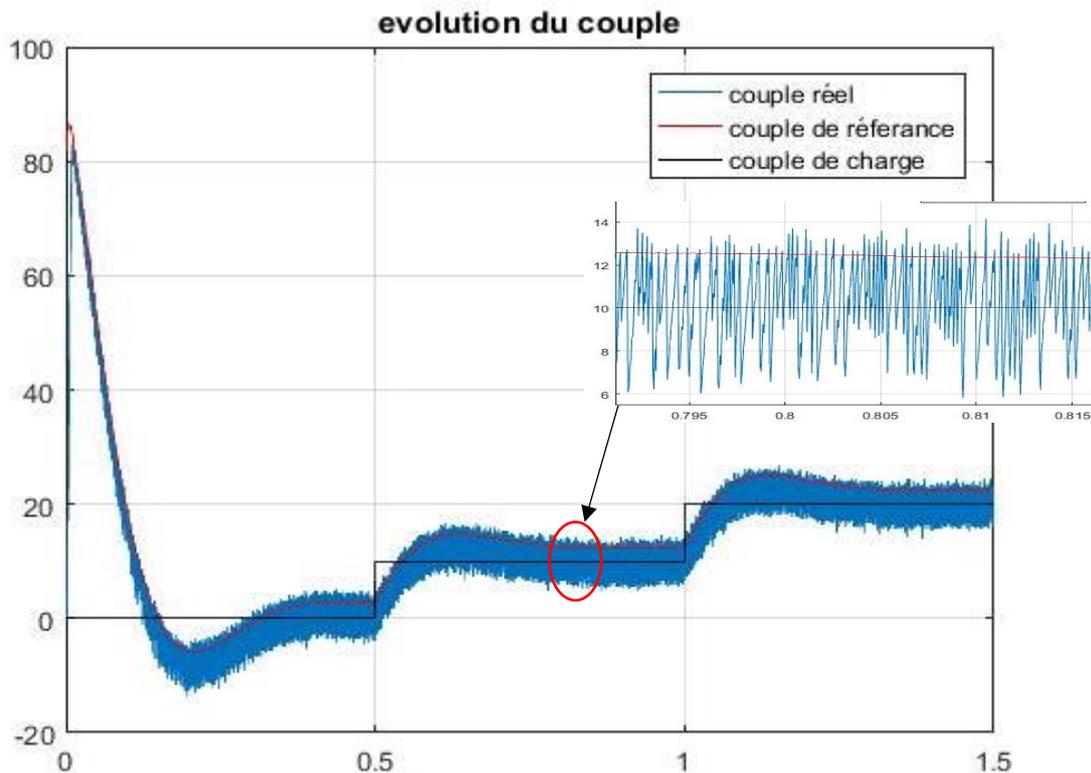


Figure (4.6) : L'évolution de couple (couple réfère, couple real, couple de charge )

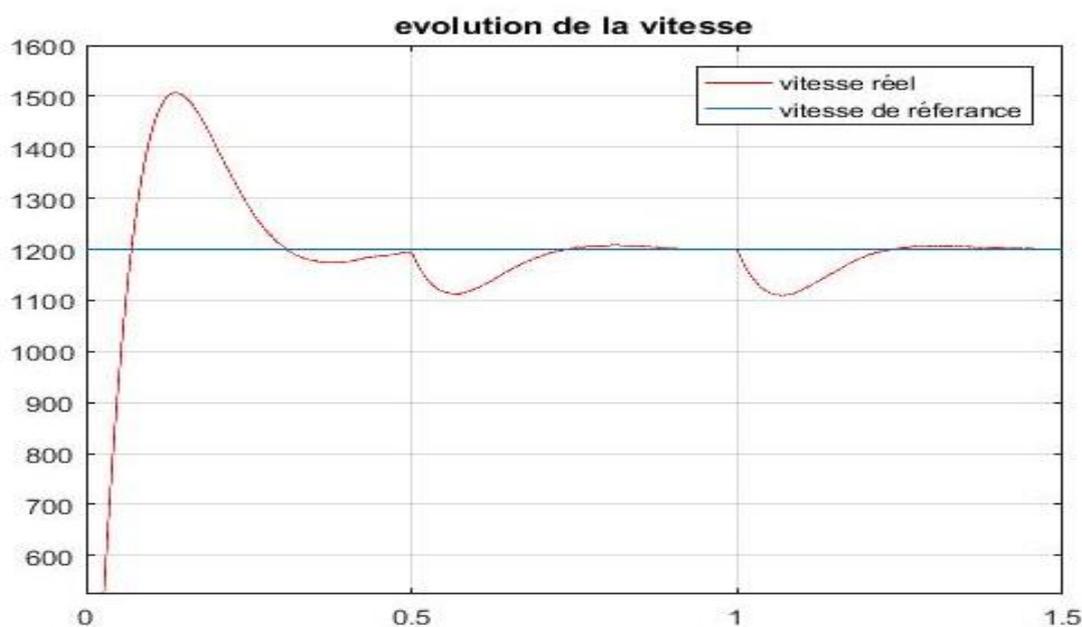


Figure (4.7) : L'évolution de vitesse de rotation (vitesse real, vitesse référence)

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

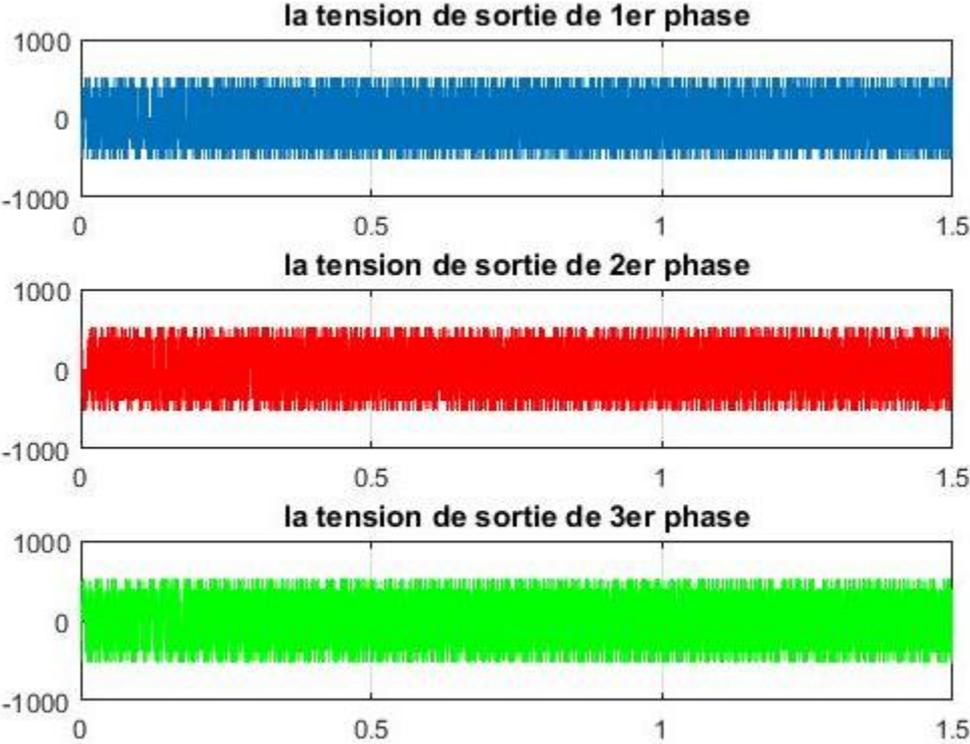


Figure (4.8) : Les tensions de sortie de l'onduleur

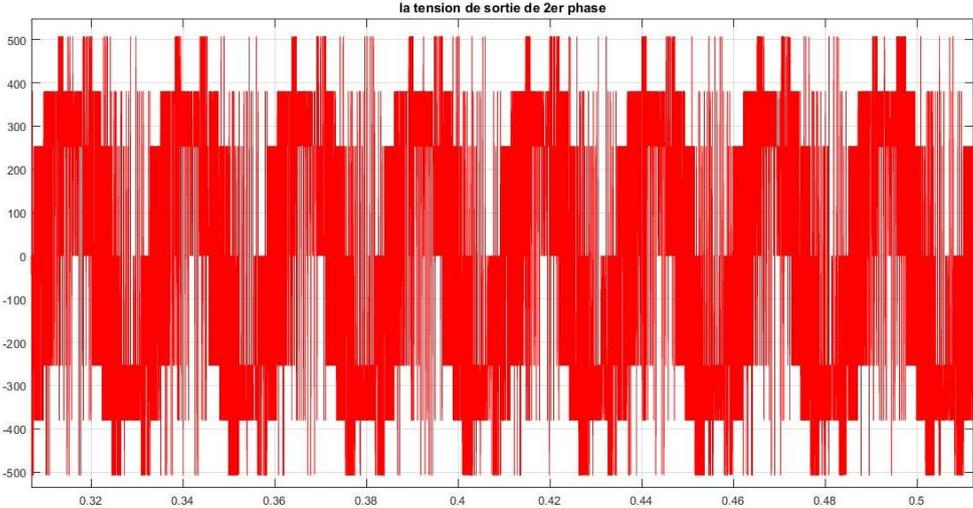


Figure (4.9) : La tension de sortie de l'onduleur (2eme phase \_zoom)

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

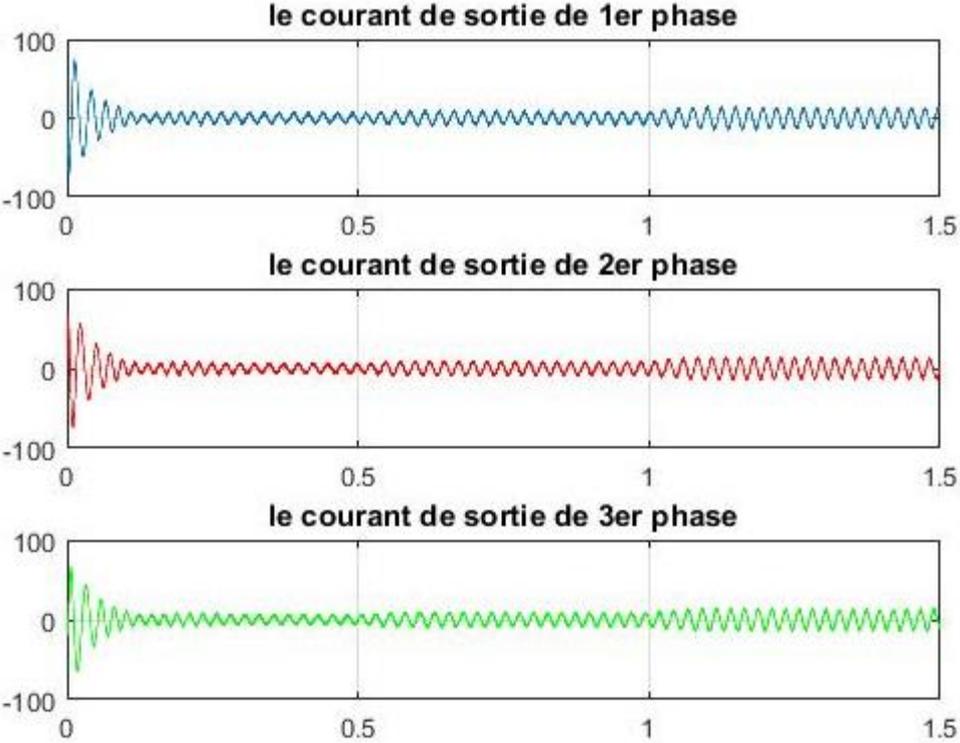


Figure (4.10) : Les courants statorique

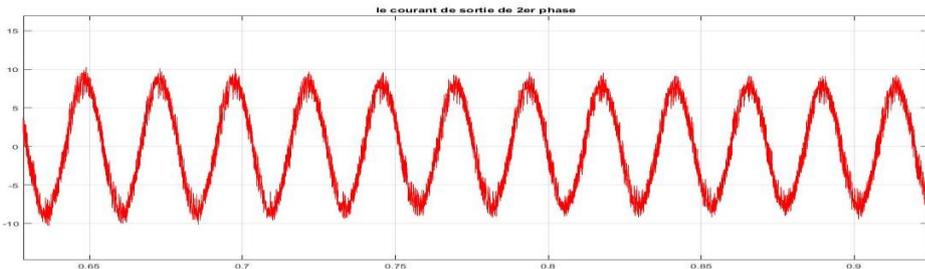


Figure (4.11) : Le courant statorique (2eme phase \_zoom)

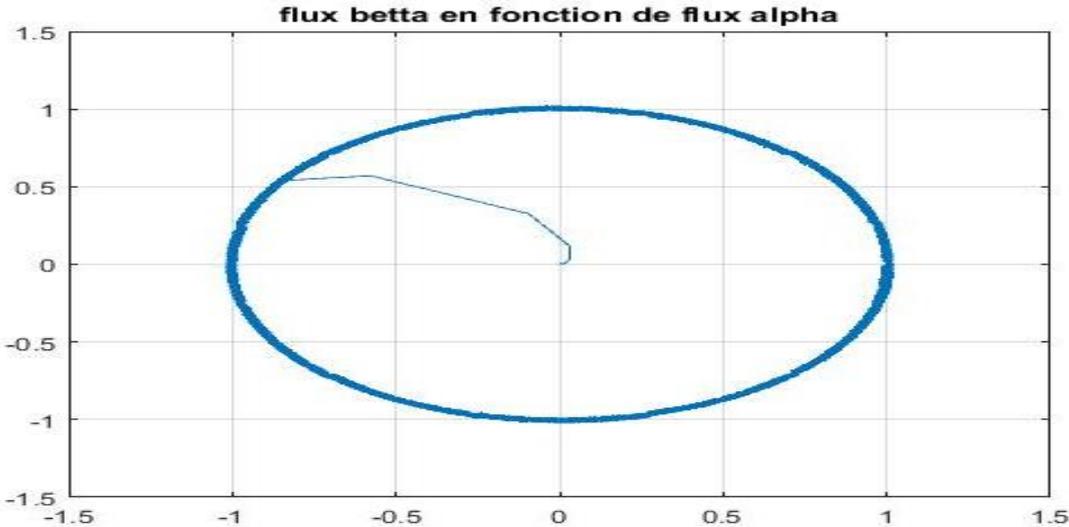


Figure (4.12) : Le flux (alpha beta)

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

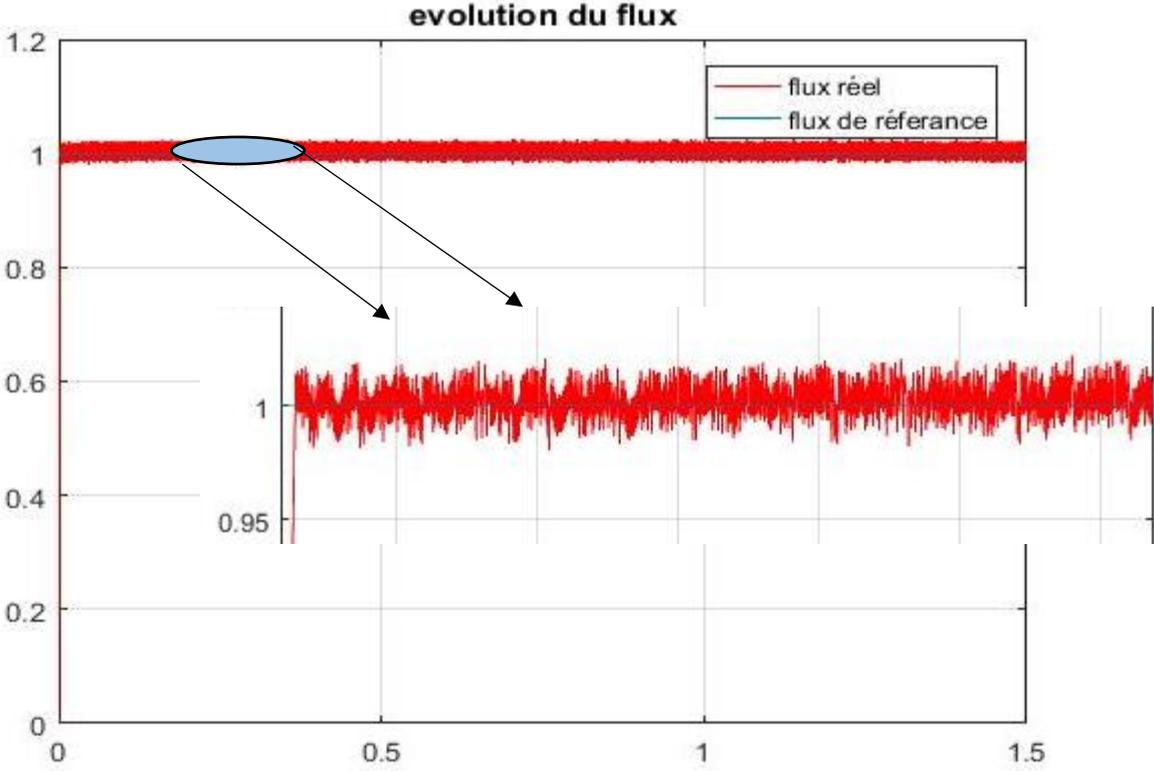


Figure (4.13) : Le module de flux (flux référence, flux real)

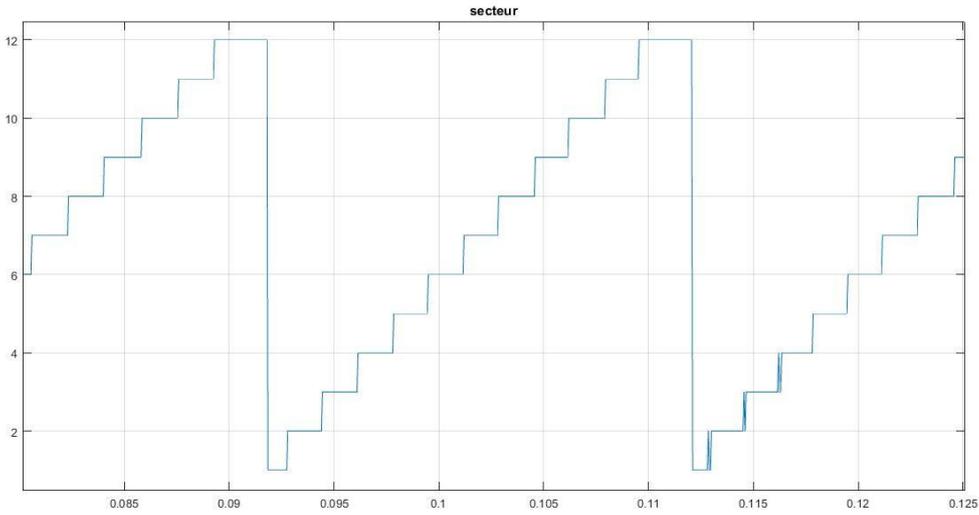


Figure (4.14) : Le secteur

## Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

---

### 4.5.1 L'interprétations

- **Pour le couple** : La figure (4.6) illustre les deux régimes transitoire et permanent. Les oscillations du couple et du flux sont moins importantes que celles obtenues avec un onduleur à deux niveaux.
- Résultats de simulation montrent que le couple oscille autour de leurs valeurs de références (0 N.m puis 10 N.m, puis 20N.m a  $t=1.5s$ )
- **Pour le flux** : La trajectoire du flux statorique montre clairement que ce dernier est parfaitement constant et presque circulaire par rapport au flux obtenu avec un onduleur à deux niveaux. La trajectoire du flux dans le cas trois-niveaux est pratiquement un cercle.
- La figure (4.12) illustre les deux régimes transitoire et permanent. Les oscillations de module du flux sont moins importantes que celles obtenues avec un onduleur à deux niveaux, Résultats de simulation montrent que le flux oscille autour de leurs valeurs de références (1 Wb)
- **Pour la vitesse** : la vitesse présente une croissance presque linéaire, jusque-là valeur 1500 Tr/min puis se stabilise à la valeur désirée (1200 Tr/min). En plus de la réponse du système en vitesse obtenu avec un dépassement.
- **Pour les courant statorique** : On observe un grand rapprochement du courant statorique a la forme sinusoïdale avec un dépassement au démarrage qui atteint la valeur de 73A.

## 4.6 Effet de la bande hystérésis des régulateurs

Comme il a été mentionné, la commande DTC utilise des comparateurs à hystérésis, qui par leurs largeurs de bande peuvent influencer les performances de celle-ci, agissant sur l'ondulation du flux et du couple et la fréquence de commutation des interrupteurs statiques. Des travaux ont montré que la bande d'hystérésis du régulateur de flux affecte la distorsion du courant statorique en terme d'harmoniques d'ordre inférieur et la bande d'hystérésis du régulateur de couple affecte la fréquence de commutation donc les ondulations du couple.

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

## 4.6.1 Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de flux statorique :

Pour illustrer l'influence de la bande d'hystérésis du régulateur de flux Statorique on a procédé à plusieurs essais de simulations avec deux bandes d'hystérésis  $H_{flx} = 0.1$  wb et  $0.01$  wb. Par ces deux essais on remarque que l'élargissement de la bande d'hystérésis du régulateur de flux influe à la fois sur la trajectoire du flux statorique qui s'écarte de sa forme circulaire désirer en se rapprochant à une forme plutôt hexagonale et sur la forme d'onde des courants statoriques qui s'éloigne de la forme sinusoïdale. Par contre le couple semble ne pas subir de grandes influences.

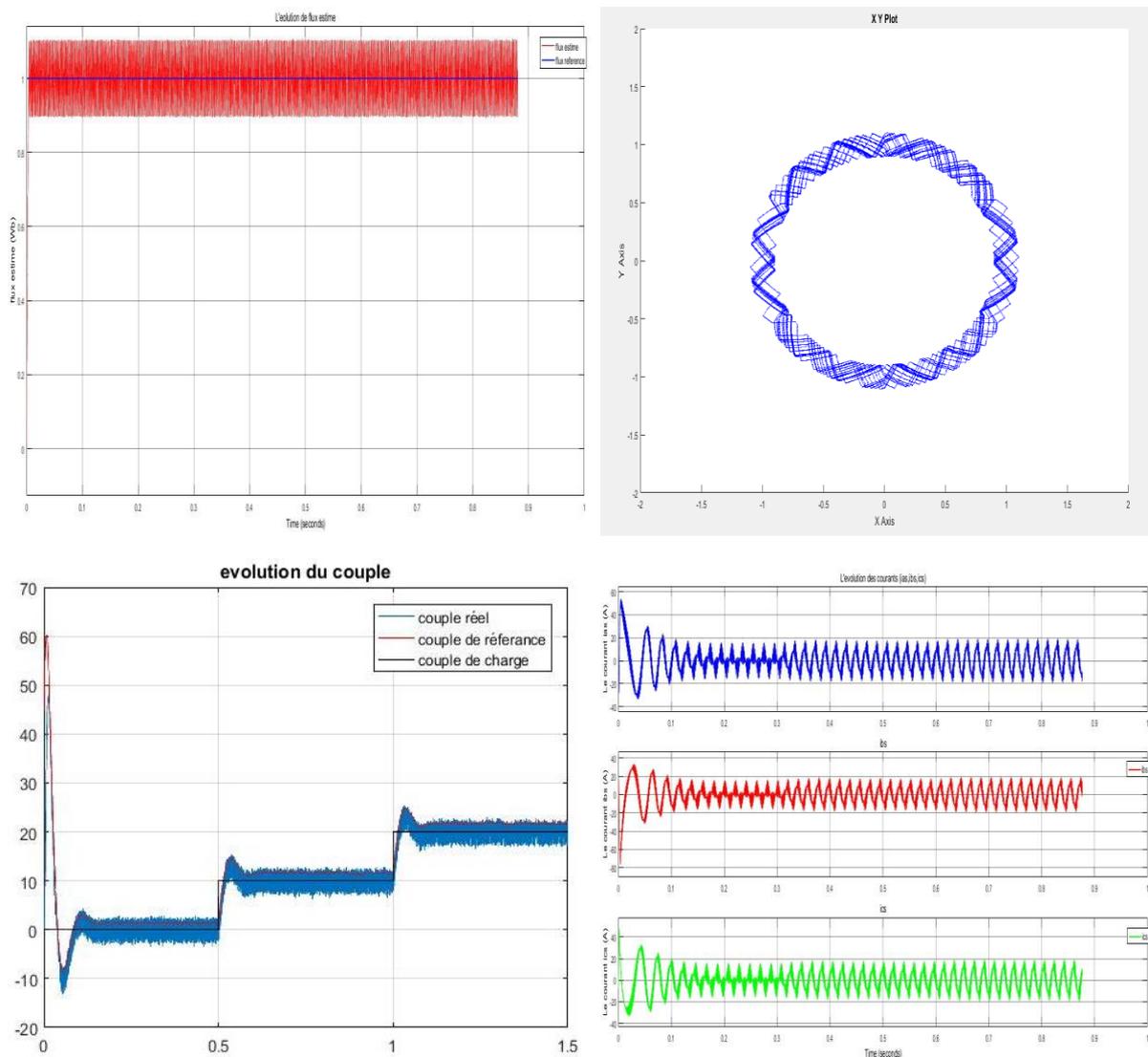


Figure (4.14) : Evolution des principales caractéristiques de la machine pour  $H_{flx}=0.1$

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

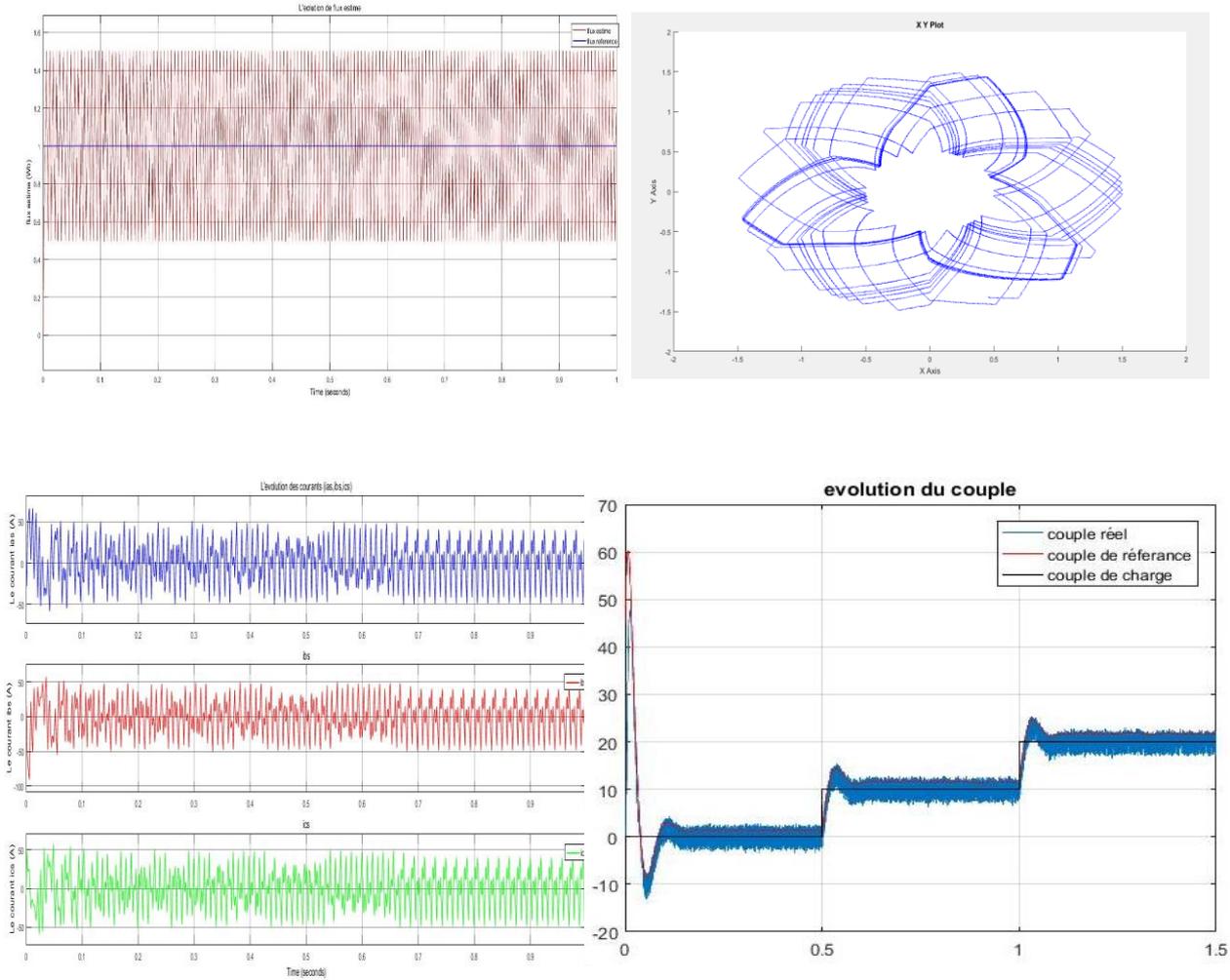


Figure (4.15) : Evolution des principales caractéristiques de la machine pour Hflx=0.5

## 4.6.2 Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de couple :

La bande d'hystérésis du régulateur de flux a été fixé à Hflx= 0.001 wb et celle du régulateur de couple a été varier à Hce=0.1 Nm

# Chapitre 4 : Amélioration des performances de la DTC

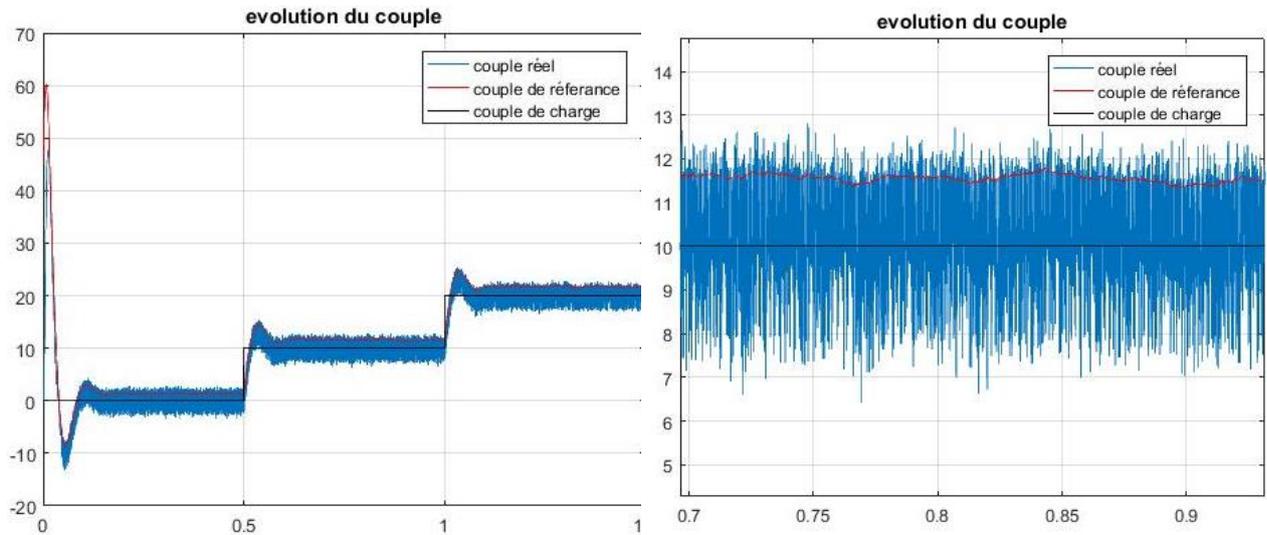


Figure (4.15) : Evolution de couple électromagnétique pour Hce=0.1

## 4.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté des onduleurs à trois niveaux à structure NPC, ainsi que leurs principes de fonctionnement avec une évaluation par simulation numérique des performances de ces types d'onduleurs associés à une machine asynchrone et contrôler par la commande DTC.

L'application de la DTC associée à un onduleur multi-niveaux avec la MAS apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique, rencontrés dans l'association à un onduleur à deux niveaux. Le contrôle du couple obtenu est très performant. La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle tout ça sans la nécessité d'un capteur mécanique pour la connaissance de la position du rotor.

La DTC d'une machine asynchrone associée à un onduleur de tension multi-niveaux de structure NPC, valable quel que soit le sens de rotation de la machine et à n'importe quelle vitesse de rotation. On peut affirmer que les avantages liés à l'utilisation de ce type d'onduleur sont nombreux, on peut citer entre autres, l'augmentation de la puissance de l'installation, la diminution des sollicitations et de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance et l'amélioration des formes d'ondes des grandeurs de sortie.

# Introduction générale

---

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continu (M.C.C) a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de sa facilité de commande. Cette dernière est assurée grâce au découplage naturel entre les deux éléments de commande en l'occurrence :

- Le courant induit producteur du couple.
- Le courant inducteur producteur du flux.

Cependant, la fragilité du système balai-collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C. En effet, ce commutateur ne facilite pas son entretien, il limite son fonctionnement en puissance et en vitesse et ne permet pas son utilisation dans des milieux corrosifs et explosifs. Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse sa fiabilité électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la vitesse variable ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose le problème du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

Les courants harmoniques, définis comme la présence des courants électriques non parfaitement sinusoïdaux dans les réseaux électriques, sont l'une des causes principales d'arrêts et de pertes de production dans de nombreuses industries. Ils sont principalement causés par la présence d'une charge électrique non linéaire dans le réseau de transmission, de distribution ou de l'usine et par le démarrage de charges motrices importantes en industrie.

Face à ces problèmes, on utilise les onduleurs multi-niveaux. En effet dans les systèmes de commande à grande puissance, les onduleurs classiques à deux niveaux ne sont plus

# Introduction générale

---

efficaces, car les interrupteurs ne supportent pas de fortes tensions inverses. Par conséquent, les onduleurs multi-niveaux ont été choisis comme le convertisseur de puissance préféré pour les applications à haute puissance.

Une nouvelle technique de commande proposée par Depenbrock et Takahashi, plus apte à surmonter les non linéarités et le couplage des machines à courant alternatif et qui possède l'avantage d'être indépendante de la position du rotor et des paramètres de la machine, sauf la résistance statorique. Cette commande appelée DTC (Direct Torque Control) présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis à vis des écarts de paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction, véhicule électrique ainsi que la propulsion navale.

La stratégie du contrôle DTC est basée sur la commande directe de l'amplitude du couple et de la vitesse de rotation du flux tournant statorique. En effet, à partir de références externes, tel le couple et le flux, la commande DTC recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur qui atteint les performances désirées. L'utilisation des éléments non linéaires de type hystérésis dans la commande DTC classique conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable et provoquent des oscillations du couple.

Aujourd'hui, la commande DTC connaît un développement important notamment avec l'évolution de l'intégration des nouvelles techniques. Ainsi, dans le cadre de notre travail on cherche à appliquer la commande DTC au contrôle de la MAS, puis on essaiera de l'améliorer au **niveau de l'onduleur** et **l'hystérésis** pour atteindre un fonctionnement plus ou moins satisfaisant de la machine.

Dans ce mémoire, nous développons le principe du contrôle direct de couple de la machine, en expliquant le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux. Puis on l'améliore par l'augmentation des niveaux de l'onduleur.

# Introduction générale

---

Dans ce premier chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone nécessaire pour réaliser un schéma de simulation de la commande de la machine.

L'étude de l'onduleur a deux niveaux, ça modélisation ainsi que ces différentes techniques de commande serrant présenté dans ce deuxième chapitre.

Le troisième chapitre consiste en une étude détaillée de la technique de commande par le contrôle direct du couple « DTC » associé à un onduleur a deux niveaux, tout en faisant une étude théorique contenant la modélisation mathématique de ce type de commande, puis la concrétisation de ce modèle par un simulation sous MATLAB.

Dans le quatrième chapitre nous améliorons les performances de cette commande par l'association d'onduleur (3 niveaux), l'étude de l'influence des différents paramètres de la machine et des comparateurs utilisés pour la régulation, sur la robustesse de la commande.

Enfin une conclusion générale englobera les points essentiels tirés de l'étude et des résultats obtenus

## Reference Bibliographie

---

- [1] : CHEKIMA MESSAOUD. Simulation du Fonctionnement du moteur Asynchrone avec Asymétrie Rotorique. Mémoire De Master Commande Electrique. Université Mohamed Khider Biskra.08 juin 2014.
- [2] : REZGUI SALAH EDDINE. Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab / Simulink et Temps Réel Application à la Machine Asynchrone ' Commande Vectoriel Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, RAS. Thèse De Magister Modélisation Et Commande Des Machine. Université De Mentouri De Constantine.2009.
- [3] : HAMID CHAIKHY. Contribution Au Développement Et L'implémentation Des Stratégies De Commande Evaluées Des Machine Asynchrone. Thèse De Doctorat Génie Electrique. Université Hassen II Casablanca. 20 Avril 2013.
- [4] : BAPIO BAYALA. Machines Electriques. Formation Continue- Techniciens Supérieures- Ingénieur Electrotechniciens. 2010.
- [5] : CHARBONNEL ALAIN. Le Moteur Asynchrone Triphasé. Université De Lille 1. 2009.
- [6] : THEODORE WILDI. Gibert Sybille. Électrotechnique.
- [7] : Dr A MEROUFEL. Contrôle De La Machine Asynchrone. Université Djillali Liabés Sidi Bel-ABBES. 2008\2009.
- [8] : RACHID ABDESSAMED. Modélisation Et Simulation Des Machine Electrique. Ellipses. 2011
- [9] : GUY STURTZER. Modélisation Et Commande des Moteurs Triphasé. Ellipses.2000.
- [10] : BERREZZEK FARID. Etude Des Différentes Technique De Commande Des Onduleurs à MLI à Une Machine Asynchrone. Thèse De Magister Commande Des Machines Electriques Université Badji Mokhtar Annaba. 2006.
- [11] : M. LAAMAYAD TAHAR. Commande Optimale D'une Machine Asynchrone Apport De LA Logique Floue. Thèse De Magister Commande Electrique. Université De Batna.2008.
- [12] : Chikhi Abdesselem : 'Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue', mémoire de magister, Université de Batna, 2008.

## Reference Bibliographie

---

- [13] : BOUBACAR Housseini : 'prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction', thèse de doctorat, université de Québec à Trois-Rivières, 2010.
- [14] : Bernard de Fornel : 'Techniques de l'ingénieur', D3 623.
- [15] : Carlos Canudas de Wit : 'Modélisation contrôle vectoriel et DTC', thèse de doctorat, 2000.
- [16] : Buja, G. Casadei et D. Serra: 'Direct torque control of induction motor drives', Proceedings of The IEEE International Symposium, Issue, Volume 1 Pages Tu2 - Tu8, 7-11 Jul 1997.
- [17] : C. Elmoucary : 'Contribution à l'étude de commande directe de couple et du flux de la machine à induction', thèse de doctorat, université Paris IX, 2000.
- [18] : L. Tang and M.F. Rahman: 'A new direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction motors drive-A Matlab/Simulink Model', School of Electrical Engineering and Telecommunications the university of New South Wales Sydney, Australia, 2002.
- [19]: M.G. Jayne: 'New Direct Torque Control scheme', EPE, 2005.
- [20] : A. Ameer : 'commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant', thèse de doctorat, université de Batna 2005.
- [21]: T. A. Wolbank, A. Moucha et J. L. Machl: 'A comparative study of field-oriented control and direct-torque control of induction motors reference to shaft-sensorless control at low and zero speed', Intelligent control, proceedings of the IEEE international symposium, pages 391-396, Oct 2002.
- [22] : Zhuohui Tan, Yongdong Li et Min Li: 'A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three-Level NP Inverter', Power Electronics Specialists Conference, 2001, IEEE 32nd Annual, Issue, Volume 3 Pages 1435 – 1439, 2001.

## Reference Bibliographie

---

- [23] : Martins et C.A. Carvalho: 'Technological Trends in Induction Motor Electrical Drives', Power tech Proceedings, IEEE, Volume 2 page 7, 2001.
- [24] : Xavier del Toro Garcia, Antoni Arias, Marcel G. Jayne, Phil A. Witting, Vicenç M. Sala et Jose Luis Romeral: 'New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Threelevel Inverter', AUTOMATIKA, ISSN 0005–1144, pages 73–81, 2005.
- [25] : Hu, X. Zhang: 'A predictive direct torque control scheme for a three-level VSI fed induction motor drive' Electrical Machines and Drives, Ninth International, 1999, Conference on (Conf. Publ. No. 468), Issue, Pages 334 – 338, 1999.
- [26] : Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy et Ji-Yoon Yoo: 'Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency', IEEE on Power Electronics, Volume 17 N°. 2, Mars 2002.
- [27]: Anne Marie Arker Hissel : 'Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance', Thèse Doctorat, ENSEEIHT toulouse, 1999.
- [28] : A.M.Arcker Hissel ,M.Piterzak David et B. De Fornel: 'Improved Variable Structure Controllers of High Power 3-Level Inverter-Fed Induction Motor Drivers', 2nd IMACS International, Computational Engineering in Systems Applications Co-Sponsored by IEEE, Nabeul- Hammamet, Tunisia, Avril 1998
- [29] : Xuezhi Wu et Lipei Huang: 'Direct torque control of three-level inverter using neural networks as switching vector selector', Industry Applications Conference, IEEE, Volume 2 Page 939- 944, 2001.
- [30]: I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor", IEEE Trans. Ind. Electron., IE-22, Sept./Oct. 1986.
- [31]: I. Takahashi and. S. Asakawa, "Ultra-Wide Speed Control of Induction Motor Covered 10A6 range", IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-25: 227-232, 1987.
- [32]: T.G. Habetler and D.M. Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation", IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.

## Reference Bibliographie

---

[33] : H. YANTOUR, J. SAADI, A. KHOUMSI, " modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée a la machine asynchrone (dte) ", 6ème Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc.

[34] : A. Elbacha, M.T. Lamchichi, M. Cherkaoui, « Contrôle Direct de Couple d'une Machine Asynchrone Système de Régulation de Vitesse avec Anti-Emballlement », Physical and chemical News ISSN 1114-3800 pp. 128-134, 2006.

[35] : C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Edition Hermes Sciences Europe, 2000.

[36] : A. Marie ARCKER « Contrôle Direct du Couple électromagnétique de Machines Asynchrones de grande puissance » Thèse de doctorat, INP Toulouse,1999.

[37] : D. Casadei, F. Profumo, G.Serra and A.Tani, "FOC and DTC: Tox Viable Schemes for induction Motors Torque Control", IEEE Trans. Power Electronics. On PE, Vol.17, N°.5, Sept2002,

## Annexe A :

### ➤ Les paramètres de notre MAS

Fréquence : 50Hz

Puissance nominale : 4 KWatt

Tension d'alimentation : 220/380 Volts

Vitesse nominale : 1200 tr/min

Courant nominale : 15/8.6 A

Nombre de paires de pôles : 2

Résistance statorique : 1.2  $\Omega$

Résistance rotorique : 1.8  $\Omega$

Inductance statorique : 0.155 H

Inductance rotorique : 0.156 H

Inductance mutuelle : 0.15

Facteur de puissance : 0.86

Coefficient de frottement : 0.001 N.m.s/rad

L'inertie : 0.031 Kg.m<sup>2</sup>

Flux de référence : 1Wb

### ➤ Les paramètre de simulation de la DTC 2-Niveaux :

Bande hystérésis couple1 :  $\pm 0.01$  Nm

Bande hystérésis couple2 :  $\pm 0.01$  Nm

Bande hystérésis flux :  $\pm 0.001$  Wb

Tension d'alimentation : 700 V

➤ **Les paramètres de simulation de la DTC 3-Niveaux :**

Bande hystérésis couple1 :  $\pm 0.01$  Nm

Bande hystérésis couple2 :  $\pm 0.01$  Nm

Bande hystérésis flux :  $\pm 0.001$  Wb

Tension d'alimentation : 380 V

## Annexe B :

## ➤ Le Régulateur de vitesse

Calcul Régulateur de vitesse avec PI :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_i} = \frac{1}{w_n} \\ \frac{(k_p + f)}{k_i} = \frac{2\zeta}{w_n} \end{cases}$$

Avec :

$\zeta$  : Coefficient d'amortissement, ( $\zeta = 0.7$ )

$t_{r5\%}$  : Temps de réponse (s), ( $t_{r5\%} = 0.21$ )

$w_n$  : Fréquence propre d'oscillation ( $w_n = \frac{3}{\zeta * t_{r5\%}}$ ), ( $w_n = \frac{3}{0.7 * 0.21} = 20.4082$ )

$$\begin{cases} k_i = (w_n)^2 * J = 12.9113 \\ k_p = \frac{2\zeta * k_i}{w_n} - f = 0.8847 \end{cases}$$

La rapidité d'un système réguler s'évalue par le temps que met la sortie à entrer dans une zone à  $\pm 5\%$  de sa valeur finale (soit entre 95% et 105%). Ce temps s'appelle le temps de réponse à 5%.

Le gain est déterminé par un coefficient d'amortissement de réponse sachant que le temps de réponse à 5% de la valeur final peut être exprimé par :  $t_{r5\%} = \frac{3}{\zeta * w_n}$