

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

Mention Électronique

Pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique spécialité Machines
électriques (M.E)

présenté par

KHALED BILLEL

&

DJOUABI HAMZA

Commande DTC à 3 niveaux de la vitesse d'une MAS par un onduleur

Proposé par : BENOURED Abdelhalim

Année Universitaire 2015-2016



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études dans de bonnes conditions, en leur espérant une longue vie et que **Dieu** les garde.*

A mes sœurs.

A tous les membres de ma grande famille.

A mes chers amis et collègues .

*A mon promoteur **Mr.A- BENOURED**, et mon binôme **KHALED Billel***

*A toute la promotion **2015-2016** électrotechnique sans exception.*

H-DJOUABI





Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents, mes frères, ma sœur et à ma belle famille

*A mon promoteur **Mr.A- BENOUARED**, et mon binôme **DJOUABI Hamza**.*

*A toute la promotion **2015-2016** électrotechnique sans exception.*

*** K.B***



REMERCIEMENTS

*Nous remercions Dieu de nous avoir donné la santé et le courage
Pour inspirer la connaissance et le savoir.*

*Nos plus vifs remerciements vont à notre promoteur Monsieur
A. BENOUARED qui a bien voulu diriger ce travail,
Comme on remercie en lui sa modestie et sa grande gentillesse.
Qu'il trouve ici l'expression de notre reconnaissance pour son soutien et pour les conseils
dont il nous a généreusement fait bénéficier.*

*Des remerciements vont également à celles et ceux qui nous ont apporté,
de près ou de loin, orientation, soutien et aide dans la réalisation
et la concrétisation de ce travail.*

*Une pensée pleine de reconnaissance à tous les enseignants du Département d'Électronique
pour leurs efforts et leurs collaborations lors de notre cursus à l'université
SAAD DAHLAB de BLIDA*

*Nous remercions les membres du jury qui ont bien voulu juger ce travail,
nous les assurons de notre profonde gratitude.*

*Nous saisissons cette occasion pour exprimer notre reconnaissance
à tous ceux qui ont collaboré dans notre réussite et tous ceux qui nous ont soutenu.*

DJOUABI et KHALED

CHAPITRE 1

Figure.1.1. Constitution éclaté de la machine asynchrone.....4

Figure.1.2. Représentation spéciale des enroulements statorique et rotorique de la MAS.....7

Figure.1.3. Modèle d'une phase avec force électromotrice.....7

Figure.1.4. Position des axes (d,q) par rapport aux axes de la machine.....11

Figure.1.5. Position des repères d q et $\alpha \beta$19

Figure.1.6. Bloc de la MAS BO dans le repère (d,q).....20

Figure.1.7. Schéma de la MAS dans le repère (d, q).....21

Figure.1.8. Les résultats de simulation d'une MAS sans onduleur dans le repère (d, q).....22

Figure.1.9. Bloc de la MAS BO dans le repère (α, β).....23

Figure.1.10. Les résultats de simulation d'une MAS sans onduleur dans le repère (α, β).....24

Figure.1.11. Schéma d'un onduleur triphasé à 3 bras.....27

Figure.1.12. La bande de courant à hystérésis.....29

Figure.1.13. Principe de la technique triangulo-sinusoïdale.....30

Figure.1.14. Schéma de l'onduleur MLI (STPWM) sous Simulink.....31

Figure.1.15. Bloc de la MAS BO avec l'onduleur dans le repère (d, q).31

Figure.1.16. Les signaux de la porteuse V_p avec références modulante $f_p = 1.05$ KHz.....32

Figure.1.17. Les signaux d'entre de l'onduleur32

Figure.1.18. La tension simple V_n de sorti de l'onduleur32

Figure.1.19. Les résultats de simulation d'une MAS avec onduleur dans le repère (d, q).....34

Figure.1.20. Bloc de la MAS BO avec l'onduleur dans le repère (α, β).....34

Figure.1.21. Les résultats de simulation d'une MAS avec onduleur dans le repère (α, β).....36

CHAPITRE 2

Figure 2.1. Schéma classique de commande scalaire.....38

Figure 2.2. Représentation de l'orientation du repère dq.....42

Figure 2.3. Schéma d'obtention des courants de référence.....	45
Figure 2.4. Reconstitution des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* après compensation.....	45
Figure 2.5. Schéma synoptique de la commande IR FOC.....	46
Figure 2.6. Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse.....	47
Figure 2.7. Schéma fonctionnel de la régulation de courant.....	49
Figure 2.8. Orientation de l'axe d selon la direction du flux statorique.....	53
Figure 2.9. Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué...54	54
Figure 2.10. Illustration de l'angle δ	55
Figure 2.11. Evolution de l'angle δ en fonction du vecteur tension appliqué.....	56
Figure 2.12. Evolution de ψ_s	57
Figure 2.13. Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	57
Figure 2.14. Contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux.....	58
Figure 2.15. Evolution de ψ_s	58
Figure 2.16. Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	58
Figure 2.17. Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1...6$	60
Figure 2.18. Schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension.....	62
Figure 2.19. Illustre le schéma de principe de commande DTC.....	63
Figure 2.20. Schéma –bloc de régulation de vitesse.....	63

CHAPITRE 3

Figure 3.1. Schéma globale de la commande IR FOC de MAS.....	67
Figure 3.2. Schéma interne de bloc de la commande vectorielle (IR FOC).....	68
Figure 3.3. Schéma bloc la commande DTC Simulink.....	69
Figure 3.4. Bloc estimation de couple et flux statoriques et secteur	70
Figure 3.5. Bloc table de commutation 3 niveaux.....	70
Figure 3.6. Bloc régulateur la vitesse PI.....	70
Figure 3.7. Variation du couple résistant C_r	66

Figure 3.8. Les résultats de simulation de la commande vectorielle IR FOC d'une MAS.....	72
Figure 3.9. Les résultats de simulation de la commande DTC d'une MAS.....	74
Figure 3.10. Les résultats L'évolution du flux courant statorique pour une bande d'hystérésis.....	75
Figure 3.11. Couple électromagnétique pour une bande d'hystérésis $\Delta C_e = 0.1 \text{ Nn}$ Fréquence commutation $f_c = 10 \text{ KHz}$ $\Delta \psi = 0.01 \text{ wb}$	77

ملخص: الهدف من هذا العمل هو دراسة مقارنة مختلف المساهمات باستعمال تقنيات المنطق الغامض في تحسين قدرات التحكم بواسطة توجيه التدفق (FOC) وكذا التحكم المباشر للمزدوجة (DTC) المستعملين في الدفع ذي التحريك غير المتزامن (MAS) وهي أكثر الاستخدام في مجال صناعة هذا مما يحفز على البحث أيضا عن تحسين استمرارية تشغيل المنظومة بالجمع بين التحكمين السالفين الذاكر هما في مجال المتحكمات القابلة للخلل، وبخاصة الخلل المتعلق بملتقط السرعة. وفي هذه الحالة، تتعين إحداث انتقال دقيق بين التحكمين خلال التشغيل، عندما تحدث خلل في ملتقط السرعة، مما تستلزم إيجاد ربط بين التحكمين في التشغيل العادي (الصحي) واختيار أفضل نظرا تطبيق الصناعي. ودرس سرعة الاستجابة الميكانيكية في وجود عزم الدوران مقاومة لتقليل نبض من عزم الدوران وتدفق (flux) لجزء الثابت اكتشاف إيجابيات وسلبيات كل تحكّم منهما.

كلمات المفاتيح: التحكم توجيه التدفق (FOC)، التحكم المباشر للمزدوجة (DTC).

Résumé : L'objectif de ce travail est d'étudier la comparaison entre deux commandes de moteur MAS utilisées dans le domaine de l'industrie à savoir la commande vectorielle à flux rotorique orienté et la commande DTC afin de pouvoir choisir la meilleur lors d'une application industrielle donnée. Pour cela on a étudié les performances à la réponse de vitesse mécanique en présence d'un couple résistant et les moyens de minimisation des pulsations du couple et du flux statorique pour en déduire les avantages et les inconvénients des deux commandes.

Mot clé: DTC et MAS

Abstract: The objective of this work is to study the comparison between two MAS motor controls used in the field of industry is the rotor flux vector control oriented and DTC in order to choose the best when applied given industrial. For this performance the mechanical response speed was studied in the presence of a resistant torque and pulsation minimization means the torque and the stator flux to derive the advantages and disadvantages of the two commands.

Keywords : DTC et MAS

Remerciements	
Dédicace	
Résumé.....	
Listes des acronymes et abréviations	
Table des matières	
Liste des figures	
Liste des tableaux.....	
Introduction Générale.....	1

Chapitre 1 : Modélisation de la MAS

1.1 Modélisation de la MAS.....	3
1.1.1 Introduction	3
1.1.2 Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone.....	3
1.1.3 Description de la machine asynchrone.....	5
1.1.4 Principe de fonctionnement	6
1.1.5 Hypothèses de travail	6
1.1.6 Modèle mathématique de la MAS.....	6
1.1.6.1 Equations en triphasée.....	7
1.1.6.2 Transformation triphasée – diphasée.....	10
1.1.6.3 Choix du repère de référence.....	12
1.1.6.4 Application de la transformation de Park au modèle de la MAS.....	13
1.1.6.5 Expression en modèle d'état.....	16
1.1.6.6 Référentiel lié au stator (repère stationnaire $\alpha\beta$).....	17
1.1.6.7 Passage entre les repères d q et $\alpha\beta$	19
1.1.7 Schéma et Résultat de simulation sans onduleur.....	20

1.1.8 L'interprétation des résultats.....	25
1.2 Modélisation de l'onduleur de tension	26
1.2.1 Introduction.....	26
1.2.2 Description de l'onduleur	26
1.2.3 Stratégies de commande de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	27
1.2.3.1 ONDULEUR DE TENSION A MLI.....	28
1.2.3.2 MLI VECTORIELLE	28
1.2.3.3 CONTROLE DES COURANTS PAR REGULATEURS A HYSTERESIS.....	28
1.2.3.4 Principe de la stratégie sinus-triangulaire (STPWM).....	30
1.3 RESULTATS ET SIMULATION.....	31
1.4 CONCLUSION	36

Chapitre 2 : Etude des différents types de commandes et Régulateurs

2.1 Introduction	37
2.2 Commande scalaire.....	37
2.3 Commande vectorielle de la MAS.....	39
2.3.1 Introduction	39
2.3.2 Principe de la commande vectorielle.....	39
2.3.3 Différentes méthodes de commande par orientation du flux rotorique	40
2.3.3.1 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté (DFOC).....	40
2.3.4 La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC).....	41

2.3.4.1 Mise en équation de la commande IRFOC.....	41
2.3.4.2 Estimation de ω_s et de θ_s	42
2.3.4.3 Expression du couple électromagnétique.....	43
2.3.4.4 Méthode de découplage.....	44
2.3.4.4.1 Méthode par compensation.....	44
2.3.4.5 Calculs des régulateurs	46
2.3.4.5.1 Régulateur de vitesse.....	47
2.3.4.5.2 Calcul du régulateur de Courant	48
2.5 Commande directe du couple de la MAS.....	50
2.5.1 Introduction.....	50
2.5.2 Principe de la commande DTC	51
2.5.2.1 Règle d'évolution du flux statorique.....	51
2.5.2.2 Règle d'évolution du couple électromagnétique.....	54
2.5.3 Elaboration de la commande directe du couple.....	56
2.5.3.1 Régulation du flux statorique.....	56
2.5.3.2 Régulation du couple électromagnétique.....	57
2.5.4 Elaboration de la table de commutation (stratégie de commutation).....	59
2.5.4.1 Stratégie de commutation dans la DTC	59
2.5.4.2 Table de commutation.....	59
2.5.5 Estimation du flux statorique et du couple.....	61
2.5.5.1 Modèle en tension	61
2.5.6 Schéma de la commande.....	63
2.5.7 Calculs des régulateurs.....	63

2.6 Conclusion.....65

Chapitre 3 Simulations et résultats

3.1 Introduction.....66

3.2 Résultats et Simulations.....67

3.3 Interprétations des résultats71

3.4 Comparaison entre les commandes IRFOC et DTC.....78

3.5 Conclusion79

Conclusion générale80

Annexe82

Bibliographie.....83

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans ce mémoire concerne une étude sur la commande vectorielle IRFOC et la commande DTC d'un moteur asynchrone.

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la MAS exige dans le repère de Park et repère de Concordia une bonne modélisation mathématique qui décrit de manière très proche son comportement dans le cas réel. Le modèle ainsi développé a été validé par des essais expérimentaux.

Nous avons aussi présenté le modèle de l'onduleur de tension à trois niveaux, il a été commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale dans le cas du FOC et une stratégie en utilisant une table de commutation dans le cas de la DTC.

Nous avons étudié les deux commandes DTC et vectorielle indirect par orientation du flux rotorique. Ces deux techniques de commandes ont permis un contrôle séparé du couple et de flux, pour commander la vitesse de rotation de moteur et son inversion en présence d'un couple résistant. Les résultats de simulation montrent que les deux commandes sont aptes à maîtriser le couple instantané, mais la DTC contrôle mieux le flux statorique.

En outre, la MLI est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation. De plus une amélioration très significative des performances de la DTC classique a été réalisée suite à l'utilisation de plusieurs approches visant la minimisation des pulsations du couple de la MAS.

Comme perspective à notre travail il serait souhaitable :

D'améliorer la commande DTC basée sur la table de commutation, en utilisant un onduleur de type SVM capable de travailler avec des fréquences de commutation constante ,ainsi les oscillations du couple sont notablement réduites.

D'augmenter le nombre de niveaux des bandes d'hystérésis des couples et des flux statoriques.

D'augmenter le nombre de secteur en utilisant un onduleur multi niveaux et enfin réaliser une commande des différentes séquences de fonctionnement du variateur à l'aide d'un automate programmable.

CHAPITRE 1

Tableau 2.1 Tableau de commutation de la structure de DTC.....59

CHAPITRE 2

Tableau 3.1 Comparaison entre *IRFOC* et *DTC*.....78

Paramètres du Modèle :

R_S	Résistance statorique.
R_R	Résistance rotorique.
L_S	L'inductance propre d'une phase statorique.
L_R	L'inductance propre d'une phase rotorique.
L_m	La mutuelle inductance entre phases statorique et rotorique.
J	Moment d'inertie du rotor.
p	Nombre de paires de pôles.

Variables électriques et mécaniques de la machine

E	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
V_S	La tension statorique.
I_S	Le courant statorique.
I_R	Le courant rotorique.
ψ_S	Le flux du stator.
ψ_R	Le flux du rotor.
ω_S	La pulsation statorique.
ω	La pulsation mécanique.
ω_{Sl}	La pulsation de glissement.
θ_r	L'angle électrique entre le rotor et le stator.
θ_{Sl}	L'angle électrique entre l'axe d et le rotor.
θ_S	L'angle électrique entre l'axe d et le stator.
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
T_R	La constante de temps rotorique.
T_S	La constante de temps statorique.
δ	Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

Indice :

a, b, c	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé.
d, q	Variables exprimées dans le repère (d,q) tournant à la vitesse synchrone.
$\alpha \beta$	Variables exprimées dans le repère fixe biphasé ($\alpha\beta$).

Variables de commande et de régulation

T_e	La période d'échantillonnage.
K_p, K_i	Le gain proportionnel et intégral de l'estimateur PI.
\widehat{C}_e	Le couple estimé.
$\widehat{\psi}_s$	Le flux estimé.
C_e^*, C_{eref}	Le couple de référence.
ψ_s^*, ψ_{Sref}	Le flux de référence.
f_c	La fréquence d'échantillonnage.

ABRÉVIATIONS

MAS	Machine asynchrone.
IFOC	Acronyme de Indirect Field oriented control.
FOC	Acronyme de Field oriented control.
DTC	Acronyme de Direct torque control.
DSC	Acronyme de Direct self-control.
PWM	Acronyme Pulse with modulation.
IGBT	Acronyme insulated gate bipolar transistor.
SVM	Space Vector Modulation.

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

Chapitre 2

Etude des différents types de commandes

Chapitre 3

Simulation de la commande IR FOC et DTC

Références
Bibliographiques

Les Annexes

1.1 Modélisation de la MAS

1.1.1 Introduction

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués d'empilement de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placées les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoidale possible dans l'entrefer. Le rotor est monté sur un axe de rotation (voir figure 1.1). Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, sont définis deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil, toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [1].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d,q) , soit fixé au stator $(\alpha\beta)$, ces derniers sont déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates.

Ensuite, on procèdera à la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est l'onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de méthodes de commandes rapprochées à *MLI* sinus-triangle (*STPWM*), et une attention particulière à la *MLI* vectorielle qui sera notée *SVPWM*, très appréciée par ses avantages lorsqu'elle est associée à la commande des machines électriques.

1.1.2 Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone

Si l'on compare le moteur asynchrone au moteur shunt à courant continu, on constate que les caractéristiques dans leurs parties stables, sont identiques, ce qui conduit aux mêmes applications Industrielles. En ce qui concerne le choix d'un moteur pour une application donnée, il est intéressant de signaler les avantages et les inconvénients de ces deux moteurs.

a Les avantages du moteur asynchrone :

Comparé au moteur shunt, le moteur asynchrone a l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé. Son prix d'achat est moins élevé, il est beaucoup plus robuste car il ne nécessite pratiquement pas d'entretien.

Ses deux qualités fondamentales (prix et solidité) résultent du fait qu'il n'a pas de collecteur.

En effet, le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent : changement des balais

b Les inconvénients du moteur asynchrone :

A l'exception du démarrage et de l'inversion du sens de marche que l'on peut résoudre de façon satisfaisante, le moteur asynchrone a des performances très médiocres par rapport à celles du moteur shunt. En effet jusqu'à ces dernières années, l'entraînement idéal était réalisé par le léonard formé un moteur shunt alimenté par un convertisseur de tension.

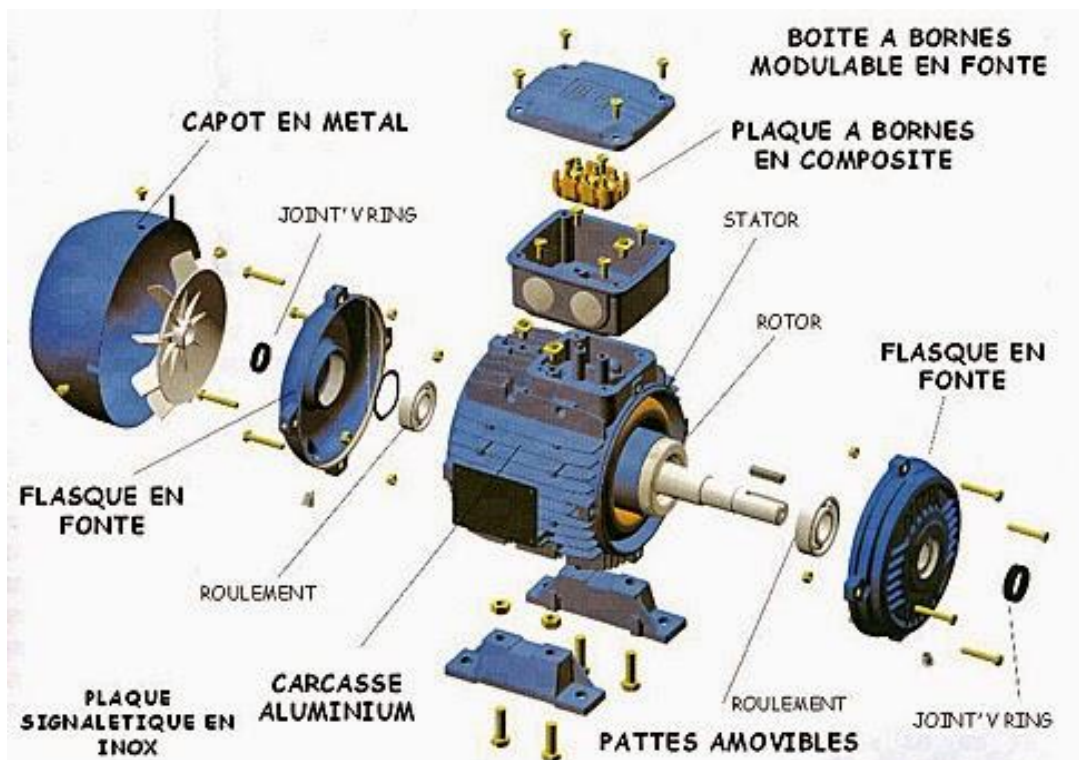


Figure 1.1. Constitution éclaté de la machine asynchrone.

1.1.3 Description de la machine asynchrone [2] [3].

Une machines asynchrone est une machine à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant.

La machine utilisée dans notre étude est une machine asynchrone à cage d'écureuil. Comme toute machine d'induction, le moteur asynchrone à cage peut se décomposé en trois parties distinctes (voir figure 1.1).

- Les organes mécaniques.
- Le stator, partie fixe de la machine ou est connectée l'alimentation électrique.
- Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.

a Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission, il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor, et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement [4].

b Le stator

Il est constitué d'un paquet de tôles feuilleté à encoches portant un enroulement polyphasé à p : paires de pôles, dont l'alimentation à tension alternative de fréquence f crée un champ magnétique tournant à la vitesse dit de synchronisme ω_s . [5].

c Le rotor

Il est constitué d'un paquet de tôles feuilleté à encoches ; ces dernières sont remplies par des barres réunies de chaque côté du rotor par un anneau ; Cette structure est dite à cage d'écureuil.

Le champ tournant statorique crée dans les barres rotoriques des courants induits dont l'action sur ce champ provoque un couple. Le rotor tourne à une vitesse légèrement plus faible que la vitesse de synchronisme.

1.1.4 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur le champ tournant. Celui-ci, crée par le bobinage statoriques induit dans la cage du rotor des courants, l'action de ces derniers sur le champ dans l'entrefer, crée un couple qui fait tourner le rotor. Cependant la vitesse de rotation du rotor ne peut égale celle du champ tournant, sinon les courants induits dans le rotor seraient nuls c'est pour cette raison que ces moteurs sont dits asynchrones.

1.1.5 Hypothèses de travail

La modélisation de la Machine Asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes : [6] [7] [8]

- Nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

Ces choix signifient entre autre que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de l'autre axe magnétique.

1.1.6 Modèle mathématique de la MAS

Un moteur à induction est un transformateur électrique dont les circuits magnétiques sont séparés en deux parties (primaire et secondaire) pouvant se mouvoir l'une par rapport à l'autre. La structure classique d'un moteur à induction consiste en un stator de forme cylindrique portant sur sa partie périphérique interne les enroulements du primaire, le moteur à induction triphasé est composé de deux parties. La modélisation standard du moteur à induction triphasé, symétrique et équilibré représente le stator par trois enroulements

identiques décalés de $(\frac{2\pi}{3})$ auxquels on peut appliquer un potentiel V et le rotor par trois enroulements identiques décalés de $(\frac{2\pi}{3})$ en court-circuit voir figure 1

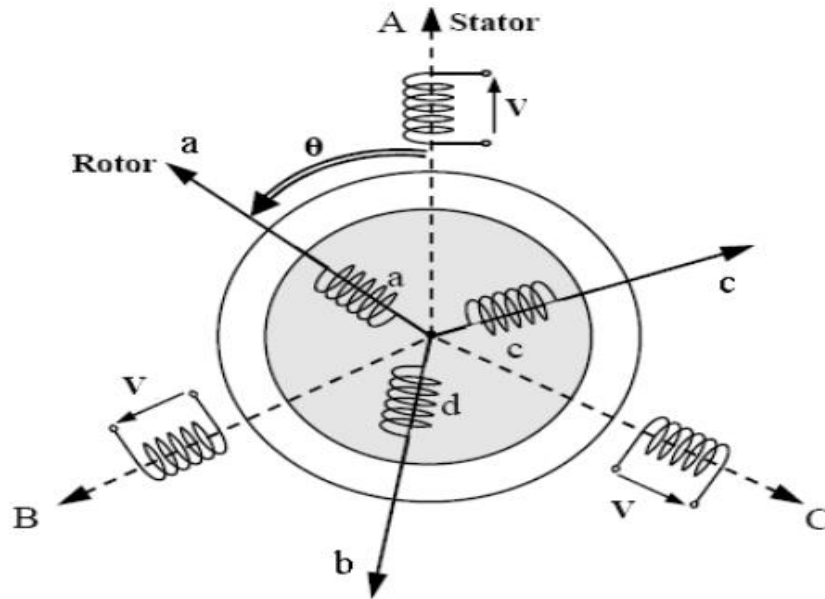


Figure 1.2. Représentation spatiale des enroulements statorique et rotorique de la MAS.

1.1.6.1 Equations en triphasée

a Equation de tension

Pour chaque enroulement, on peut écrire l'équation de tension sous la forme suivante :

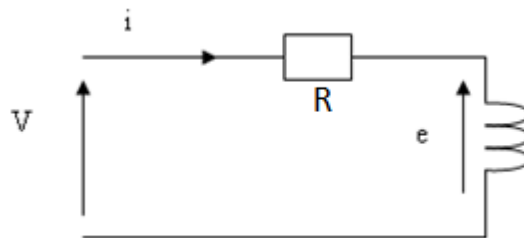


Figure 1.3. Modèle d'une phase avec force électromotrice.

$$V = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \tag{1-1}$$

Ou Ψ représente le flux total à travers l'enroulement, pour l'ensemble des enroulements en écrira :

Au stator :

$$[V_{Sabc}] = [R_S] \cdot [I_{Sabc}] + \frac{d[\psi_{Sabc}]}{dt} \Rightarrow \begin{cases} V_{Sa} = R_S I_{Sa} + \frac{d\psi_{Sa}}{dt} \\ V_{Sb} = R_S \cdot I_{Sb} + \frac{d\psi_{Sb}}{dt} \\ V_{Sc} = R_S \cdot I_{Sc} + \frac{d\psi_{Sc}}{dt} \end{cases} \quad (1-2)$$

Au rotor :

$$[V_{Rabc}] = [R_R] \cdot [I_{Rabc}] + \frac{d[\psi_{Rabc}]}{dt} \Rightarrow \begin{cases} V_{Ra} = R_R \cdot I_{Ra} + \frac{d\psi_{Ra}}{dt} = 0 \\ V_{Rb} = R_R \cdot I_{Rb} + \frac{d\psi_{Rb}}{dt} = 0 \\ V_{Rc} = R_R \cdot I_{Rc} + \frac{d\psi_{Rc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1-3)$$

R_R, R_S : Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

V_{Sa}, V_{Sb}, V_{Sc} : Les trois tensions statoriques.

V_{Ra}, V_{Rb}, V_{Rc} : Les trois tensions rotoriques.

I_{Sa}, I_{Sb}, I_{Sc} : Les trois courants statoriques.

I_{Ra}, I_{Rb}, I_{Rc} : Les trois courants rotoriques.

$\psi_{Sa}, \psi_{Sb}, \psi_{Sc}$: Les trois flux statoriques.

$\psi_{Ra}, \psi_{Rb}, \psi_{Rc}$: Les trois flux rotorique.

S R : Indices stator et rotor, respectivement.

Les grandeurs, $[V_{Sabc}], [I_{Sabc}], [\psi_{Sabc}]$, sont des vecteurs de dimension 3x1 définis comme suit :

$$[V_{Sabc}] = \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix} : \text{vecteur de tension statorique.}$$

Les trois enroulements du rotor sont en court-circuit d'où :

$$[V_{Rabc}] = \begin{bmatrix} V_{Ra} = 0 \\ V_{Rb} = 0 \\ V_{Rc} = 0 \end{bmatrix} : \text{vecteur de tension rotorique.}$$

$$[I_{Sabc}] = \begin{bmatrix} I_{Sa} \\ I_{Sb} \\ I_{Sc} \end{bmatrix} : \text{vecteur de courant statorique.}$$

$$[I_{Rabc}] = \begin{bmatrix} I_{Ra} \\ I_{Rb} \\ I_{Rc} \end{bmatrix} : \text{vecteur de courant rotorique.}$$

$$[\psi_{Sabc}] = \begin{bmatrix} \psi_{Sa} \\ \psi_{Sb} \\ \psi_{Sc} \end{bmatrix} : \text{vecteur de flux statorique.}$$

$$[\psi_{Rabc}] = \begin{bmatrix} \psi_{Ra} \\ \psi_{Rb} \\ \psi_{Rc} \end{bmatrix} : \text{vecteur de flux rotorique.}$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

$$[R_S] = R_S \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [R_R] = R_R \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

b Equations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir des différentes inductances, dont certaines dépendent du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ . Les expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent sous la forme :

$$[\psi_{Sabc}] = [L_S][I_{Sabc}] + [M_{SR}][I_{Rabc}] \quad (1-5)$$

$$[\psi_{Rabc}] = [M_{SR}][I_{Sabc}] + [L_R][I_{Rabc}] \quad (1-6)$$

$[L_S], [L_R]$: Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique.

$[M_{SR}]$: Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

On désigne par :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_S & M_S & M_S \\ M_S & l_S & M_S \\ M_S & M_S & l_S \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

$$[L_R] = \begin{bmatrix} l_R & M_R & M_R \\ M_R & l_R & M_R \\ M_R & M_R & l_R \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^t = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

Où :

θ : La position absolue entre stator et rotor

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator-rotor.

L_S, L_R : Inductance propre du stator et du rotor, respectivement

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles statoriques ; $[M_{SR}] = [M_{SR}]^t$

1.1.6.2 Transformation triphasée – diphasée

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, 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 θ et à la

réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de *Park* (1929) [9].

La figure 1.2 met en relief l'axe direct d du référentiel de *Park*, et l'axe en quadrature d'indice q voir figure 1.4

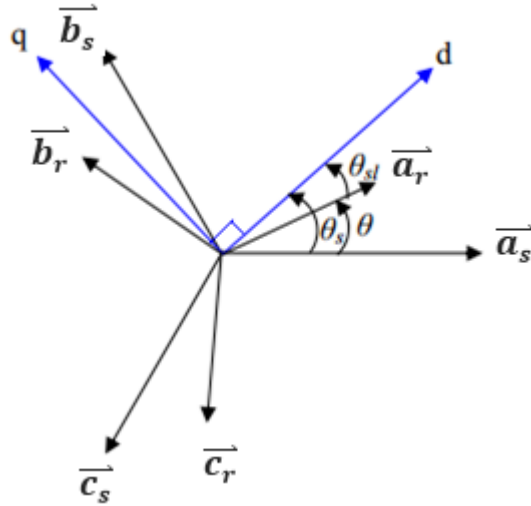


Figure 1.4. Position des axes (d, q) par rapport aux axes de la machine.

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

$$\theta_S = \theta_{SI} + \theta \tag{1-10}$$

La matrice de transformation de *Park* $[T]$ est définie comme suit :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{1-11}$$

On a choisi $(2 / 3)$, pour les valeurs inchangées des amplitudes des tensions, courants, et flux. θ_i : est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformation directe est alors :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-12)$$

Où, x représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable x_o représente la composante homopolaire, x_d représente la composante direct, x_q représente la composante quadrature, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

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

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) & 1 \\ \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (1-13)$$

1.1.6.3 Choix du repère de référence

a Différents repères :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux : [10]

- ✓ Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha-\beta) \rightarrow \omega = 0$.
- ✓ Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x-y) \rightarrow \omega = \omega_{Sl}$.
- ✓ Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d-q) \rightarrow \omega = \omega_s$.

b Référentiel lié au champ tournant

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ créé 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 :

$$\frac{d\theta_S}{dt} = \omega_S \Rightarrow \omega_{Sl} = \omega_S - \omega = \omega_S - p \Omega \quad (1-14)$$

Où

ω_S : est la pulsation statorique

ω : est la pulsation mécanique

ω_{Sl} : est la pulsation du glissement

Ω : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : $\omega = p \Omega$

1.1.6.4 Application de la transformation de Park au modèle de la MAS

a Equations électriques

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

$$\text{Au stator :} \quad \begin{cases} V_{Sd} = R_S i_{Sd} + \frac{d\psi_{Sd}}{dt} - \omega_S \psi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_S i_{Sq} + \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + \omega_S \psi_{Sd} \end{cases} \quad (1-15)$$

$$\text{Au rotor :} \quad \begin{cases} V_{Rd} = 0 = R_R i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} - (\omega_S - p \Omega) \psi_{Rq} \\ V_{Rq} = 0 = R_R i_{Rq} + \frac{d\psi_{Rq}}{dt} + (\omega_S - p \Omega) \psi_{Rd} \end{cases} \quad (1-16)$$

Ceux des flux totaux ayant pour valeur :

Pour le stator :

$$\begin{cases} \psi_{Sd} = L_S \cdot i_{Sd} + L_m i_{Rd} \\ \psi_{Sq} = L_S \cdot i_{Sq} + L_m i_{Rq} \end{cases} \quad (1-17)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \psi_{Rd} = L_R \cdot i_{Rd} + L_m i_{Sd} \\ \psi_{Rq} = L_R \cdot i_{Rq} + L_m i_{Sq} \end{cases} \quad (1-18)$$

Avec :

$$L_S = l_S + M_S$$

$$L_R = l_R + M_R$$

$$L_m = \frac{3}{2} M_{SR}$$

L_S : Inductance cyclique propre du stator.

L_R : Inductance cyclique propre du rotor.

M_S : Inductance cyclique mutuelle du stator.

M_R : Inductance cyclique mutuelle du rotor.

L_m : Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

l_S : Inductance propre d'une phase statorique.

l_R : Inductance propre d'une phase rotorique.

b Equations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique C_e peut se mettre sous plusieurs formes :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} p (\psi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \psi_{Sq} \cdot i_{Sd}) \\ C_e = \frac{3}{2} p (\psi_{Rq} \cdot i_{Rd} - \psi_{Rd} \cdot i_{Rq}) \\ C_e = \frac{3}{2} p L_m (I_{Rd} \cdot i_{Sq} - I_{Rq} \cdot i_{Sd}) \end{cases} \quad (1-19)$$

$$C_e = K_t (\psi_{Rd} \cdot i_{Sq} - \psi_{Rq} \cdot i_{Sd}) \quad (1-20)$$

Où :

p : le nombre de pair de pole.

$$K_t = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_R}$$

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T$$

$$\text{Ou bien : } [X] = [\psi_{Sd} \ \psi_{Sq} \ \psi_{Rd} \ \psi_{Rq}]^T$$

$$\text{Ou bien : } [X] = [\psi_{Sd} \ \psi_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T$$

$$\text{Ou bien : } [X] = [\psi_{Sd} \ \psi_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T$$

Ainsi notre choix est porté sur le vecteur : $[X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ \psi_{Rd} \ \psi_{Rq}]^T$

Notons que c'est la relation (1-20) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état

$[X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ \psi_{Rd} \ \psi_{Rq}]^T$, La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale de l'équation (1-21)

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_e - C_r - f_r \Omega). \quad (1-21)$$

Où

J : est l'inertie de toute les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

C_r : le couple de résistance.

f_r : Coefficient du frottement visqueux

$\Omega = \frac{\omega}{p}$: Vitesse de rotation mécanique

p : Nombre de paires de pôles.

C_e : Couple électromagnétique délivré par la machine.

1.1.6.5 Expression en modèle d'état

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques i_{sd} , i_{sq} et les flux rotoriques ψ_{Rd} , comme variables d'états. ψ_{Rq} D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (I-17) et (I-18) :

Pour les courants rotorique :

$$\begin{cases} i_{Rd} = \frac{1}{L_R} \cdot \psi_{Rd} - \frac{L_m}{L_R} \cdot i_{sd} \\ i_{Rq} = \frac{1}{L_R} \cdot \psi_{Rq} - \frac{L_m}{L_R} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (1-22)$$

Pour les flux statorique :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot i_{sd} + \frac{L_m}{L_R} \cdot \psi_{Rd} \\ \psi_{sq} = \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_R} \cdot \psi_{Rq} \end{cases} \quad (1-23)$$

En rapportant ces dernières relations dans (I-16) et (I-17), on aboutira aux systèmes d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_S} \left(R_S + \frac{R_R L_m^2}{L_R^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_S} \left(\frac{R_R L_m}{L_R^2} \right) \psi_{Rd} + \frac{1}{\sigma L_S} \left(\frac{L_m}{L_R} \right) \omega \psi_{Rq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_S} \left(R_S + \frac{R_R L_m^2}{L_R^2} \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_S} \left(\frac{R_R L_m}{L_R^2} \right) \psi_{Rq} - \frac{1}{\sigma L_S} \left(\frac{L_m}{L_R} \right) \omega \psi_{Rd} \\ \frac{d\psi_{Rd}}{dt} = \frac{R_R L_m}{L_R} i_{sd} - \frac{R_R}{L_R} \psi_{Rd} + \omega_{sl} \psi_{Rq} \\ \frac{d\psi_{Rq}}{dt} = \frac{R_R L_m}{L_R} i_{sq} - \frac{R_R}{L_R} \psi_{Rq} - \omega_{sl} \psi_{Rd} \end{cases} \quad (1-24)$$

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S L_R}$: est le Coefficient de dispersion.

En identifiant le système (1-25) à la forme $[\dot{X}] = A_1 X + BU$, on aura :

Le vecteur d'états $X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \psi_{Rd} \ \psi_{Rq}]^t$, A la matrice dynamique du système, le vecteur de commande $U = [V_{sd} \ V_{sq}]^t$, et B la matrice d'application de commande, donc:

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{Rd} \\ \psi_{Rq} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-25)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_S} \left(R_S + \frac{1}{T_R} \frac{L_m^2}{L_R} \right) & \omega_S & \frac{L_m}{\sigma L_S L_R T_R} & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} \omega \\ -\omega_S & -\frac{1}{\sigma L_S} \left(R_S + \frac{L_m^2}{T_R L_R} \right) & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} \omega & \frac{L_m}{\sigma L_S L_R T_R} \\ \frac{L_m}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & \omega_S - \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_R} & -(\omega_S - \omega) & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (1-26)$$

Où : $T_R = \frac{L_R}{R_R}$ est la constate de temps rotorique.

1.1.6.6 Référentiel lié au stator (repère stationnaire $\alpha\beta$)

Cette transformation est appelée aussi transformation de Concordia, qui est en fait un cas particulier de la transformation de Park, elle est obtenue quand le repère dq est confondu avec le repère $\alpha\beta$ (figure I.3), c.-à-d. en prenant $\theta_S = 0$, la transformation directe se fait alors comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1-27)$$

Où,

X : représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_o \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (1-28)$$

Avec :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = R_S i_{S\alpha} + \frac{d\psi_{S\alpha}}{dt} \\ V_{S\beta} = R_S i_{S\beta} + \frac{d\psi_{S\beta}}{dt} \end{cases} \quad (1-29)$$

$$\begin{cases} \psi_{S\alpha} = L_S \cdot i_{S\alpha} + L_m i_{R\alpha} \\ \psi_{S\beta} = L_S \cdot i_{S\beta} + L_m i_{R\beta} \end{cases} \quad (1-30)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{R\alpha} = 0 = R_R i_{R\alpha} + \frac{d\psi_{R\alpha}}{dt} + \omega \psi_{R\beta} \\ V_{R\beta} = 0 = R_R i_{R\beta} + \frac{d\psi_{R\beta}}{dt} - \omega \psi_{R\alpha} \end{cases} \quad (1-31)$$

$$\begin{cases} \psi_{R\alpha} = L_R \cdot i_{R\alpha} + L_m i_{S\alpha} \\ \psi_{R\beta} = L_R \cdot i_{R\beta} + L_m i_{S\beta} \end{cases} \quad (1-32)$$

En suivant les mêmes démarches prises dans le référentiel précédent afin d'écrire le système d'équations sous la forme : $[\dot{X}] = A_2 X + BU$, on aura :

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_S} \left(R_S + \frac{1}{T_R} \frac{L_m^2}{L_R} \right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_S L_R T_R} & \frac{L_m}{\sigma L_S L_R} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_S} \left(R_S + \frac{L_m^2}{T_R L_R} \right) & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} \omega & \frac{L_m}{\sigma L_S L_R T_R} \\ \frac{L_m}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_R} & \omega & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (1-33)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ \psi_{R\alpha} \\ \psi_{R\beta} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-34)$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère $\alpha\beta$ peut être donnée par :

$$C_e = K_t (\psi_{R\alpha} \cdot i_{S\beta} - \psi_{R\beta} \cdot i_{S\alpha}) \quad (1-35)$$

L'équation de la vitesse restant inchangée.

En peut obtenir le modèle dans le repère $\alpha\beta$ à partir de la représentation dans repère de Park $\omega_S = 0$ dans l'équation (1-26)

1.1.6.7 Passage entre les repères $d q$ et $\alpha\beta$

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, cela ce fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle θ_S : $[P(\theta_S)]$ en simplifie la figure 1.2 ont peut déduire la transformation à partir de figure 1.5.

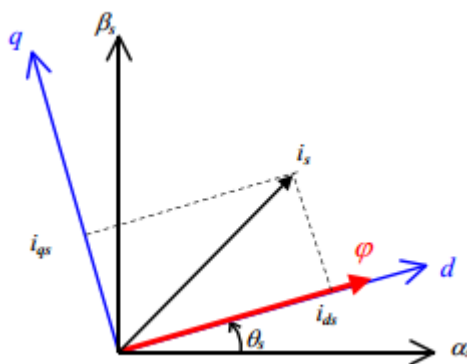


Figure 1.5. Position des repères $d q$ et $\alpha \beta$.

Le passage de Park (d, q) à celle Concordia (α, β) en faisant une rotation de l'angle θ_S :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (1-36)$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1-37)$$

1.1.7 Schémas et Résultats de simulation sans onduleur :

Afin de simuler de la MAS à l'induction, nous avons opté pour le logiciel **MATLAB/SIMULINK.**, les Paramètres du moteur utilisés en simulation sont donnés en **annexe**. Nous avons simulé le MAS à l'induction alimenté par réseau triphasé équilibré, sans et avec onduleur de tension :

- alimentation avec une tension efficace $U=230$ V et de fréquence $f_s = 50$ Hz.
- Application d'un couple résistant d'une valeur de $Cr = 15$ N.m à l'instant 1s, après l'instante 2s on a applique un couple résistance d'une valeur de $Cr = 10$ N.m. voir figure 1.8

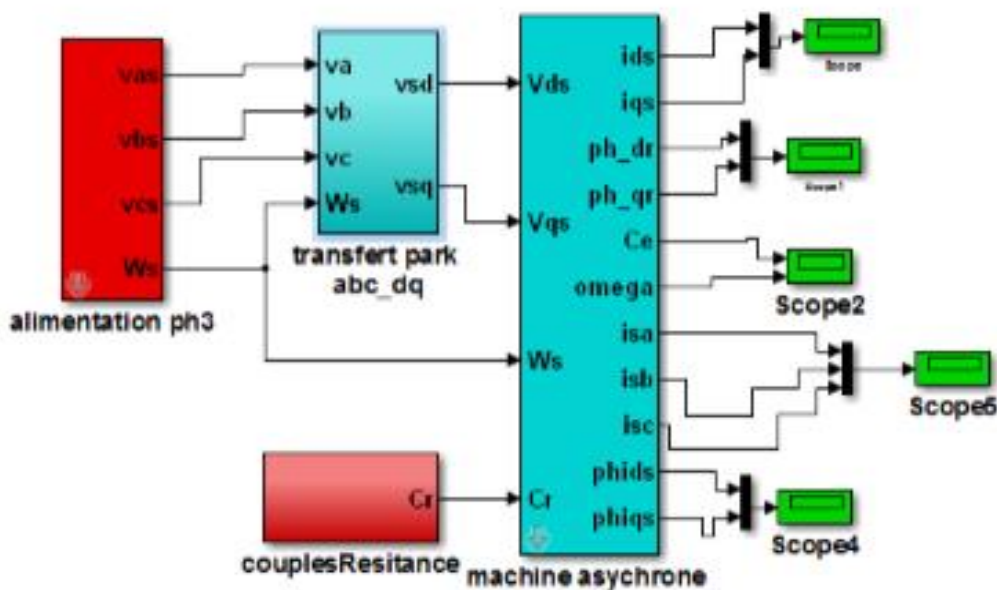


Figure 1.6. Bloc de la MAS BO dans le repère (d,q).

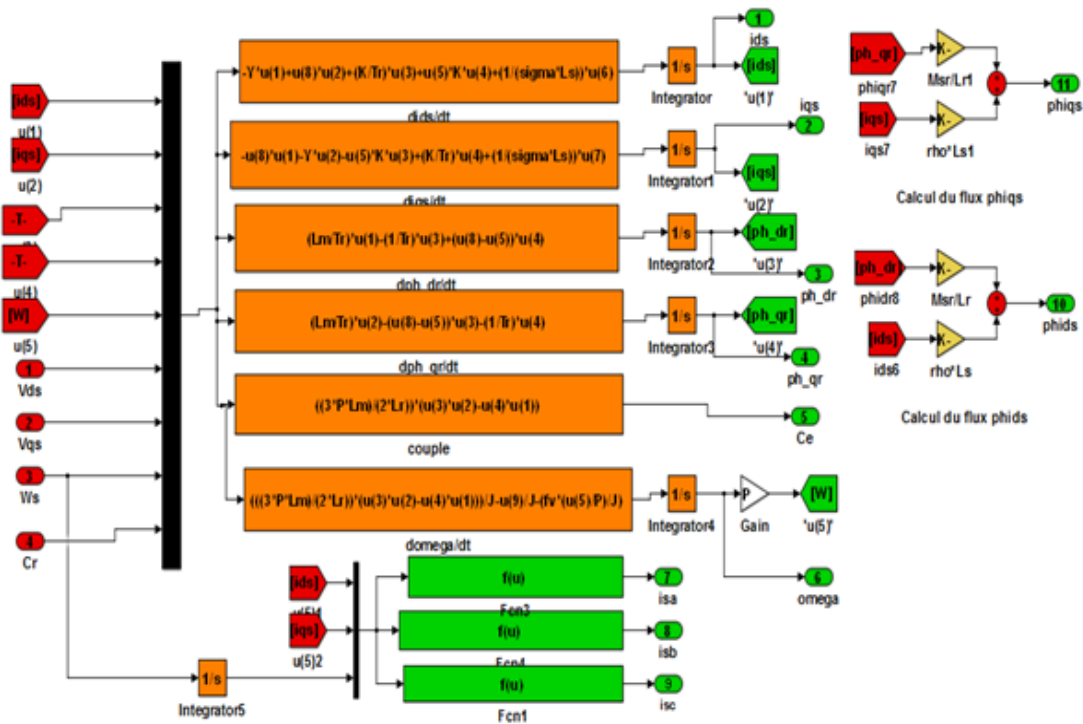


Figure 1.7. Schéma de la MAS dans le repère (d, q).

Après la réalisation des blocs suivante les figures 1.6 et 1.7 on peut déduire les résultats suivants :

- ☑ Pour : $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$ avec $f_s = 50\text{Hz}$

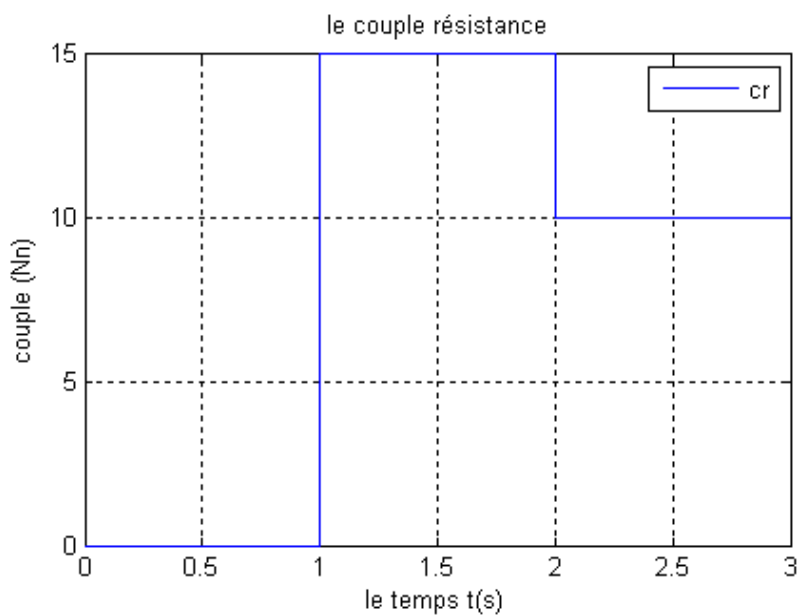


Figure 1.8.a. Variation du couple résistant C_r

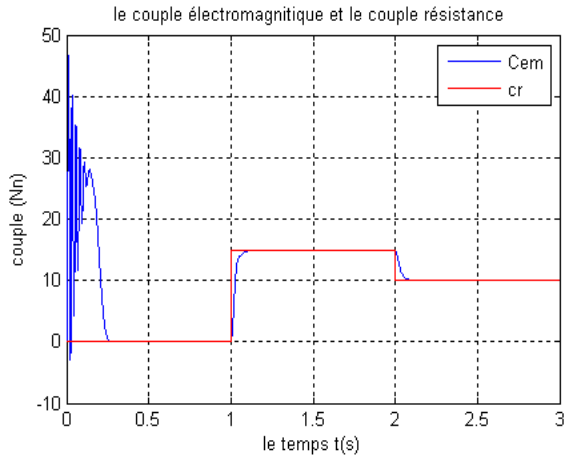


Figure 1.8.b. Variation du couple électromagnétique

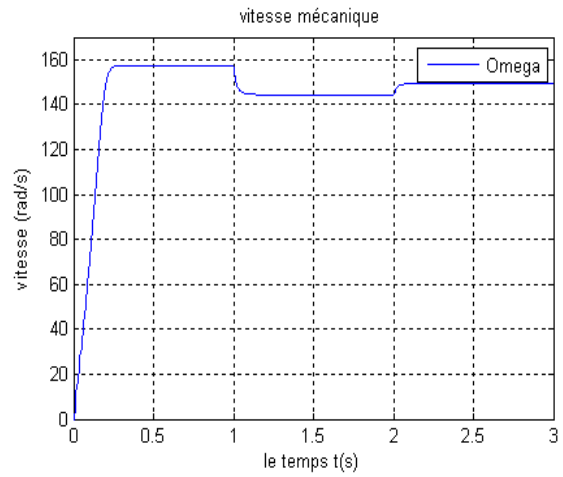


Figure 1.8.c. Evolution de la vitesse mécanique

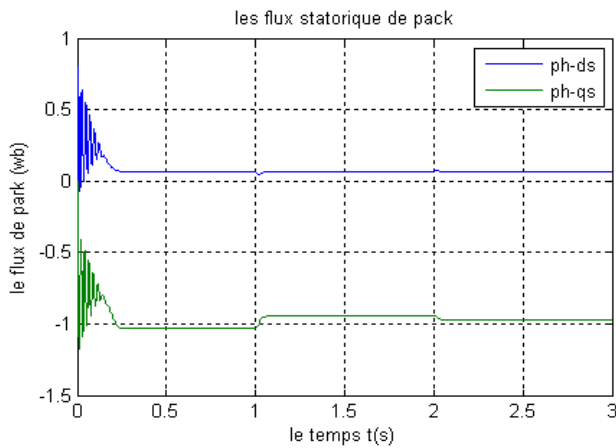


Figure 1.8.d. Variation du flux statorique (repère d q)

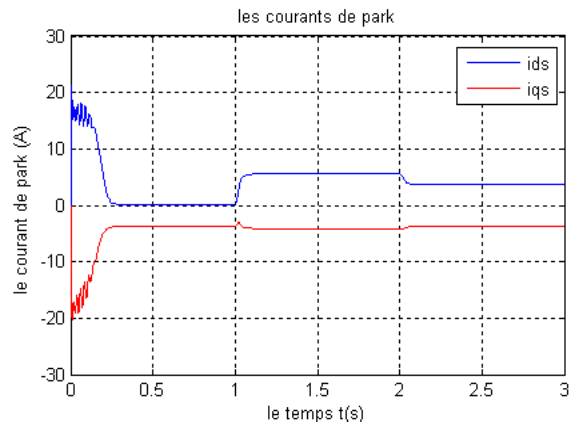


Figure 1.8.e. Variation des courants statorique de Park

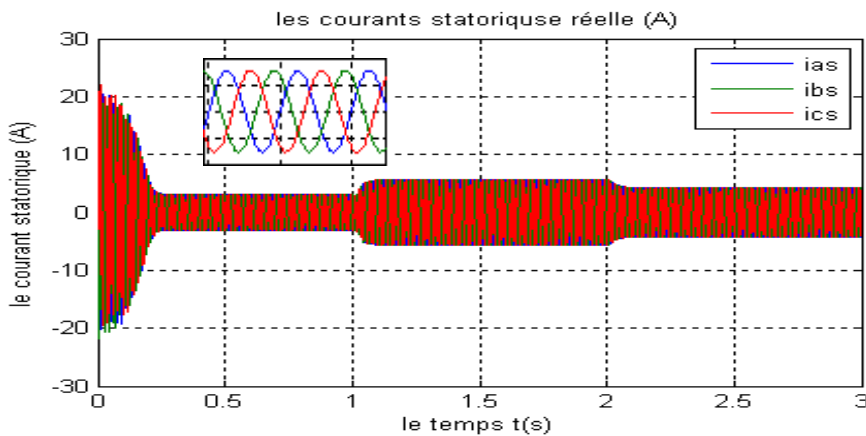


Figure 1.8.f. Variation des courants statorique triphasé

Figure.1.8 : Les résultats de simulation d'une MAS sans onduleur dans le repère (d, q).

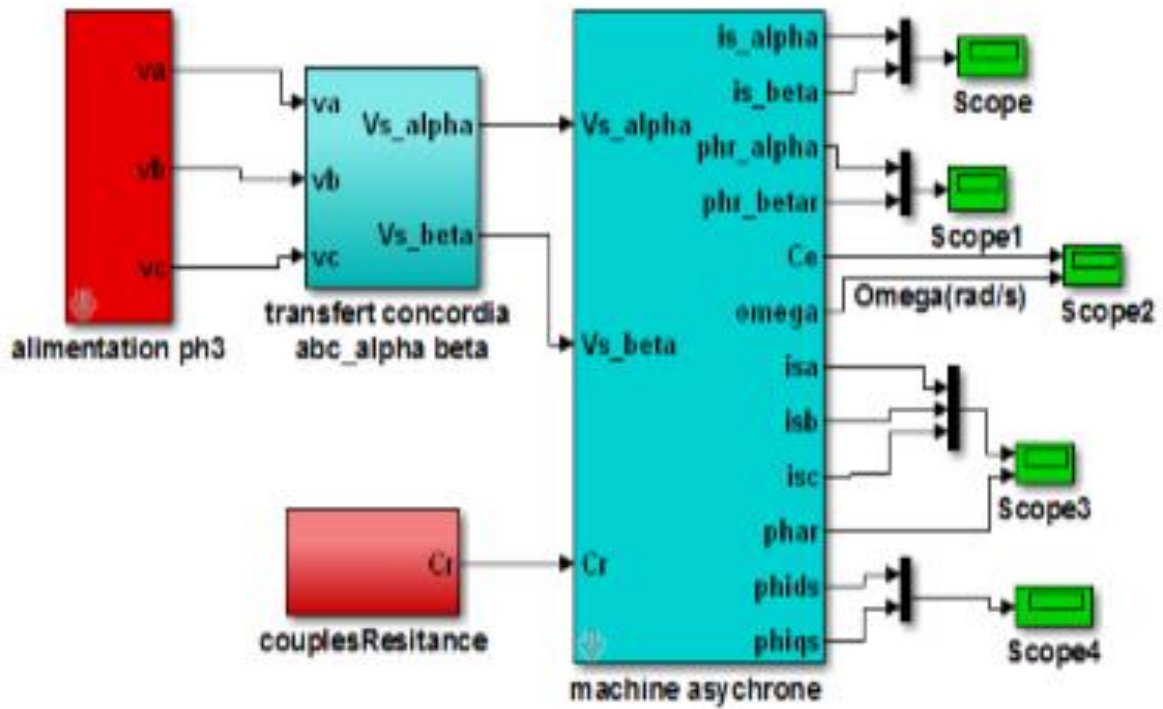


Figure.1.9. Bloc de la MAS BO dans le repère (α, β) .

D'après la réalisation de bloc de simulation de figure 1.8 on trouve les résultats suivants pour ce cas on pose $\omega_s = 0$

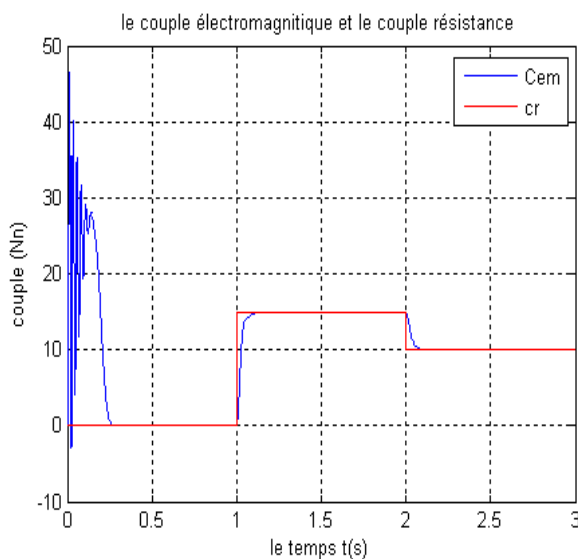


Figure 1.10.a. Variation du couple électromagnétique

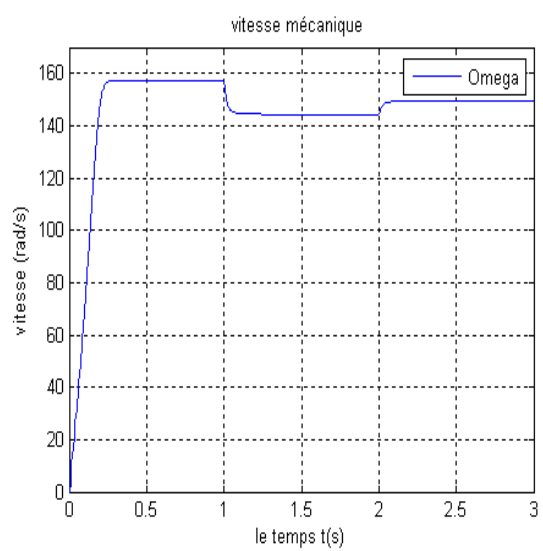


Figure 1.10.b. Evolution de la vitesse mécanique

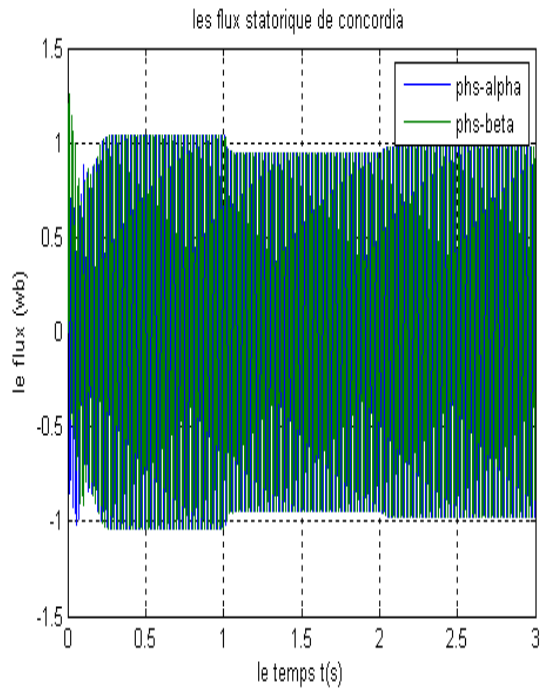


Figure 1.10.c. Variation du flux statorique (repère $\alpha \beta$)

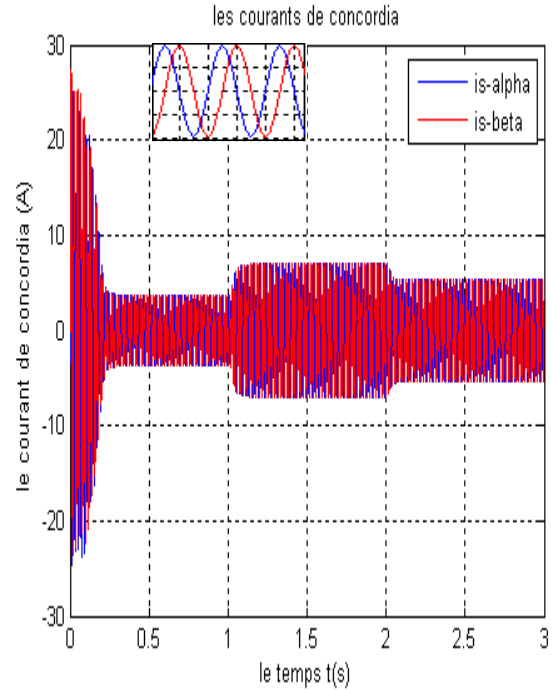


Figure 1.10.d. Variation des courants statorique de Concordia

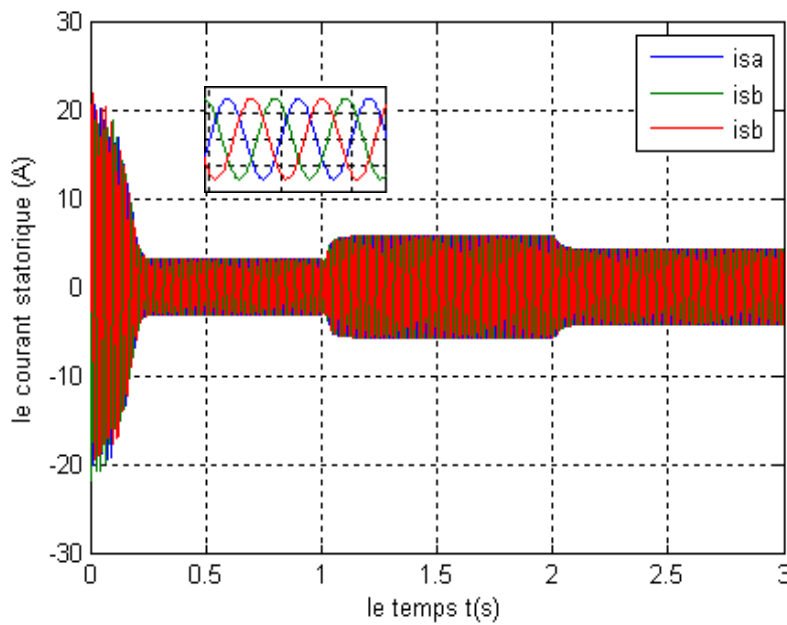


Figure 1.10.e. Variation des courants statorique triphasé

Figure.1.10. Les résultats de simulation d'une MAS sans onduleur dans le repère (α, β) .

1.1.8 L'interprétation de Résultats :

a MAS BO sans onduleur (d, q) :

Au début de démarrage en remarque d'après la figure 1.8.b qu'il y a un couple important de l'ordre de 50 N.m, puis à s'annule lorsque il s'approche de régime permanent au temps $t = 0.2s$,

Au début de cette phase et d'après la figure 1.8.e et 1.8.d les courants de démarrage sont aussi important de l'ordre de 20 A puis il diminue pendant le régime permanent, quant à la vitesse mécanique ω_s elle atteint une vitesse nominale de 157 rad/s une fois le régime permanent est atteint (voir figure 1.8.c).

Lorsque on applique un couple résistants entre l'instant 1 et 2s (voir figure 1.8.a) on a une augmentation du couple voir figure 1.8.b , et diminution de la vitesse voir figure 1.8.c et augmentation des courants voir figure 1.8.d , 1.8.e ,ce qui est normal car le moteur est entrainé de fournir une puissance supérieure et reste fixe tant que le couple C_r est maintenu , pour éviter ce genre de problème c'est-à-dire maintenir la vitesse constante , malgré une variation de courant on est obligé d'ajouter un contrôleur qui fera l'objet au chapitre suivant.

b MAS BO sans onduleur (α, β) :

La figure 1.10 illustre les résultats obtenus pour un démarrage à vide et en régime en charge, on constate, d'après la courbe de la figure 1.10.b que la vitesse s'établit lentement au bout d'un temps 0.2s, comme on remarque aussi d'après la figure 1.10.d et 1.10.c un fort appel du courant de démarrage de l'ordre de cinq fois le courant nominal.

Le couple de démarrage est fortement pulsatoire au démarrage puis s'annule une fois la vitesse nominale est atteinte.

On note aussi, d'après la figure 1.10 que l'introduction de couple de charge provoque aussi une diminution de vitesse et augmentation de couple et courant.

1.2 Modélisation de l'onduleur de tension :

1.2.1 Introduction :

Le contrôle de la vitesse ou de position des machines asynchrones nécessite l'utilisation d'un convertisseur statique de puissance appelé conventionnellement onduleur de tension. À partir d'une source de tension continue, le convertisseur statique peut, grâce à une séquence appropriée d'ouverture et de fermeture de ses interrupteurs, qui va donner naissance à un courant dans les phases de la machine afin d'obtenir un système triphasé de courant parfaitement commandable.

Les tensions appliquées sur les phases de la machine sont de forme rectangulaire donc ayant un contenu harmonique élevé qui provoque des pertes supplémentaires dans la machine ainsi que des oscillations mécaniques à base fréquence sur l'arbre.

Afin de réduire ces phénomènes, il existe deux possibilités :

Soit augmenter le nombre des niveaux de tension générés par l'onduleur, soit imposer sur chaque période des commutations judicieusement placées de manière à faire varier la valeur du fondamentale de la tension de sortie tout en minimisant son contenu harmonique. On parle de MLI (modulation de Largeur d'Impulsion) ou encore de PWM (Pulse Width Modulation) dont il y a un grand nombre de solutions.

Pour illustrer le fonctionnement de l'onduleur et introduire les caractéristiques des grandeurs d'entrée et de sortie, il est intéressant d'étudier le comportement en « pleine onde ». Nous analyserons ensuite la modulation de largeur d'impulsion.

1.2.2 Description de l'onduleur :

La conversion Continue–Alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative [11].

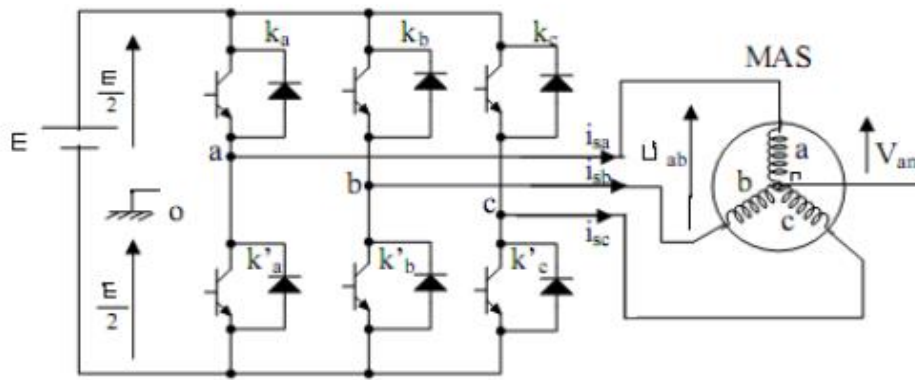


Figure 1.11. Schéma d'un onduleur triphasé à 3 bras

D'après la figure 1.5 l'entrée est une source de tension continue. Le récepteur est une machine asynchrone qui peut être connectée en triangle ou en étoile sans le neutre.

Les deux interrupteurs $K_i, K'_i, (i=a, b, c)$, sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandés à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui consiste à moduler la tension de sortie. Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi que chaque bras d'onduleur est associé à une fonction logique de connexion $F_j (j=1, 2, 3)$ définie comme suit : [10].

$$F_j = \begin{cases} S_i = 1, \text{ alors } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ est ouvert} \\ S_i = 0, \text{ alors } K_i \text{ est ouvert et } K'_i \text{ est fermé} \end{cases}$$

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, les tensions de phase sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{E}{3} (2S_b - S_a - S_c) \\ V_{cn} = \frac{E}{3} (2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (1-38)$$

1.2.3 Stratégies de commande de l'onduleur de tension à deux niveaux

Différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion peut être proposés pour réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de l'onduleur a deux

niveaux dans notre travail nous utilisons la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.

1.2.3.1 ONDULEUR DE TENSION A MLI :

En pratique plusieurs types de MLI peuvent être considérés, dont on peut citer [12], [13].

- ✓ Les modulations Sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- ✓ Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- ✓ Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle (SVM : Space Vector Modulation) dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

1.2.3.2 MLI VECTORIELLE :

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes à courant alternatif, les tensions de références sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants :

- ✓ Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière).
- ✓ Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- ✓ Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, [14].

1.2.3.3 CONTROLE DES COURANTS PAR REGULATEURS A HYSTERESIS :

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs K_i , K_i' ($i=a, b, c$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Ou, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que Δi soit

égal à h (la largeur de la bande d’hystérésis), le comparateur bascule et l’autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $\Delta i < h$. [13].

Le contrôle par MLI force le courant de phase à suivre le courant de référence l’imposition des courants sinusoïdaux à la machine garantit un couple électromagnétique non fluctuant. L’approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesurée et le courant de référence est illustrée par la figure. (1-5)

Les conditions de commutations des trois bras commutateurs statiques S_i ($i=1, 2,3$) de l’onduleur sont définies en terme des états logique S_i correspondants de la façon suivante :

$$\begin{cases} S_i = -1 & \text{si } i_i \geq i_{ref} + \Delta i \\ S_i = 1 & \text{si } i_i \leq i_{ref} - \Delta i \\ S_i = S_{i-1} & \text{si } i_i = i_{ref} \end{cases}$$

i_i ($i=1, 2,3$) : sont les courants des phases statoriques (i_a, i_b, i_c) i_{ref} ($i=1,2,3$) : sont les courants de référence issus des commande des trois bras de l’onduleur.

Δi : est la bande d’hystérésis

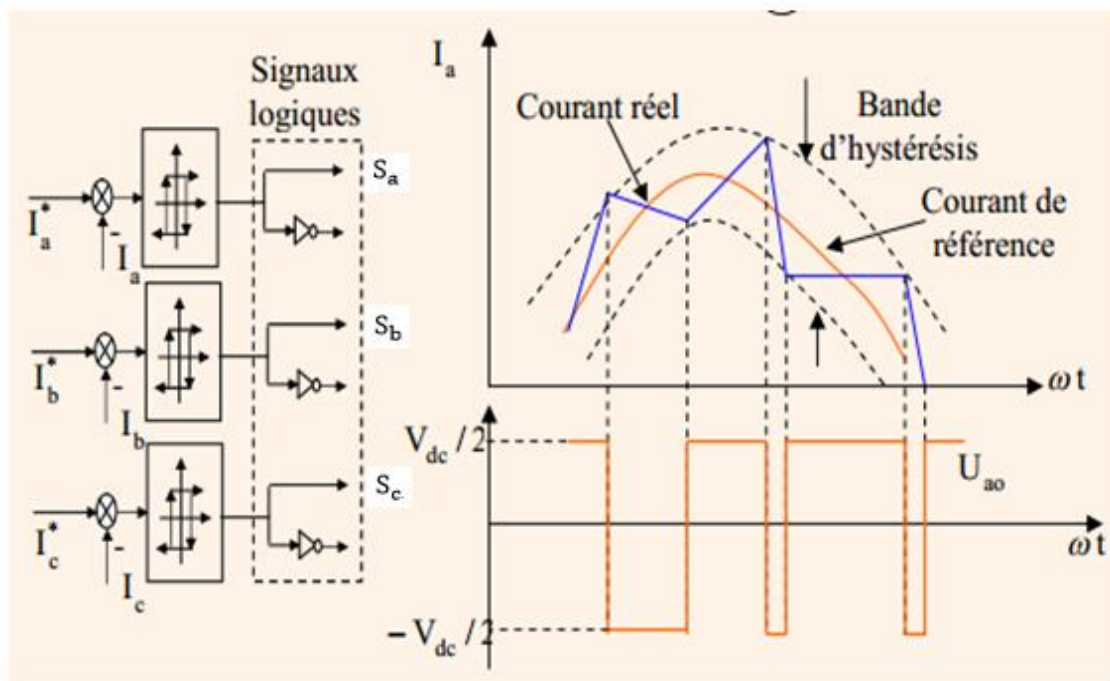


Figure 1.12. La bande de courant à hystérésis.

1.2.3.4 Principe de la stratégie sinus-triangulaire (STPWM) :

La modulation triangulo-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d’impulsion intersective puisque son principe repose sur l’intersection d’une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoidale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d’où l’appellation triangulo-sinusoidale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l’ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [15]. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoidale :

- L’indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_s} \tag{1-39}$$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l’amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse :

$$r = \frac{V_p}{V_r} \tag{1-40}$$

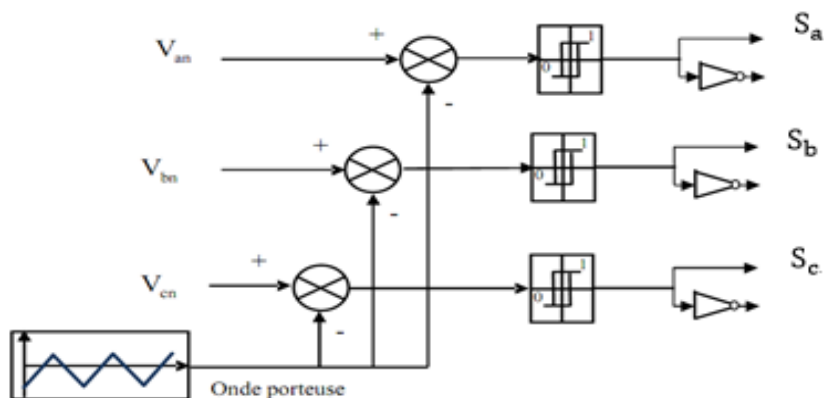


Figure 1.13. Principe de la technique triangulo-sinusoidale

1.3 Résultats et simulations

1.3.1 Dans le repère (d, q).

La figure 1.14 représente le schéma de réalisation de la MLI en présence de l'onduleur sous Simulink

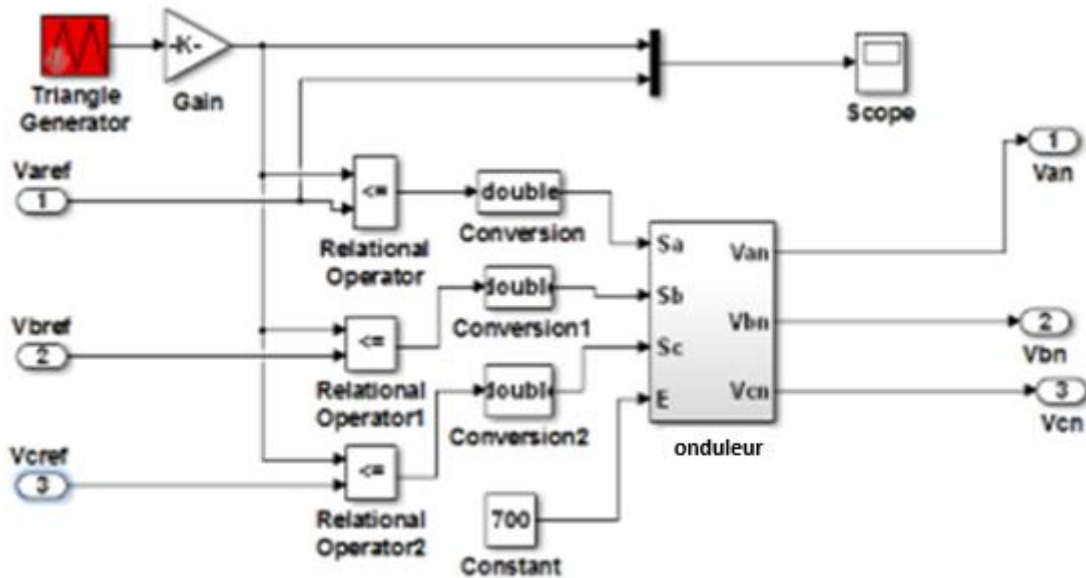


Figure 1.14. Schéma de l'onduleur MLI (STPWM) sous Simulink

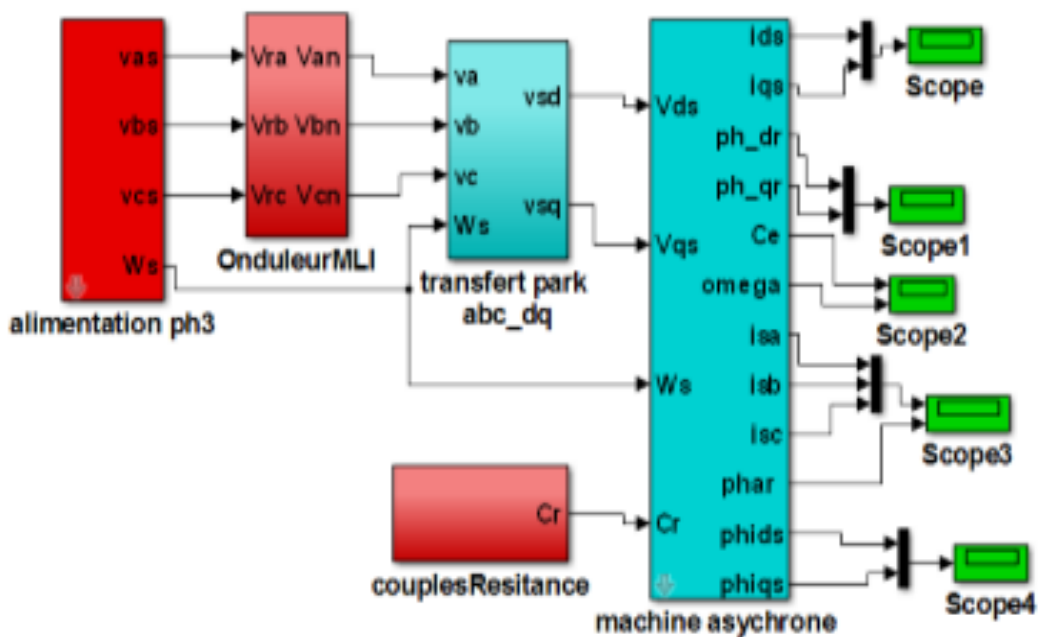


Figure 1.15. Bloc de la MAS BO avec l'onduleur dans le repère (d, q).

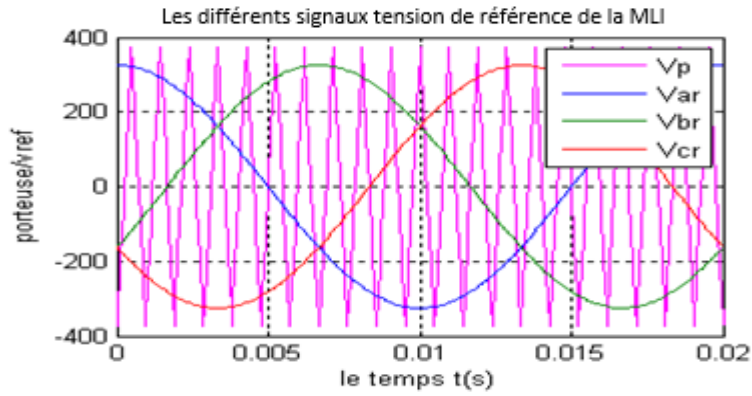


Figure 1.16. Les signaux de la porteuse V_p avec références modulante $f_p = 1.05$ KHz

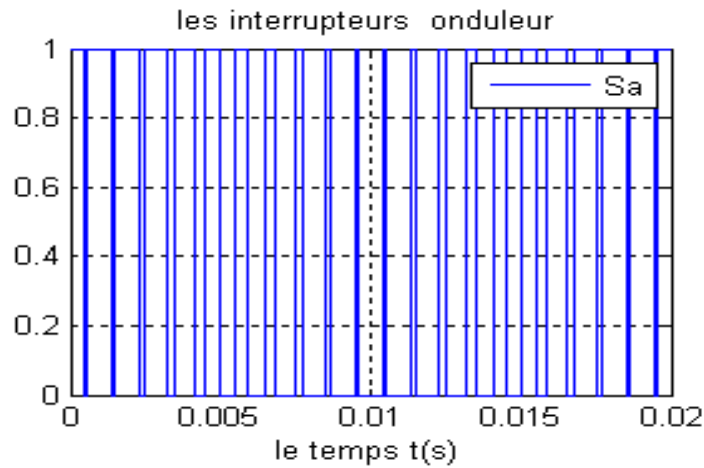


Figure 1.17. Les signaux d'entre de l'onduleur

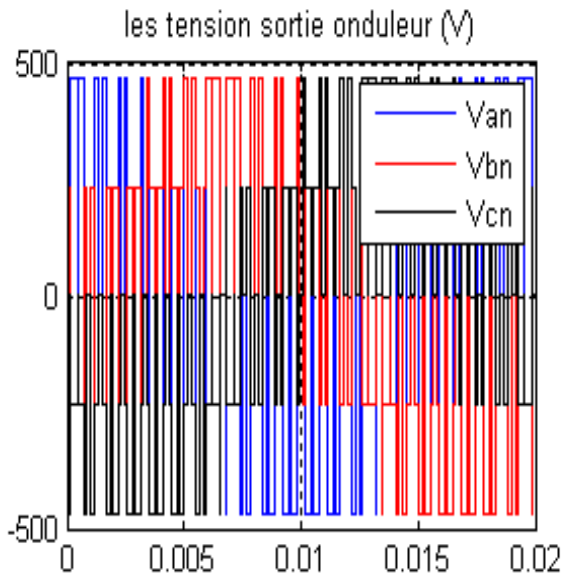


Figure 1.18.a. Les tensions triphasées à la sortie de l'onduleur

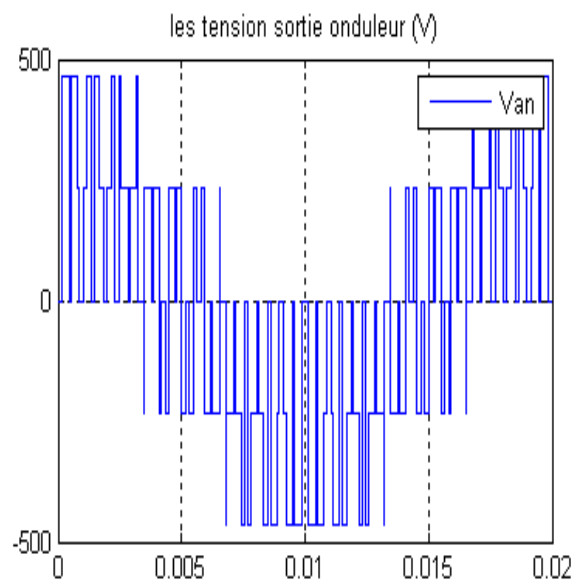


Figure 1.18.b. La tension V_{an} à la sortie de l'onduleur

Figure 1.18. La tension simple V_n de sorti de l'onduleur

La figure 1.16 représente la génération des signaux triangulo-sinusoïdale avec une fréquence porteuse $f_p = 1.05$ KHz telle que $m = 21$ et $r = 0.9$, les sortie des tensions de l'onduleur sont montrées dans la figure 1.18.

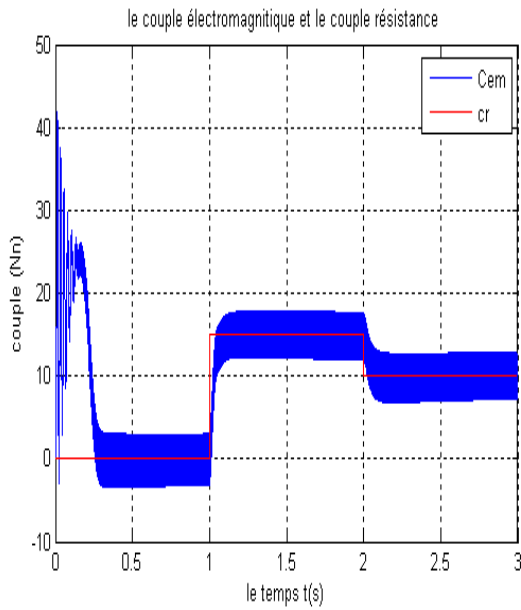


Figure 1.19.a. Variation du couple électromagnétique

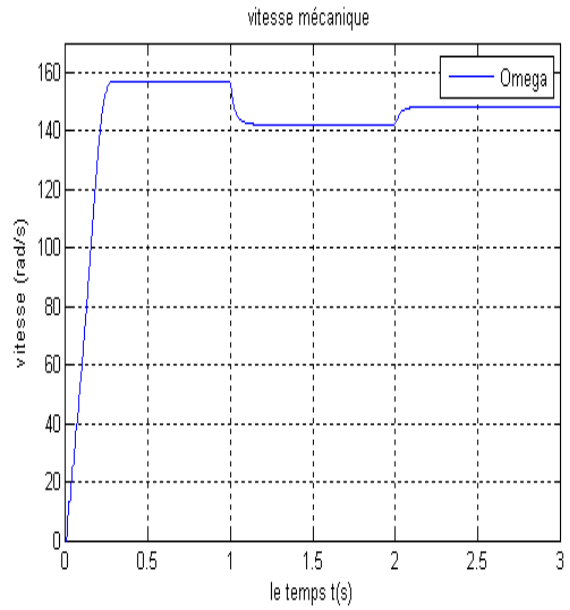


Figure 1.19.b. Evolution de la vitesse mécanique

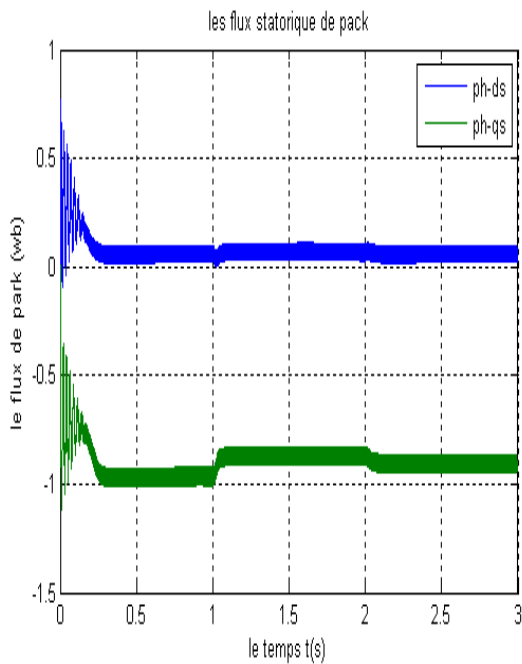


Figure 1.19.c. Variation du flux statorique (repère d q)

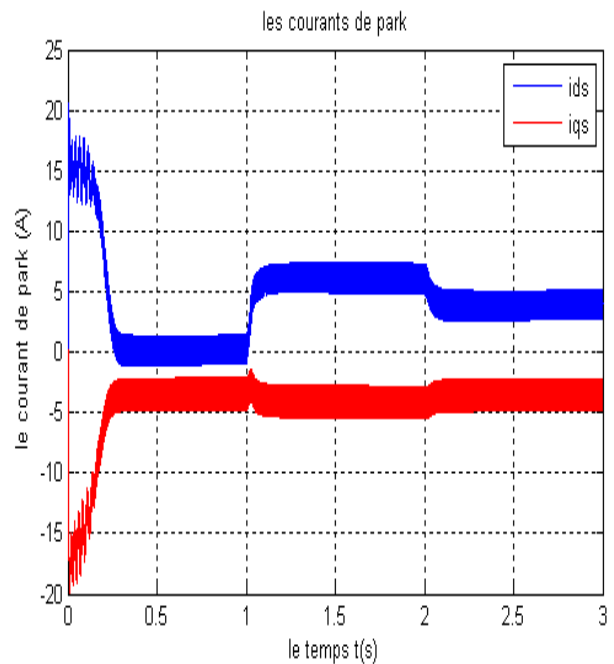


Figure 1.19.d. Variation des courants statorique de Park

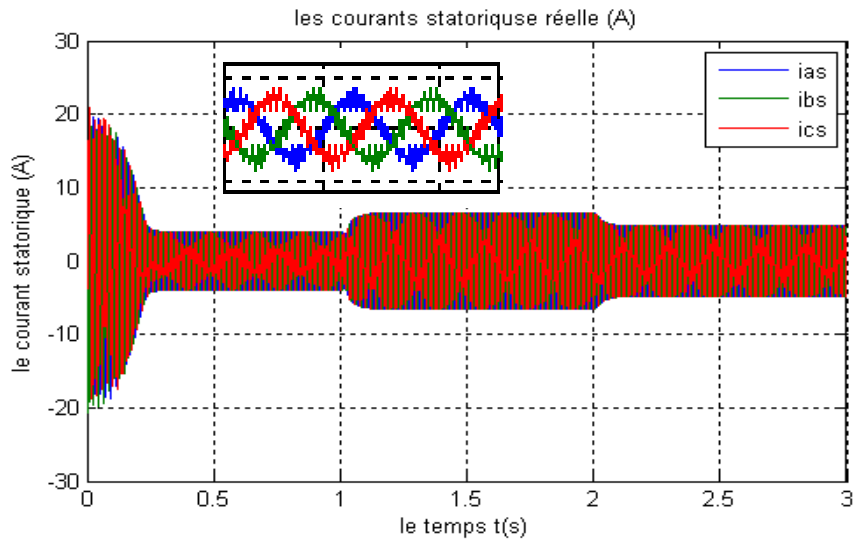


Figure 1.19.e. Variation des courants statorique triphasé

Figure 1.19. Les résultats de simulation d’une MAS avec onduleur dans le repère (d, q).

1.3.2 Dans le repère (α, β).

La figure 1.20 représente schéma global de la MAS en boucle ouverte en présence de l’onduleur MIL

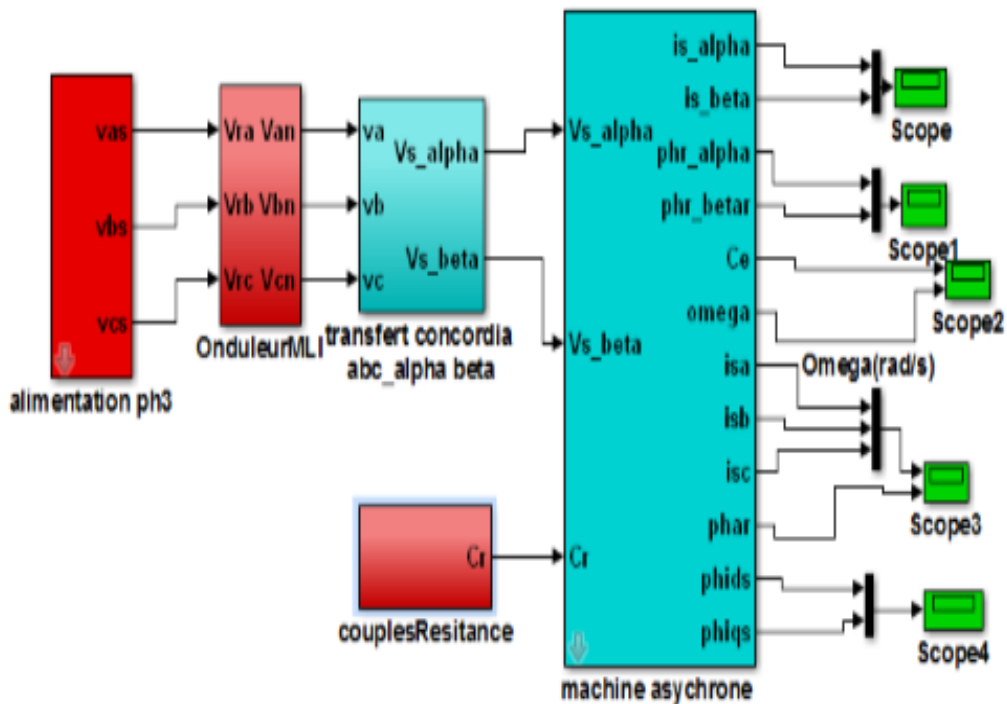


Figure 1.20. Bloc de la MAS BO avec l’onduleur dans le repère (α, β).

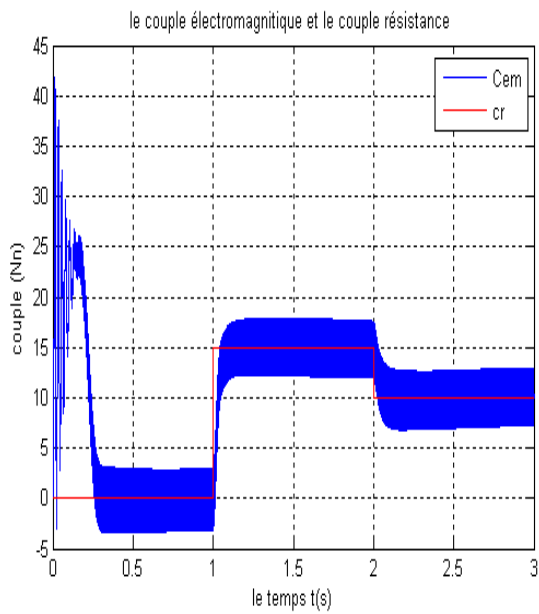


Figure 1.21.a. Variation du couple électromagnétique

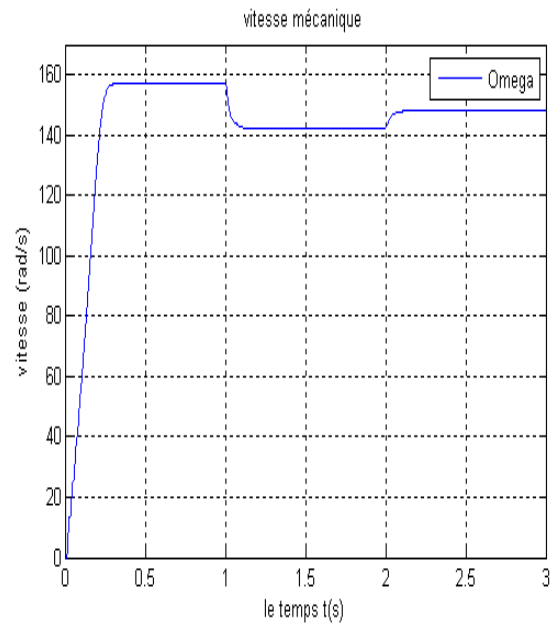


Figure 1.21.b. Evolution de la vitesse mécanique

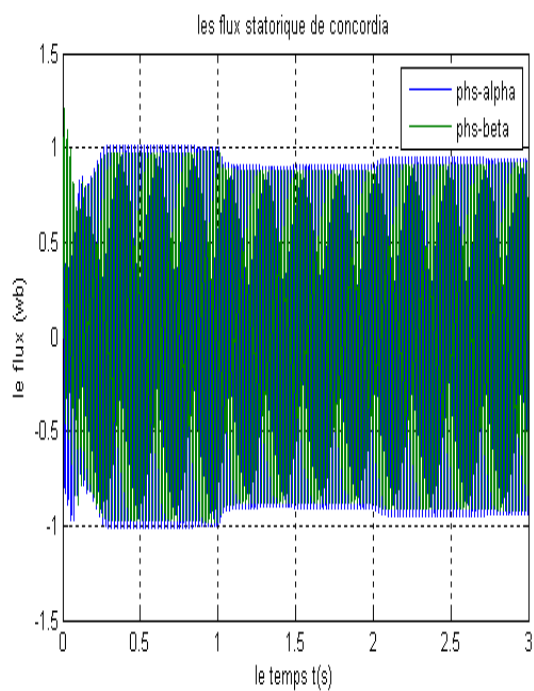


Figure 1.21.c. Variation du flux statorique (repère α, β)

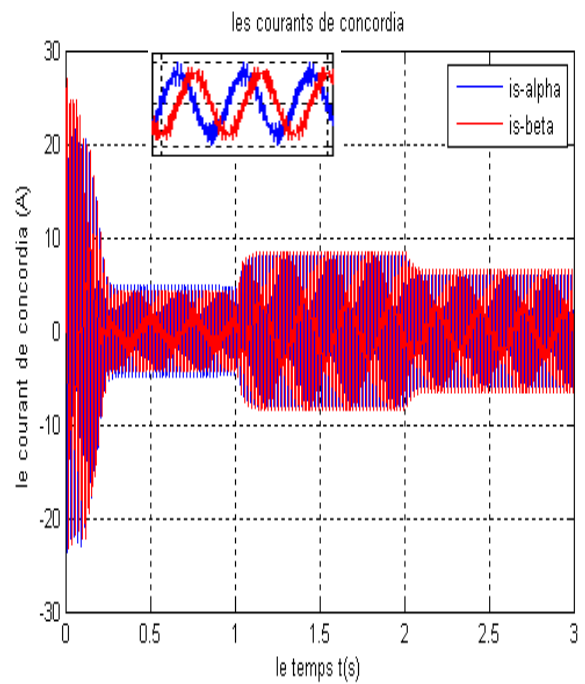


Figure 1.21.d. Variation des courants statorique de Concordia

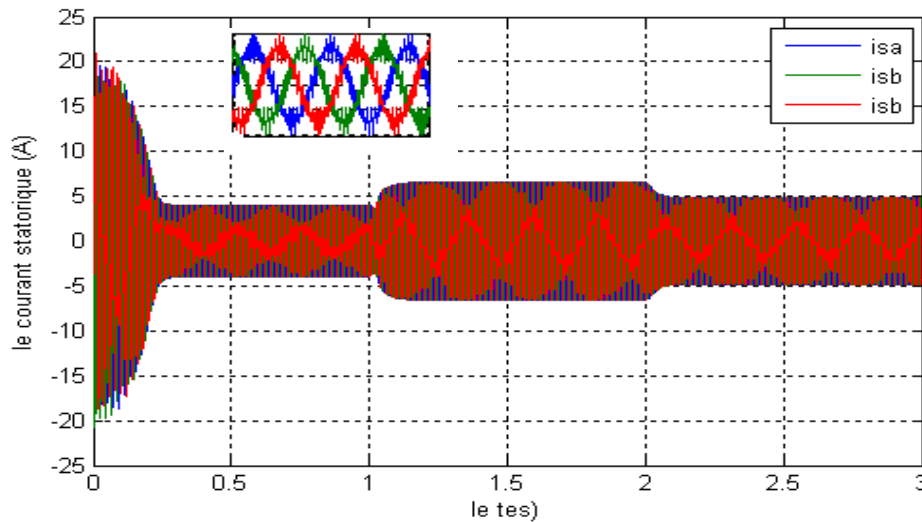


Figure 1.21. Les résultats de simulation d'une MAS avec onduleur dans le repère (α, β) .

Les figures 1.19 représentent les réponses de simulation dans le cas d'un démarrage à vide avec une fréquence de commutation de l'ordre $f_s = m \cdot f_s = 21 \cdot 50 \approx 1.05 \text{ Hz}$. On constate que la vitesse répond sans dépassement avec pratiquement le même temps de réponse que sans convertisseur. Les composant i_{sd} et i_{sq} voir figure 1.19.d ainsi que le couple électromagnétique voir figure 1.19.a présentent des bruits supplémentaires créés par des harmoniques à haute fréquence dû la fréquence de commutation.

Les mêmes remarques sont valables dans le repère Concordia concernant le couple et les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ voir figure 1.21.d ainsi une augmentation du couple engendre une augmentation des courants voir figure 1.21.e et une diminution de la vitesse mécanique voir figure 1.21.b.

1.4 Conclusion :

Dans cette partie on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la MAS associée à un onduleur à MLI est étudiée et simulée sous le logiciel MATLAB/Simulink. Le modèle dans le plan dq sera utilisé dans le cas de la IRFOC, quant au modèle $\alpha\beta$ il sera utilisé dans le Commande DTC. Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide puis une application d'une charge atteste la validité du modèle présente. Dans le chapitre suivant, on présentera les concepts de base de la commande IRFOC et la commande directe du couple DTC utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone.

2.1 Introduction

Malgré la construction mécanique complexe de son collecteur, le moteur à courant continu (MCC) demeure jusqu'à présent très utilisé pour sa simplicité de la commande qu'il présente. Cette simplicité se traduit par le découplage entre le flux et le couple. Ce découplage conduit à obtenir des hautes performances dynamiques. Ce qui n'est pas le cas pour la machine à induction qui présente une commande très compliquée due au non linéarité de son système dynamique et au couplage entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine, tel que le couple et la vitesse. À cet effet, plusieurs commandes robustes ont été proposées dans la littérature qui permet de résoudre ce problème. Dans ce chapitre nous intéressons à deux types de commandes :

- Commande scalaire.
- Commande vectorielle.
- Commande DTC.

2.2 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 dans la littérature deux types de commande scalaire [19], [20], [21] :

La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant.

La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure.

La deuxième méthode est plus difficile à mettre en pratique et nous nous intéressons uniquement à la première approche qui de par sa simplicité est la plus utilisée [17], [21], [22]. En régime statique, le couple est déterminé selon l'équation (1.43)

$$C_e = 3p \frac{\psi_R^2}{R_R} \omega_R \quad (2-1)$$

Cette équation montre que si le flux est maintenu constant, on obtient une caractéristique de commande rappelant celle de la machine à courant continu où le rôle du courant d'induit est joué par la pulsation rotorique ω_r .

En négligeant la chute de tension ohmique dans le bobinage statorique, le flux rotorique peut être maintenu constant si la tension statorique reste proportionnelle à la pulsation [21]. Cette hypothèse n'est plus applicable aux basses vitesses et il faut alors imposer à la tension statorique une valeur plus grande que celle que donnerait un rapport (tension/pulsation) constant [16], [18], [21].

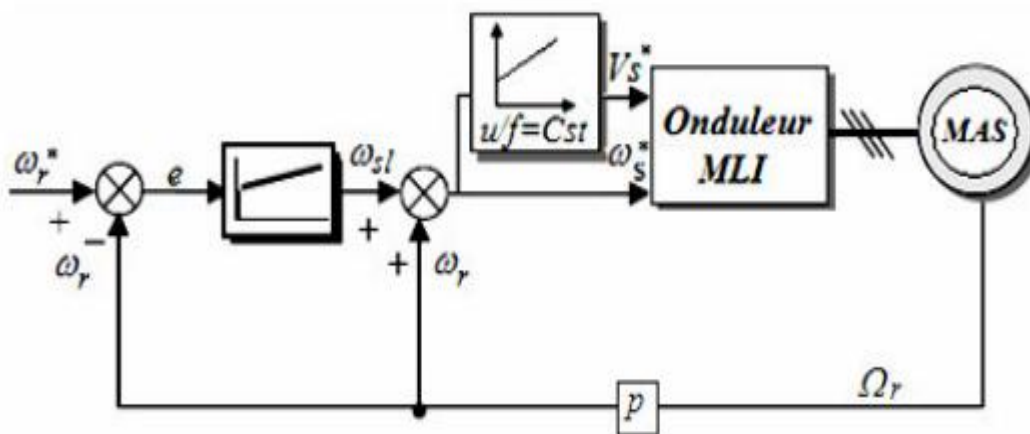


Figure 2.1. Schéma classique de commande scalaire

La Figure 2.1 représente le schéma classique de commande scalaire indirecte [19]. L'erreur e de vitesse permet par l'intermédiaire d'un régulateur PI de générer la pulsation de glissement ω_{sl} qui ajoutée à la pulsation rotorique ω_r donne la pulsation ω_s^* des tensions statorique [17].

De cette dernière, on détermine la tension statorique V_s^* en utilisant la loi (u/f) constant [16], [17].

Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires [19], [20]. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent.

Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine. Ce type de commande n'est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n'est pas grande telle en pompage ou en ventilation [16], [19]. Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils. Il faut alors faire appel à des techniques plus adaptées telle que la commande vectorielle.

Objet de notre étude suivante.

2.3 Commande vectorielle de la MAS

2.3.1 Introduction

De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire.

La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de signal, car elle nécessite des calculs de transformé de *Park*, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante.

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

2.3.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe dont repose la *FOC* est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la *MCC* à excitation séparée, où les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique

ou ce de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe d (control du flux) et selon l'axe q (control du couple).

La commande *FOC* est initialement proposée en *Allemagne* dans la fin des années 60 et début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (*Hasse*) connu par *IRFOC*, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (*Blaschke*) connu par *DFOC*.

La technique *IRFOC* a été généralement préférée à la *DFOC* car elle a une configuration relativement simple comparée à la *DFOC* qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet *Hall* pour la mesure du flux qui sont contrainst aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc.), et encore que la mesure soit entachée de bruits dépendant de la vitesse [26][27].

Mais sans omettre que la *IRFOC* dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique T_R et surtout la résistance rotorique R_R [23].

Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique, d'autres techniques ont été introduites telle que l'orientation du flux statorique *SFOC* avec les deux formes directe et indirecte, et l'orientation du flux d'entrefer.

2.3.3 Différentes méthodes de commande par orientation du flux rotorique

Il existe deux différentes méthodes de commande par orientation du flux rotorique :

- La commande directe (*DFOC*).
- La commande indirecte (*IRFOC*).

2.3.3.1 La Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté (*DFOC*)

Ce premier mode consiste à commander directement le flux par un régulateur en déterminant le module et l'orientation du flux à chaque instant. La détermination de ce flux se fait soit par :

- L'utilisation d'un estimateur de flux.
- L'utilisation d'un capteur de flux.

Malheureusement, ces deux méthodes de mesures rendent cette technique de commande moins utilisée car dans ce cas l'estimateur et /ou le capteur devraient être installés au moment de la fabrication de la machine faisant de celle-ci une machine spéciale. En effet, leurs utilisations nécessitent pour les traitements de signaux des appareils très fragiles et assez coûteux, et de ce fait, les avantages du moteur asynchrone qui se résument en sa simplicité de construction et robustesse, ainsi que son faible coût seront alors perdus.

2.3.4 La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (*IRFOC*)

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle θ_s qui est obtenu à partir de la pulsation statorique ω_s . Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique ω_{sl} estimée et la pulsation mécanique $p \Omega$ mesurée. Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux d'entrefer.

2.3.4.1 Mise en équation de la commande *IRFOC*

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

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S i_{Sd} + \frac{d\psi_{Sd}}{dt} - \omega_s \psi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_S i_{Sq} + \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + \omega_s \psi_{Sd} \end{cases} \quad (2-2)$$

$$\begin{cases} V_{Rd} = 0 = R_R i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{Rq} \\ V_{Rq} = 0 = R_R i_{Rq} + \frac{d\psi_{Rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{Rd} \end{cases} \quad (2-3)$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes dq , tel que l'axe d soit confondu avec la direction de ψ_R voir la figure 2.2

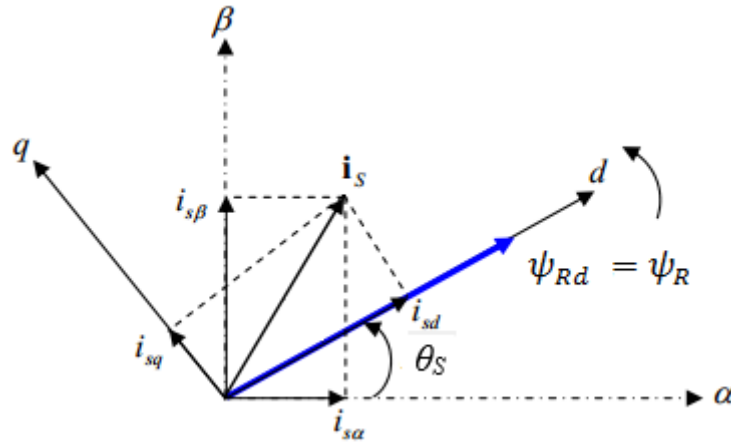


Figure 2.2. Représentation de l'orientation du repère dq

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

$$\begin{cases} \psi_{Rd} = \psi_R \\ \psi_{Rq} = 0 \end{cases} \quad (2-4)$$

Les équations de la tension rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_R i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} \\ 0 = R_R i_{Rq} + \omega_{Sl} \psi_{Rd} \end{cases} \quad (2-5)$$

Celles des flux :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_S \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_R} \psi_{Rd} \\ \psi_{sq} = L_S \sigma i_{sq} \end{cases} \quad (2-6)$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statorique :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_S i_{sd} + \sigma L_S \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\psi_{Rd}}{dt} - \omega_S \sigma L_S i_{sq} \\ V_{sq} = R_S i_{sq} + \sigma L_S \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_S \frac{L_m}{L_R} \psi_{Rd} - \omega_S \sigma L_S i_{sd} \end{cases} \quad (2-7)$$

2.3.4.2 Estimation de ω_S et de θ_S

Dans la commande *IRFOC* la pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante [28] :

$$\omega_{Sl} = \frac{L_m i_{Sq}}{L_R \psi_{Rd}} \quad (2-8)$$

À partir des équations (1-14) et (2-8) nous aurons :

$$\omega_S = p \Omega + \frac{L_m i_{Sq}}{T_R \psi_{Rd}} \quad (2-9)$$

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influent sur les performances de cette commande. La position θ_S , est déterminée ensuite par l'intégration de ω_S :

$$\theta_S = \int \omega_S \cdot dt \quad (2-10)$$

2.3.4.3 Expression du couple électromagnétique

Il découle de l'expression du couple électromagnétique (1-20) la nouvelle relation suivante :

$$C_e = K_t \psi_{Rd} i_{Sq} \quad (2-11)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_R}$$

Notons que la vitesse donnée par l'expression dans (1-22) reste inchangée. Il devient tout à fait claire qu'en fixant la valeur de ψ_{Rd} à une valeur de référence ψ_{Rd}^* , le couple ne dépendra que du courant statorique i_{Sq} (comme dans le cas d'une MCC à excitation séparée), qui est le but de la commande vectorielle. Les équations de la machine sont résumées dans (2-12)

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{Sd} = \left(R_S + \frac{R_R L_m^2}{L_R^2} \right) i_{Sd} + \sigma L_S \frac{di_{Sd}}{dt} - \frac{R_R L_m}{L_R^2} \psi_{Rd} - \omega_S \sigma L_S i_{Sq} \\ V_{Sq} = \left(R_S + \frac{R_R L_m^2}{L_R^2} \right) i_{Sq} + \sigma L_S \frac{di_{Sq}}{dt} + \omega \frac{L_m}{L_R} \psi_{Rd} + \omega_S \sigma L_S i_{Sd} \\ \omega_S = p \Omega + \frac{L_m i_{Sq}}{L_R \psi_{Rd}} \\ T_R \frac{d\psi_{Rd}}{dt} + \psi_{Rd} = L_m i_{Sd} \\ C_e = K_t \psi_{Rd} i_{Sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = (C_e - C_r - f_r \Omega). \end{array} \right. \quad (2-12)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_R L_m^2}{L_R^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_R L_m}{L_R^2} \right) \psi_{Rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_R L_m^2}{L_R^2} \right) i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_R} \right) \omega \psi_{Rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\psi_{Rd}}{dt} = \frac{R_R L_m}{L_R} i_{sd} - \frac{R_R}{L_R} \psi_{Rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = (C_e - C_r - f_r \Omega) \end{cases} \quad (2-13)$$

On remarque dans ces équations, que v_{sd} et v_{sq} dépendent à la fois des courants des deux axes choisis comme variables d'états i_{sd} et i_{sq} donc ils influent sur flux et le couple. Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couplés [25] [29].

2.3.4.4 Méthode de découplage

Différentes techniques de commande existent : commande par retour d'état, commande statique ou commande par compensation, que nous allons présenter maintenant [29].

2.3.4.4.1 Méthode par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse $\frac{d\psi_{Rd}}{dt} = 0$ par rapport aux courants [24] [30], alors les équations de tensions (2-7) sont réécrites en introduisant l'opérateur de Laplace « s » de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + s \cdot \sigma L_s) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + s \cdot \sigma L_s) i_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_R} \psi_R + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad (2-14)$$

Les nouvelles variables de commande V_{sd}^* , V_{sq}^* s'écrivent alors comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = (R_s + s \cdot \sigma L_s) i_{sd} = V_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} = V_{sd} + e_{sd} \\ V_{sq}^* = (R_s + s \cdot \sigma L_s) i_{sq} = V_{sq} - \left(\omega_s \frac{L_m}{L_R} \psi_R + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \right) = V_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (2-15)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_S \sigma L_S i_{sq} \\ e_{sq} = -\omega_S \frac{L_m}{L_r} \psi_R - \omega_S \sigma L_S i_{sd} \end{cases} \quad (2-16)$$

« * » : Désignant la variable de commande ou de référence Ainsi donc les actions sur les axes *d* et *q* sont donc découplées comme représentés dans le schéma de la Figure 2.3.

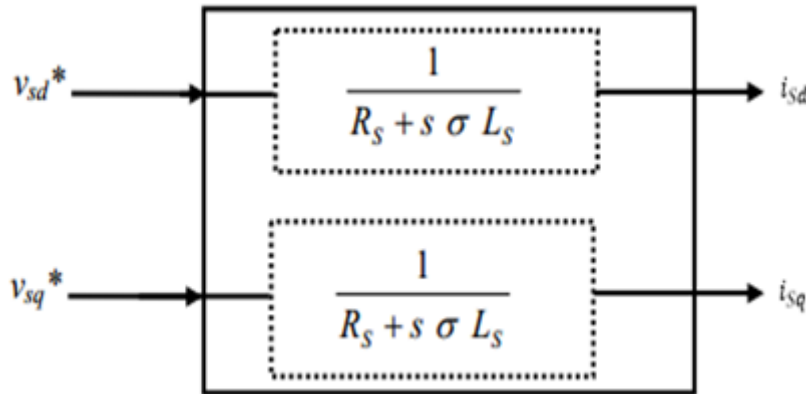


Figure 2.3. Schéma d'obtention des courants de référence

Les tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd} et V_{sq} , Figure 2.4 :

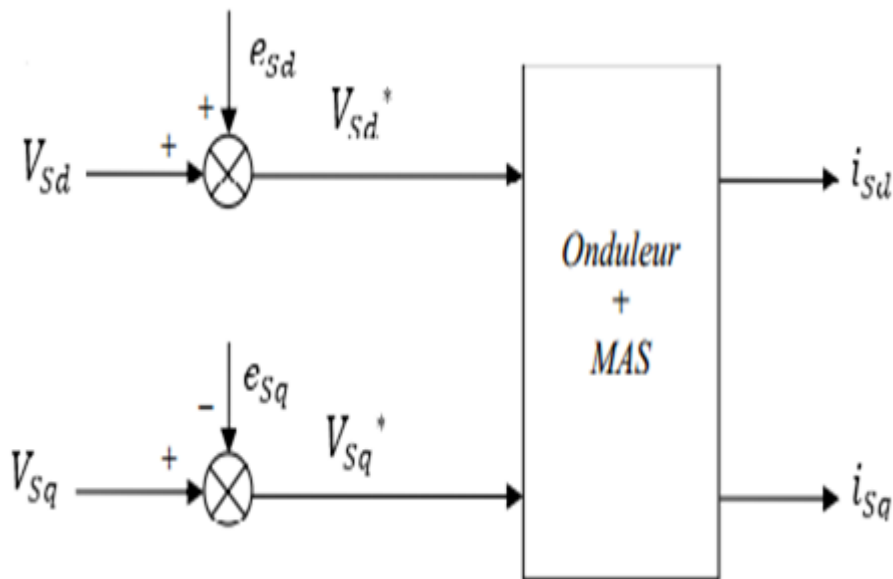


Figure 2.4. Reconstitution des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* après compensation

2.3.4.5 Calculs des régulateurs

Dans notre cas on utilise un régulateur de types PI Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale *PI* sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, L'action du régulateur proportionnelle *P* assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent.

Dans notre commande il y a trois régulateurs *PI*, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants i_{sd} et i_{sq} . Voir Figure 2.5 :

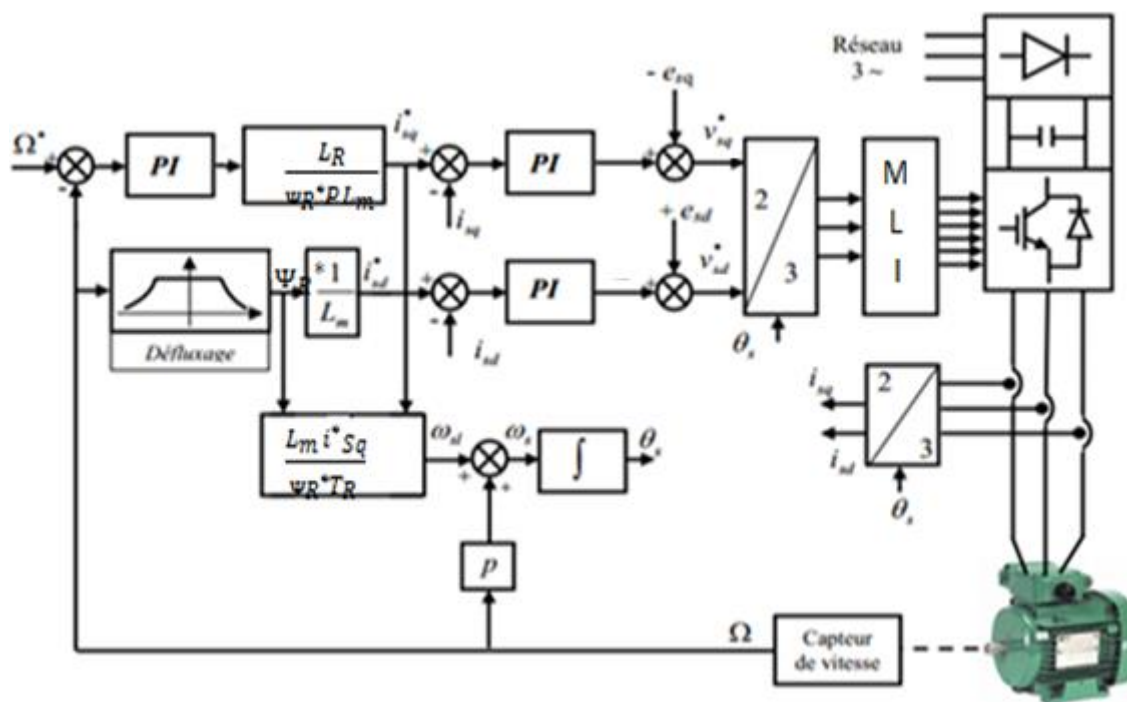


Figure 2.5. Schéma synoptique de la commande IR FOC

À des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale ψ_{Rn} , par contre, il faut qu'il des croît lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. Pour cela, ont utilisé le bloc de *Défluxage* qui est défini par le non linéarité suivante [25]. L'équation 2-17.

$$\psi_R^* = \begin{cases} \psi_{Rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \psi_{Rn} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (2-17)$$

Avec :

ψ_R^* : Flux rotorique de référence.

ψ_{Rn} : Flux rotorique nominal.

Ω_n : Vitesse mécanique nominale.

2.3.4.5.1 Régulateur de vitesse

- Calcul du régulateur de vitesse

Les paramètres du régulateur *PI* sont définis à partir du schéma illustré dans la Figure 2.6 La fonction de transfert du régulateur *PI* de vitesse est donnée par :

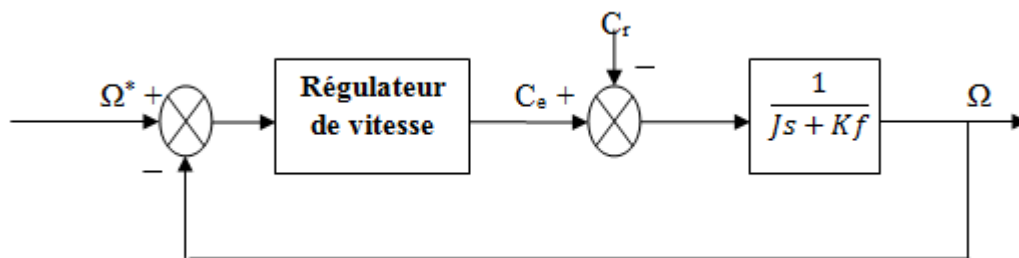


Figure 2.6. Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse.

Nous avons d'après (1-21) :

$$\Omega = \frac{1}{(Js+f_r)} (C_e - C_r) \quad (2-18)$$

Alors Ω devient :

$$\Omega = \frac{1}{(Js+f_r)} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{(Js+f_r)} C_r \quad (2-19)$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_p s + K_i}{J s^2 + (K_p + f_r) s + K_i} \Omega^* - \frac{s}{J s^2 + (K_p + f_r) s + K_i} C_r \quad (2-20)$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($C_r = 0$), la relation (2-20) devient :

$$\Omega = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\left(\frac{J}{K_i}\right) s^2 + \left(\frac{K_p + f_r}{K_i}\right) s + 1} \Omega^* \quad (2-21)$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équation (2-21) à la forme canonique :

$$G(P) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (2-22)$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} K_i = \frac{J}{\omega_n^2} \\ K_p = \frac{2\xi}{\omega_n} K_i - f_r \end{array} \right. \quad (2-23)$$

Avec :
$$tr5\% = \frac{3}{\xi \omega_n}$$

Pour déterminer les paramètres PI on a choisi un coefficient d'amortissement ($\xi = 0.7$), et un temps de réponse du système $tr5\% = 0.5s$, $K_{p\Omega} = 4.38$ et $K_{i\Omega} = 310$

2.3.4.5.2 Calcul du régulateur de Courant

Le régulateur du courant i_{sd} fournit la tension V_{sd}^* de référence d'après l'équation (2-15), la boucle de régulation est alors comme indiqué à la Figure 2.7 La fonction transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2-24)$$

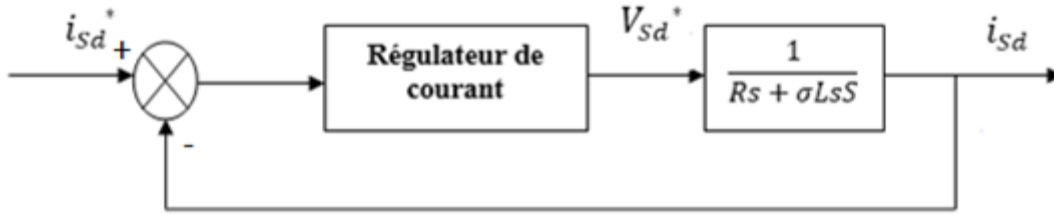


Figure 2.7. Schéma fonctionnel de la régulation de courant.

La même chose pour le courant i_{sq}

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

$$G_O = K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{s} \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (2-25)$$

Par compensation de pôle :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (2-26)$$

Alors :

$$G_O = \frac{K_p}{s} \frac{1}{\sigma L_s} \quad (2-27)$$

Donc en boucle fermé :

$$G_F = \frac{\frac{K_p}{\sigma L_s s}}{1 + \frac{K_p}{\sigma L_s s}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_p} s + 1} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (2-28)$$

$$\text{Avec : } \tau = \frac{\sigma L_s}{K_p}$$

Les valeurs des régulateurs K_p et K_i sont déterminés pour un τ choisi à $\tau = 0.01$, $K_i = 485, K_p = 3.1066$.

2.5 Commande directe du couple de la MAS

2.5.1 Introduction

La commande directe du couple et du flux DTFC abrégée DTC a été introduite il y a plus d'une vingtaine d'année par Takahashi [32] et Depenbroak [33], différente de la commande précédente FOC, la DTC vise une exploitation directe du couple et du flux produit par la machine asynchrone alimenté par l'onduleur. Ses majeurs avantages sont, moins de paramètres de la machine utilisés dans ses équations, pas de transformation entre référentiels, pas de régulateurs de courants, pas de générateur MLI se qui améliore considérablement la réponse dynamique, et sans recours à des capteurs mécaniques. Ses principaux inconvénients sont : le nombre limité de vecteurs tensions disponibles engendre les ondulations du couple, flux, et des courants en régime permanent qui sont reflétées sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus. Et la sensibilité aux variations de la résistance statorique. En outre, la suppression de l'étage MLI principale caractéristique de la DTC et l'introduction de contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux a pour conséquence d'avoir une fréquence de commutation variable [34] [35] [36].

L'utilisation de l'onduleur multiniveaux, peut être une solution efficace, de ce genre de problèmes. Plus le nombre de niveaux est grand, plus l'abaissement des ondulations indésirables remarquable sur l'allure de couple, dans notre cas en utilisant l'onduleur à trois niveaux.

La multiplication des combinaisons des vecteurs de tensions en utilisant des onduleurs multiniveaux, pourrait pallier ce problème mais complique l'algorithme de classification de cet ensemble de vecteurs de tensions.

Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriente Control). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée. [37] [38] [39].

2.5.2 Principe de la commande DTC

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée.

2.5.2.1 Règle d'évolution du flux statorique

Le modèle généralement retenu à l'implantation de la DTC est celui à référentiel stationnaire $\alpha \beta$, ce modèle est donné par le système d'équations suivant [40] :

$$\begin{cases} V_S = R_S i_S + \frac{d\psi_S}{dt} \\ 0 = R_R i_R + \frac{d\psi_R}{dt} - J \omega \psi_R \end{cases} \quad (2-29)$$

Où :

$$\begin{aligned} V_S &= V_{S\alpha} + jV_{S\beta} \quad , \quad i_S = i_{S\alpha} + ji_{S\beta} \quad , \quad \psi_S = \psi_{S\alpha} + j\psi_{S\beta} \\ i_R &= i_{R\alpha} + ji_{R\beta} \quad , \quad \psi_R = \psi_{R\alpha} + j\psi_{R\beta} \end{aligned}$$

À partir de (2-29) on a :

$$\frac{d\psi_S}{dt} = V_S - R_S i_S \quad (2-30)$$

Alors :

$$\psi_S = \int_0^t (V_S - R_S i_S) dt \quad (2-31)$$

Sachant que pendant une période d'échantillonnage $[0, T_e]$ la séquence de commande (Sa Sb Sc) du convertisseur est fixe, la relation (2-31) peut s'écrire comme suit :

$$\psi_S(t) = \psi_{S0} + V_S T_c - R_S \int_0^t i_S dt \quad (2-32)$$

Ou encore :

$$\psi_S(t) = \frac{2}{3} E(S_1 - a S_2 - a^2 S_3) - R_S \int_0^t i_S dt + \psi_{S0} \quad (2-33)$$

Où ψ_{S0} : est le vecteur flux à $t = 0$, et avec l'hypothèse que la résistance R_S reste constante.

Et si on néglige en première approximation la chute de tension due à la résistance statorique, le vecteur flux statorique à l'instant $(t+\Delta t)$.

Se déduit du vecteur flux à l'instant t par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur (vs étant fixe) :

$$\psi_S(t + \Delta t) = \psi_S(t) + V_S \Delta t \quad (2-34)$$

La relation (2-34) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\psi_S(k + 1) \approx \psi_S(k) + V_S T_c \quad (2-35)$$

Ou:

$\psi_S(k)$: Vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage t_k

$\psi_S(k + 1)$: Vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage t_{k+1}

La variation du flux statorique due à l'application de la vectrice tension pendant une période de commande est donc :

$$\Delta \psi_S(k) \approx V_S T_c \quad (2-36)$$

Où :

$$\Delta \psi_S(k) \approx \psi_S(k + 1) - \psi_S(k) \quad (2-37)$$

La relation (2-36) montre que la trajectoire de ψ_S suit la direction du vecteur tension V_S , de tel sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur ψ_S suit la direction de V_S , et si V_S est une tension nulle ψ_S est alors fixe.

Pour mieux illustrer le comportement du module du flux statorique, on va le représenter dans un repère tournant dq où il coïncide avec l'axe d (Figure 2.8), on peut réécrire l'équation (2-30) suivante avec $\alpha\beta$

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \tag{2-38}$$

On obtient ainsi :

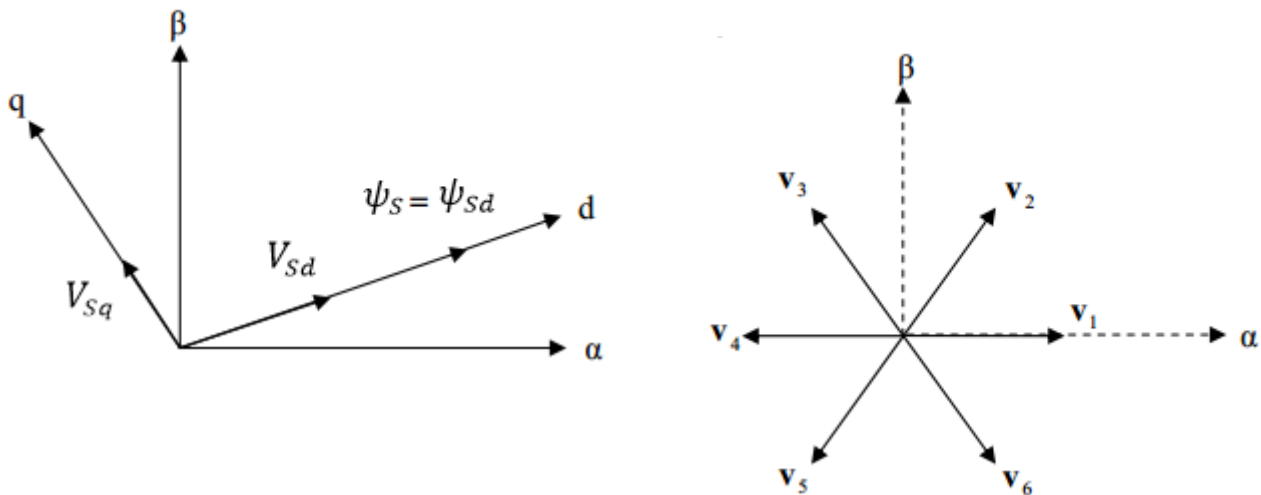


Figure 2.8. Orientation de l'axe d selon la direction du flux statorique

En négligeant la chute de tension ohmique due à la résistance statorique, la variation du module du flux statorique devient :

$$\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} \tag{2-39}$$

À partir de l'équation (2-39), nous constatons que la variation du module du flux statorique est proportionnelle à la composante radiale de la tension statorique, c'est-à-dire, quand un vecteur de tension actif est appliqué, c'est la projection de cette tension sur l'axe du flux qui permet de faire varier son module.

Si une séquence de tension nulle est appliquée, nous constatons que la variation du module du flux statorique est nulle.

$$\frac{d\psi_{S\alpha}}{dt} = 0 \tag{2-40}$$

On aperçoit dans la Figure 2.9 que les vecteurs (V_1, V_2, V_6) possèdent une composante radiale $V_{S\alpha}$ positive, cela signifie que ces vecteurs augmentent le module du flux statorique. D'autre part les vecteurs (V_3, V_4, V_5) ont une composante radiale V_S négative ce qui a pour cause de diminuer le module du flux statorique.

Sur la Figure 2.9 on représente deux situations de la variation du flux statorique lorsqu'on applique deux tensions différentes.

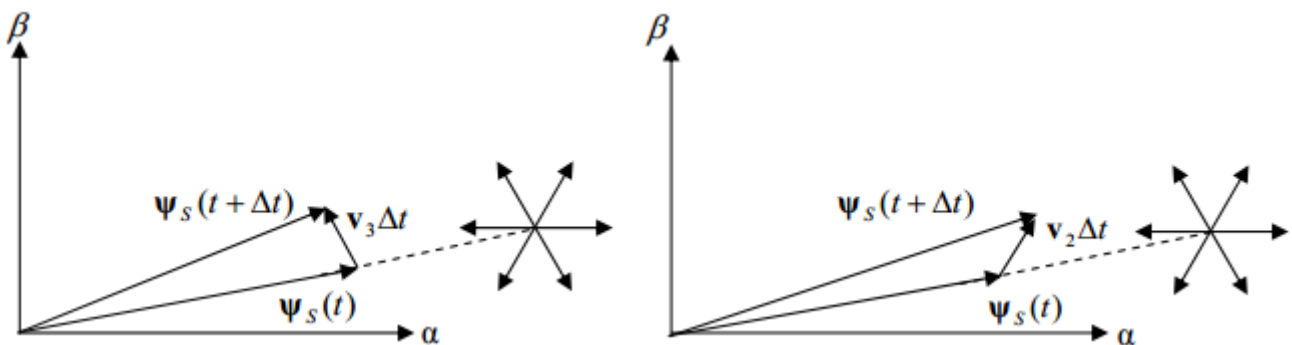


Figure 2.9. Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué

En choisissant une séquence correcte des vecteurs V_S sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur ψ_S la trajectoire désirée.

Pour fonctionner avec un module de flux constant, il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle T_e est très faible devant la période de rotation du flux.

2.5.2.2 Règle d'évolution du couple électromagnétique

Le couple est exprimé par :

$$C_e = K_t'(\psi_S \times \psi_R) \tag{2-41}$$

$$C_e = K_t' (|\psi_S| \times |\psi_R|) \sin \delta$$

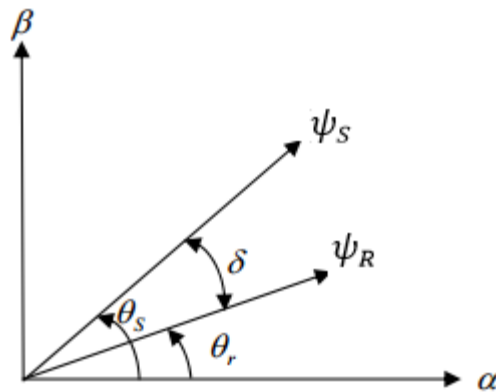


Figure 2.10. Illustration de l'angle δ

Avec :

$$K_t' = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_R L_S}$$

$|\psi_S|$: Module du vecteur flux statorique.

$|\psi_R|$: Module du vecteur flux rotorique.

δ : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor (Figure 2.10).

On peut apercevoir immédiatement que le couple dépend, de l'amplitude des deux vecteurs ψ_S et ψ_R tout aussi bien que de l'angle δ .

En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence ($\psi_S = \psi_{Sref}$), et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique [41], l'expression (41) à l'instant $t + \Delta t$ devient :

$$C_e = K_t' |\psi_{Sref}| |\psi_R| \sin(\delta + \Delta\delta) \quad (2-42)$$

La Figure 2.11. Illustre l'évolution de l'angle δ , pour deux vecteurs de tensions différents.

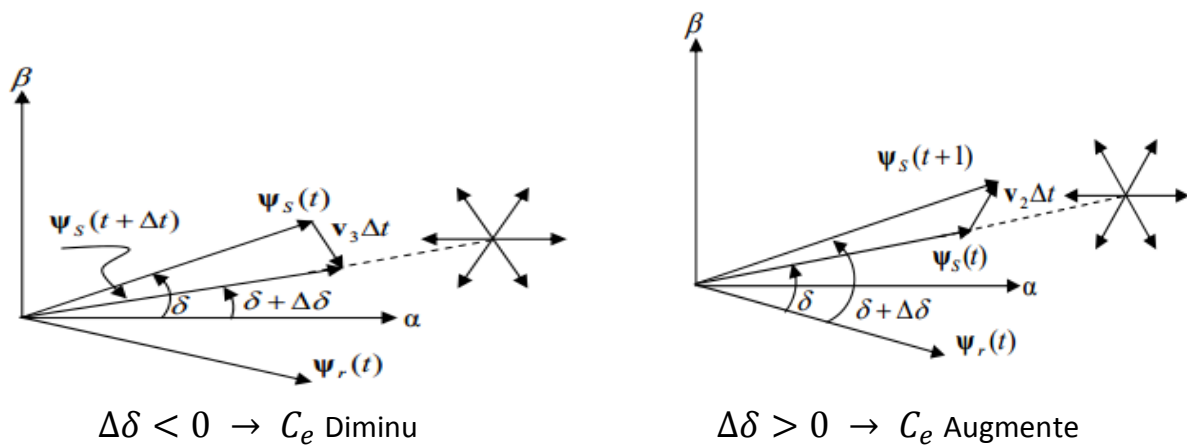


Figure 2.11. Evolution de l'angle δ en fonction de la vecteur tension appliquée

2.5.3 Elaboration de la commande directe du couple

La stratégie de la commande directe du couple, initialement proposée par Takahashi, est basée sur les principes développés dans les paragraphes précédents. Elle consiste à contrôler à l'aide d'un choix judicieux du vecteur de tension approprié de l'onduleur, l'amplitude du flux statorique et le couple de manière directe et simultanée.

Le choix du vecteur tension dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

Le flux et le couple sont estimés en utilisant les tensions et les courants de lignes, puis comparés à leurs références respectives par des comparateurs à hystérésis à deux ou trois niveaux. Le choix du vecteur tension se fait donc suivant l'état des comparateurs et en fonction de la position du flux statorique dans le plan complexe [32]. Cette stratégie montre que le plan complexe est découpé en six secteurs de 60° . La décomposition en douze secteurs est possible mais elle n'apporte pas d'améliorations supplémentaires dans la structure DTC avec un onduleur à deux niveaux [42].

2.5.3.1 Régulation du flux statorique

Afin de limiter la fréquence de commutation des interrupteurs et d'obtenir de bonnes performances dynamiques, le contrôleur à hystérésis à deux niveaux est la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. La bande d'hystérésis permet

d'évaluer l'erreur du flux, ou la sortie du contrôleur de flux, donnée par la variable logique d_ψ [0,1], indiquant les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux.

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, permet de détecter les dépassements de la bande de contrôle et respecter par la relation :

$$e_\psi = |\psi_{sref} - \widehat{\psi}_s| < H_\psi \tag{2-43}$$

Où H_ψ est la bande d'hystérésis du contrôleur (Figure 2.12, Figure 2.13)

Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ψ_{sref} et le flux estimé $\widehat{\psi}_s$

$$\begin{cases} d_\psi = 1 & \text{pour } e_\psi > H_\psi \\ d_\psi = 0 & \text{pour } e_\psi \leq H_\psi \end{cases} \tag{2-44}$$

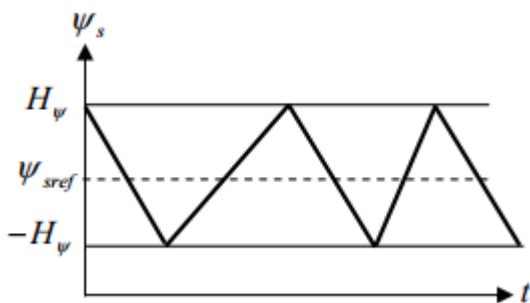


Figure 2.12. Evolution de ψ_s

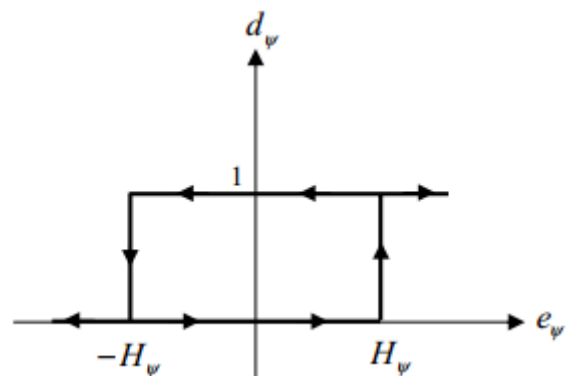


Figure 2.13. Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

2.5.3.2 Régulation du couple électromagnétique

De la même façon, la régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité de contrôle mais dans un seul sens de rotation de la machine, alors que le contrôleur à trois niveaux assure le

contrôle du moteur dans les deux sens de rotation [43]. La fonction de sortie du correcteur du couple est défini de telle sorte qu'il respecte la condition suivante :

$$e_c = |C_{eref} - \widehat{C}_e| < H_c \tag{2-45}$$

La Figure 2.14 montre l'écart de sortie logique d_c du contrôleur suivant l'évolution du couple \widehat{C}_e par rapport au couple de référence C_{eref}

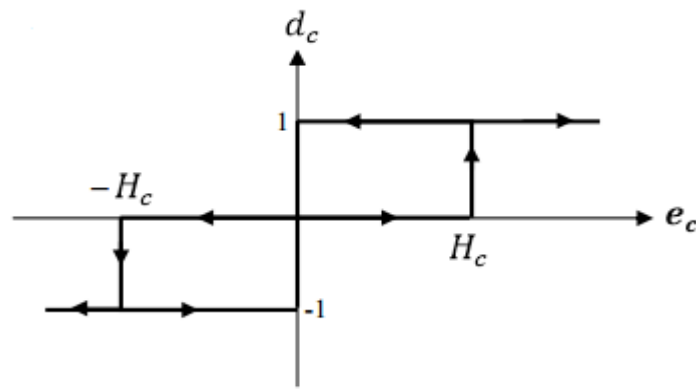


Figure 2.14. Contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux

Le signal de sortie du contrôleur du couple est défini comme suit :

$$\begin{cases} d_c = 1 & \text{pour } e_c > H_c \\ d_c = 0 & \text{pour } -H_c < e_c < H_c \\ d_c = -1 & \text{pour } e_c < -H_c \end{cases} \tag{2-46}$$

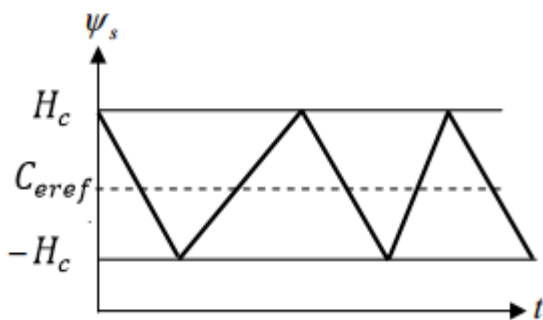


Figure 2.15. Evolution de c_e

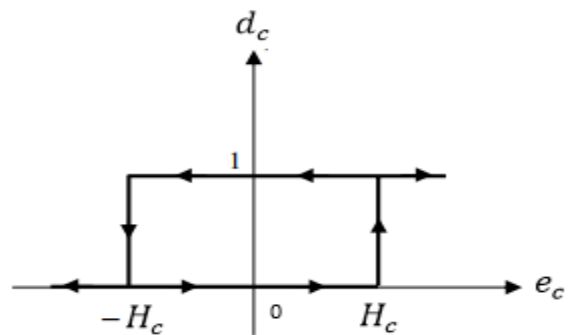


Figure 2.16. Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

2.5.4 Elaboration de la table de commutation (stratégie de commutation)

2.5.4.1 Stratégie de commutation dans la DTC :

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la commutation des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. [44] [45].

En particulier la sélection est faite sur base de l'erreur instantanée du flux ψ_s et du couple électromagnétique C_e . Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants [44].

2.5.4.2 Table de commutation

La table de commutation est construite en fonction de l'état des variables (d_ψ) et (d_c), et de la zone N_i de la position de flux ψ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante :

N_i		1	2	3	4	5	6	Correcteur
$d_\psi = 1$	$d_c = 1$	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	2 niveaux
	$d_c = 0$	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	
	$d_c = -1$	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	3 niveaux
$d_\psi = 0$	$d_c = 1$	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	2 niveaux
	$d_c = 0$	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	
	$d_c = -1$	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	3 niveaux

Tableau 2.1. Table de commutation de la structure de DTC

Les séquences nulles V_0 et V_7 , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart, ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande :

$$-e_c \leq \Delta C_e \leq e_c$$

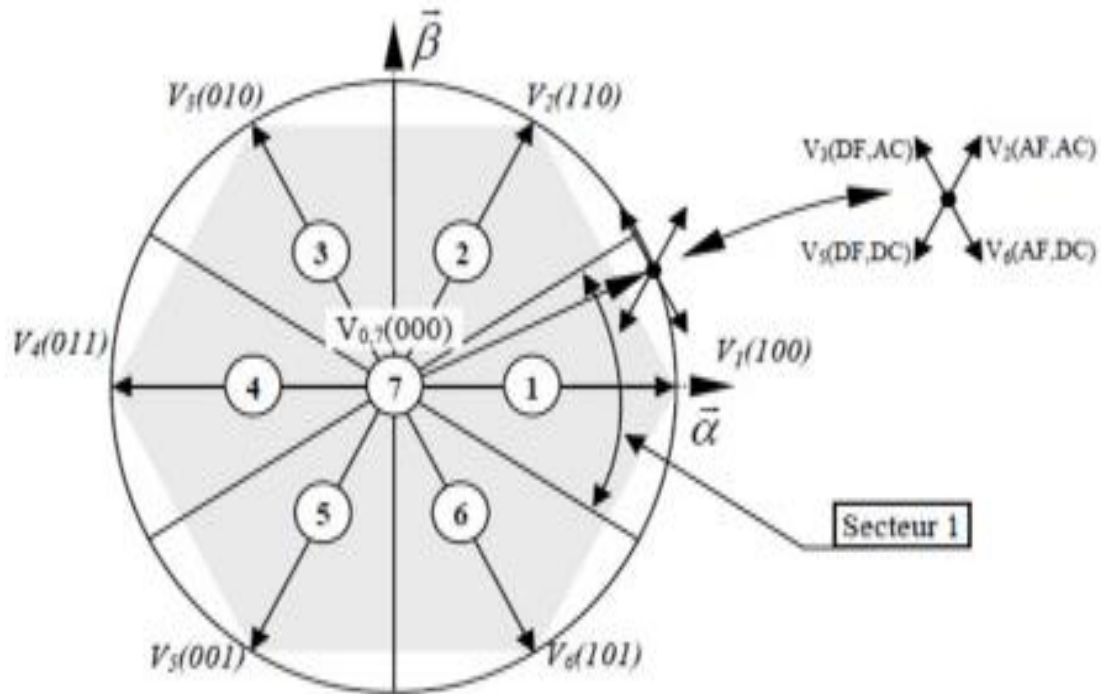


Figure 2.17. Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1\dots6$

Le code $V_7(1\ 0\ 1)$ signifie :

- { 1 : interrupteur supérieur du 1 bras fermé;
- { 0 : interrupteur supérieur du 2 bras ouvert;
- { 1 : interrupteur supérieur du 3 bras fermé

Et

- { AF Augmenter le flux
- { AC Augmenter le couple
- { DF Diminuer le flux
- { DC Diminuer le flux

2.5.5 Estimation du flux statorique et du couple

Le flux peut être estimé par différentes méthodes dont deux sont très répandus; le modèle dit en courant et le modèle en tension statorique ou en combinant entre les deux [46]. On s'en tiendra qu'au premier modèle

2.5.5.1 Modèle en tension

Cette méthode est connue comme la plus simple à estimer le flux, elle est issue de l'équation (2-31). L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes $\alpha\beta$ soit :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (2-47)$$

Avec :

$$\begin{cases} \widehat{\psi}_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \\ \angle \widehat{\psi}_s = \arctg \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (2-48)$$

Les composantes $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ du vecteur courant sont obtenues à partir de la transformation de Concordia des courants mesurés :

Avec :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (2-49)$$

Les composantes du vecteur tension sont reconstituées à partir de la tension continue par les relations suivantes :

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \quad (2-50)$$

$$V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} E (S_b - S_c) \quad (2-51)$$

La figure 2.18 montre le diagramme de bloc d'estimation du flux statorique en coordonnées $\alpha\beta$.

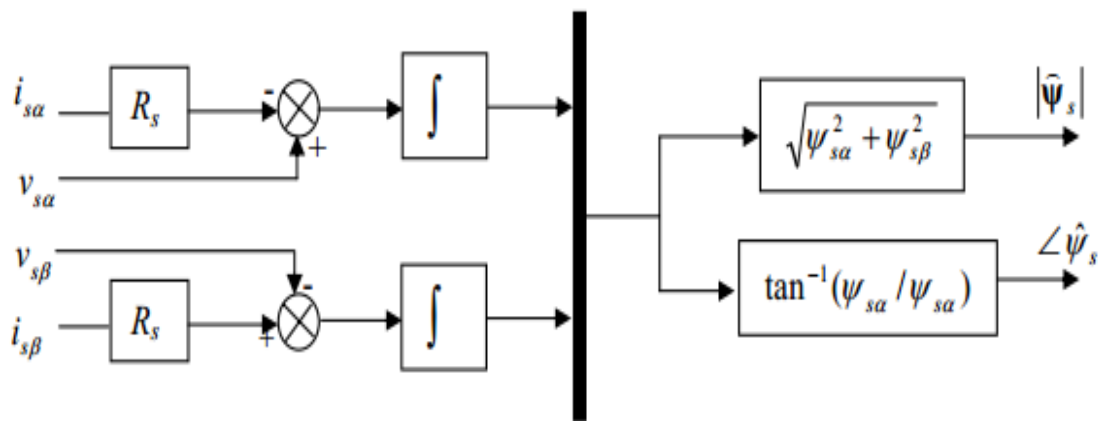


Figure 2.18. Schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension

Malheureusement la précision de l'estimation de ce modèle est limitée, due à l'intégration en boucle ouverte qui peut mener à de grandes erreurs d'estimation, aussi en basse vitesse la chute de tension statorique n'est plus négligeable, ceci est le principal inconvénient de ce modèle. L'intégrateur pur est souvent remplacé par un filtre passe bas pour éviter le problème de dérive d'intégration, cela contribue à l'amélioration de cette technique [43].

Le couple est obtenu à partir des composantes du courant statoriques et du flux déjà estimé par :

$$\widehat{C}_e = p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2-52)$$

2.5.6 Schéma de la commande

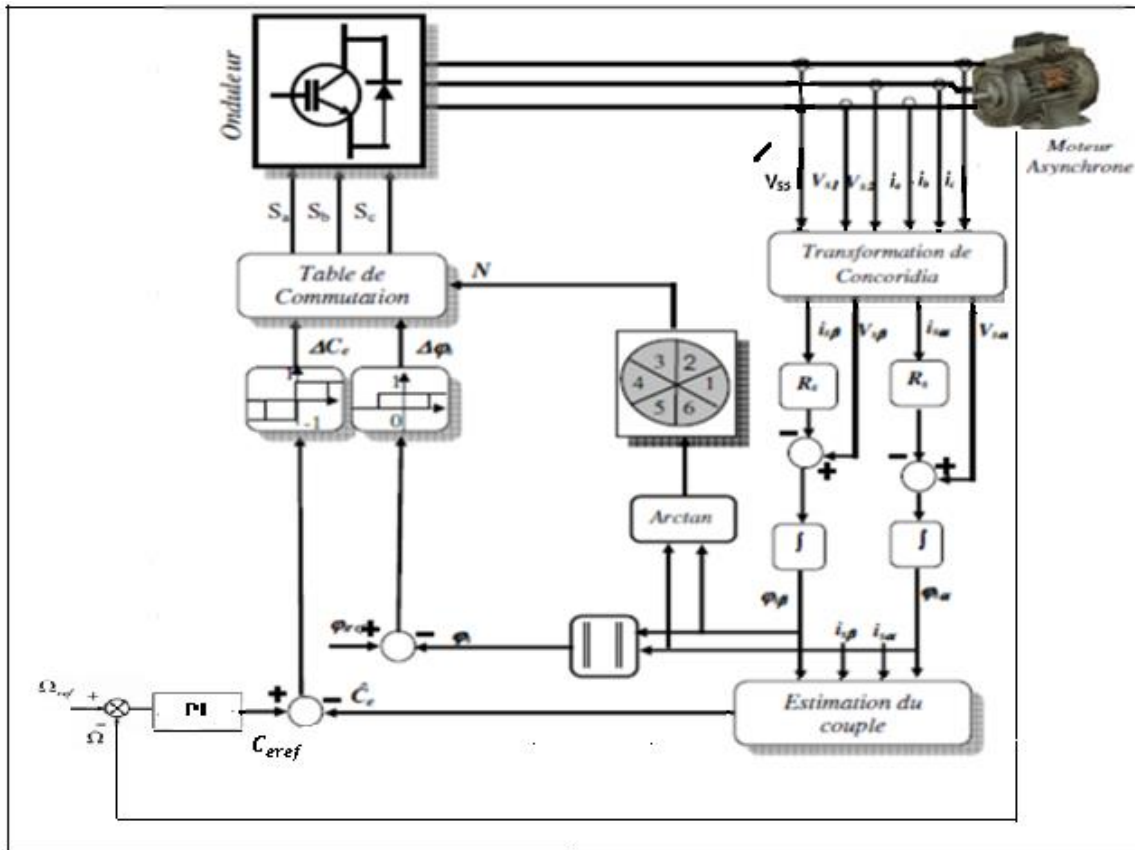


Figure 2.19. Illustre le schéma de principe de commande DTC

2.5.7 Calculs des régulateurs

• Régulateur de vitesse :

Pour le régulateur de vitesse on a appliqué un contrôleur de type PI
 La régulation de la vitesse donne lieu à un couple qui va être un couple de référence.
 Dans une régulation en cascade, avec un régulateur PI sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure suivante : [47] [48].

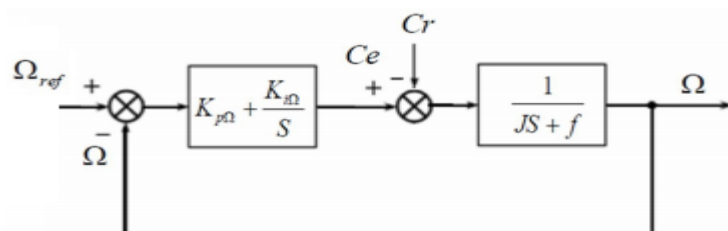


Figure 2.20. Schéma –bloc de régulation de vitesse

Nous avons d'après (1-21) :

$$\Omega = \frac{1}{(Js+fr)} (C_e - C_r) \quad (2-53)$$

Alors Ω devient :

$$\Omega = \frac{1}{(Js+fr)} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{(Js+fr)} C_r \quad (2-54)$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + (K_p + fr)s + K_i} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (K_p + fr)s + K_i} C_r \quad (2-55)$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($C_r = 0$), la relation (2-55) devient:

$$\Omega = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\left(\frac{J}{K_i}\right) s^2 + \left(\frac{K_p + fr}{K_i}\right) s + 1} \Omega^* \quad (2-56)$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équation (2-56) à la forme canonique:

$$G(P) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (2-57)$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + fr}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} K_i = \frac{J}{\omega_n^2} \\ K_p = \frac{2\xi}{\omega_n} K_i - fr \end{array} \right. \quad (2-58)$$

Pour déterminer les paramètres PI ont choisi

$\xi = 0.7$ On a : $K_{p\Omega} = 4.38$ et $K_{i\Omega} = 310$

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a fait une description détaillée de la commande vectorielle à base d'orientation des flux rotorique (*IRFOC*), ainsi qu'une étude théorique étendue de la commande DTC, en vue de faire une étude comparative. On remarque que ces deux grandes méthodes ont un fondement théorique différent.

On peut conclure que les deux méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients, et en vue de les implémenter. La meilleure méthode sera donc celle qui sera celle qui garde les avantages et supprime les inconvénients pour une application donnée.

Notre choix est porté sur la DTC vue quelle présente une simplicité aux niveaux de la conception du régulateur et l'élimination de l'étage MLI.

3.1 Introduction

Dans cette partie nous allons concrétiser les différents techniques cités précédemment par des simulations afin de valider les résultats est en déduire les différentes interprétations. Pour les différentes simulations on a utilisé le logiciel SIMULINK/MATLAB ainsi on a partagé notre travail suivant les étapes suivantes :

- **Simulation 1 :**

Commande de vitesse IRFOC avec inversion de vitesse $[-160 + 160]$ rad/s en présence d'un couple résistant suivant la figure 3.7. et vitesse de référence suivant la figure 3.8.a.

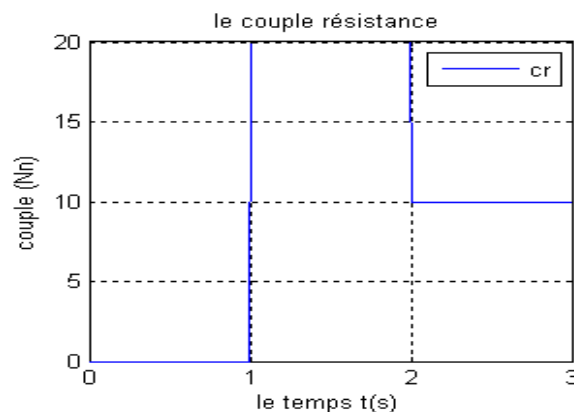


Figure 3.7. Variation du couple résistant C_r

- **Simulation 2 :**

➤ Commande DTC en présence d'un couple C_r telle que :

$$\Delta C_e = 0.5 Nn \quad \text{et} \quad \Delta \psi_s = 0.1 wb$$

- **Simulation 3:**

➤ Commande DTC en présence d'un couple C_r telle que :

$$\Delta C_e = 0.5 Nn \quad \text{et} \quad \Delta \psi_s = 0.01 wb$$

- **Simulation 4:**

➤ Commande DTC en présence d'un couple C_r telle que :

$$\Delta C_e = 0.1 Nn \quad \text{et} \quad \Delta \psi_s = 0.01 wb$$

3.2 Résultats et Simulations

3.2.1 Pour la simulation 1

On a réalisé le schéma global de la 3.1 Qui comprend un bloc de commande vectorielle IRFOC, un bloc de la machine MAS avec un bloc onduleur MLI.

Quant à la figure 3.2 elle représente le schéma interne du bloc la commande vectorielle qui comprend :

- Bloc de régulateur de vitesse PI
- Bloc de régulateur du courant PI
- Bloc de Découplage
- Bloc de Défluxage

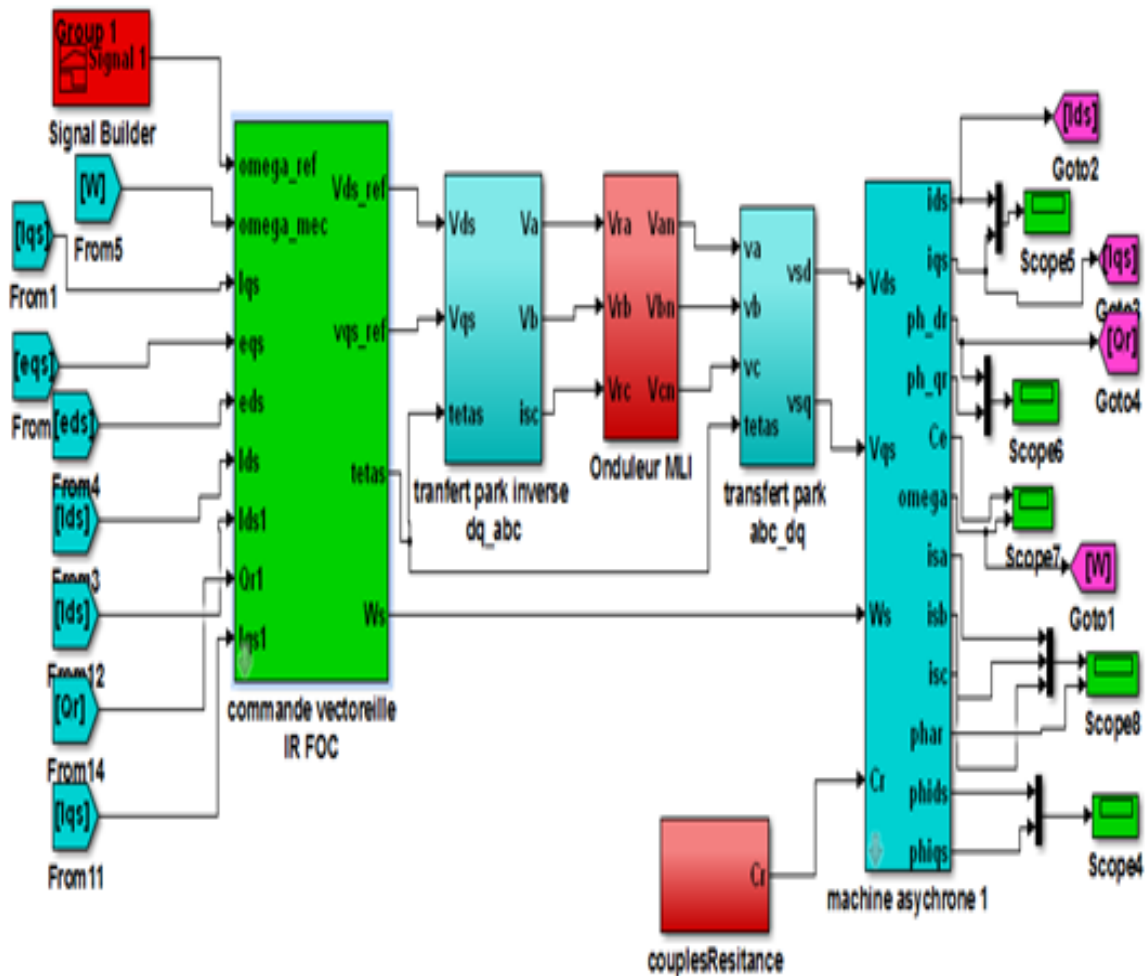


Figure 3.1. Schéma globale de la commande IR FOC de la MAS

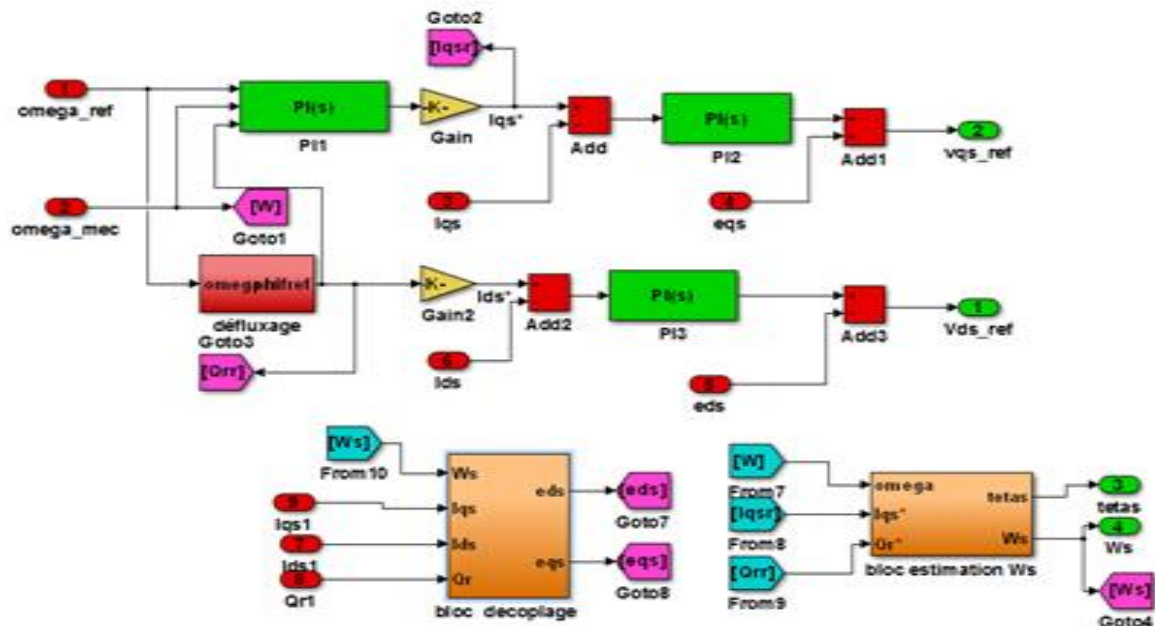


Figure 3.2 .schéma interne de bloc de la commande IRFOC

3.2.2 Pour la simulation 2

Maintenant dans le cas de la commande DTC on a réalisé le schéma bloc générale de la figure 3.3 . Ce dernier contient plusieurs blocs à savoir :

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

Le rôle de ces blocs a été traité dans le chapitre 2, et en tenant compte des différentes règles pour la réalisation de la commande DTC, nous avons réalisé ces blocs on utilisant le logiciel SIMULINK/MATLAB.

La figure 3.4 représente les différents blocs qui permettent de déduire :

- Le module des flux statorique Φ_{qs} ,
- le secteur
- l’estimation du couple à partir de tension de l’onduleur V_{abc} et les courants i_{abc} de la MAS.

La figure 3.5 représente le schéma de la table de commutation, dans ce dernier on a utilisé une fonction MATLAB qui fait appel à la table de commutation suivant le tableau (2.1) telle que les entrées sont : erreur couple, erreur du flux, et la position du secteur. Les sorties sont : les commande des Switches de l'onduleur Sa, Sb, Sc.

Quant à la figure 3.6 elle représente le schéma interne du bloc de commande de la vitesse oméga du type PI.

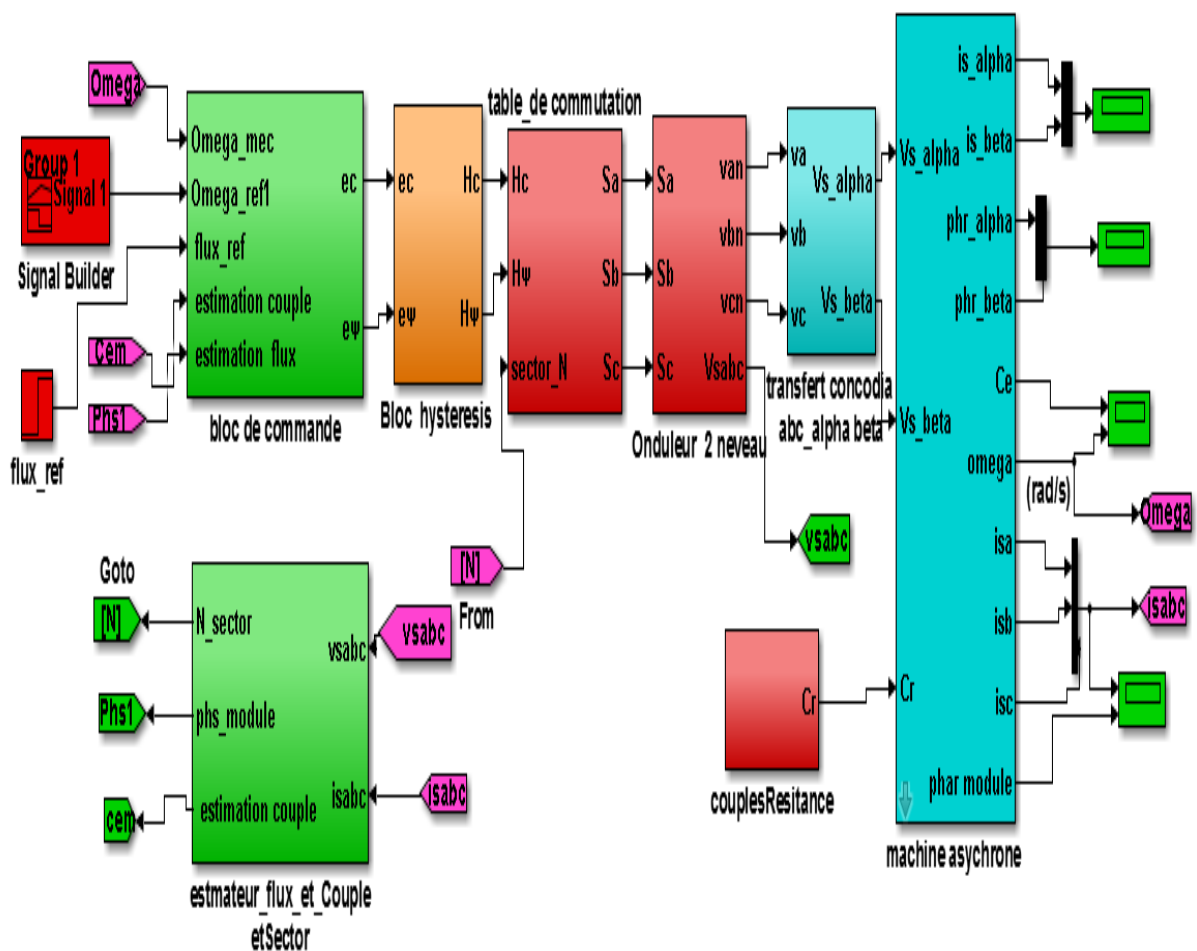


Figure 3.3. Schéma bloc la commande DTC Simulink de la MAS

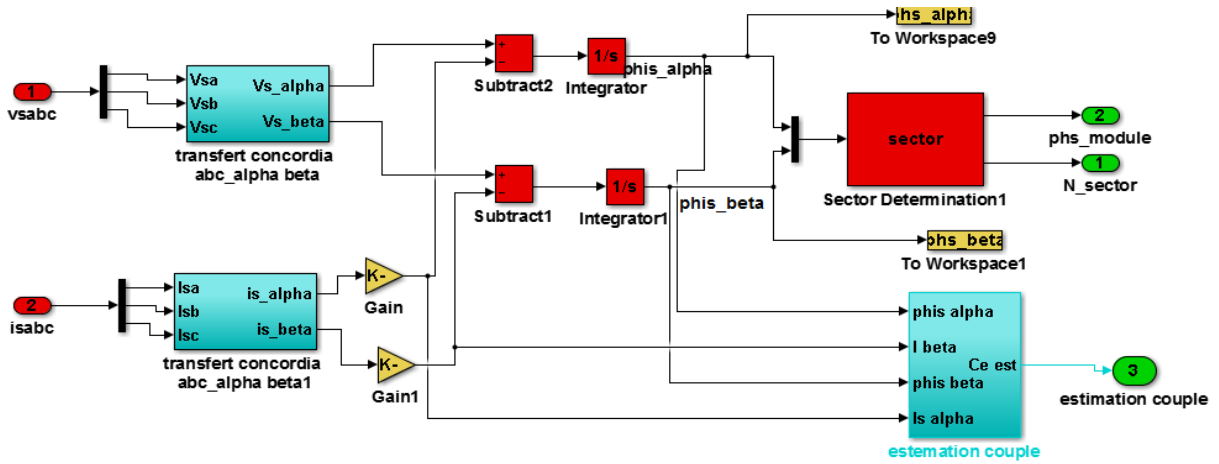


Figure 3.4. Bloc estimation de couple et flux

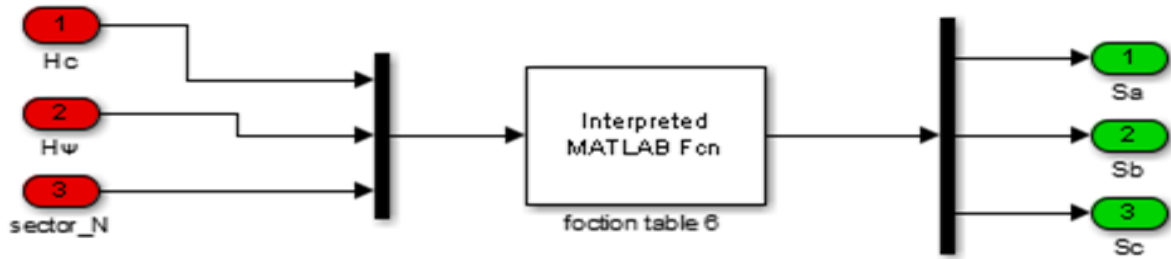


Figure 3.5. Bloc table de commutation 3 niveaux

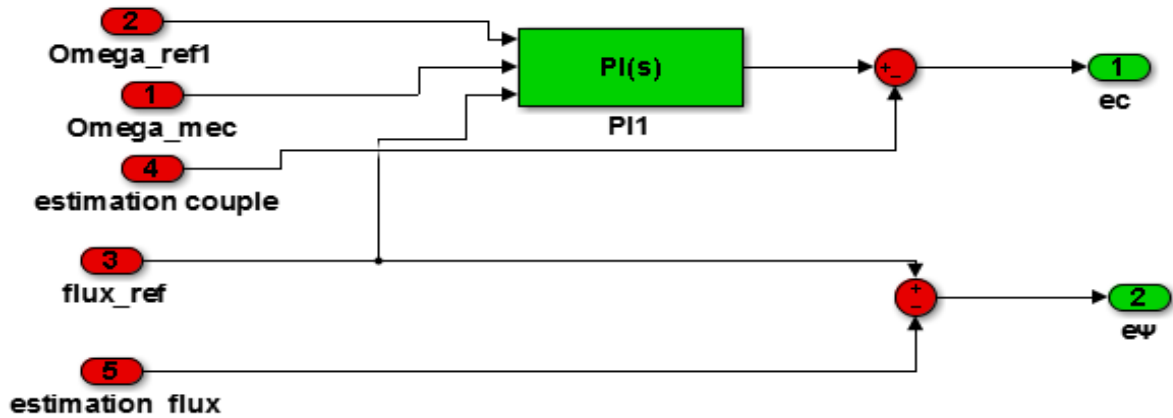


Figure 3.6. Bloc régulateur la vitesse PI

3.3 Interprétations des résultats

3.3.1 Cas de l'IRFOC (Simulation 1)

D'après la figure 3.8.a on remarque que les contrôleurs PI de vitesse et de courant contribuent d'une manière conséquente à la commande de la machine MAS puisqu'elle suit de manière satisfaisante la vitesse de référence même au cas où on applique un couple résistant au temps 1s et 2s et en inversant la vitesse de rotation. Cependant on observe un léger dépassement acceptable lors des transitions

La figure 3.8.b montre l'évolution du couple en fonction de la vitesse de rotation en présence du couple résistant C_r

La figure 3.8.c montre que les courants de Park augmentent en fonction du couple ce qu'est normale.

La figure 3.8.d montre que le ph_{qr} tend vers zéro ce qui confirme que le découplage de la FOC est toujours en fonctionnement.

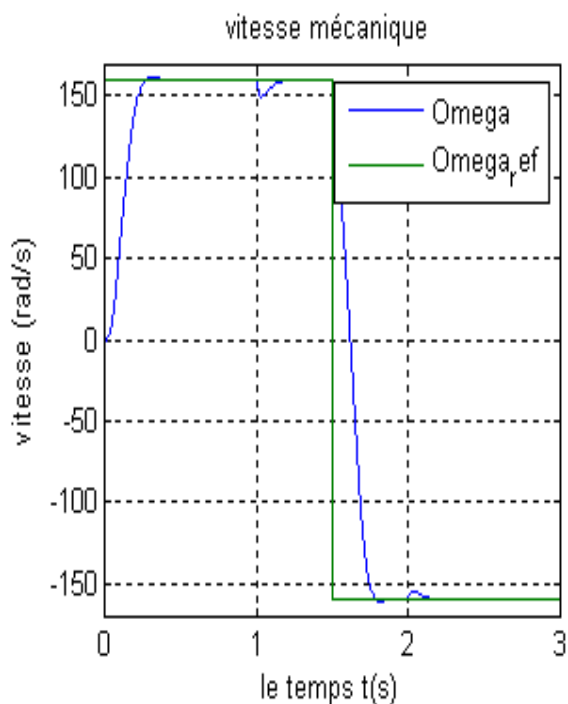


Figure 3.8.a. Evolution de la vitesse mécanique

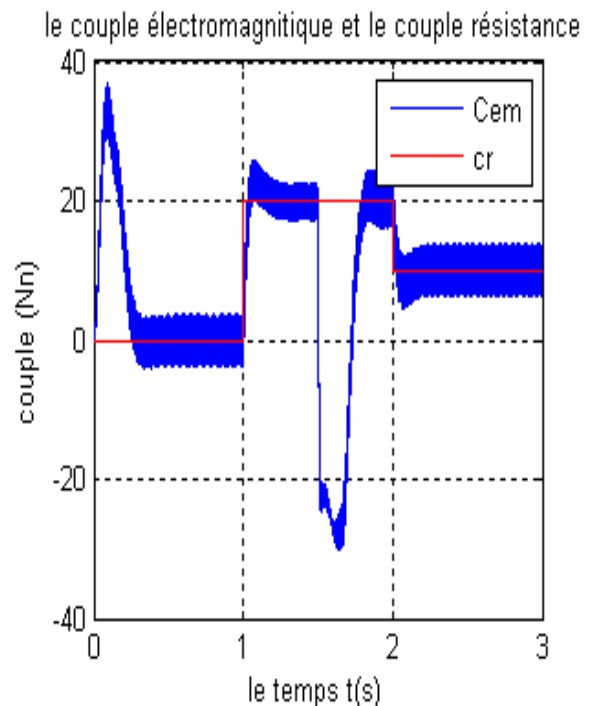


Figure 3.8.b. Variation du couple électromagnétique

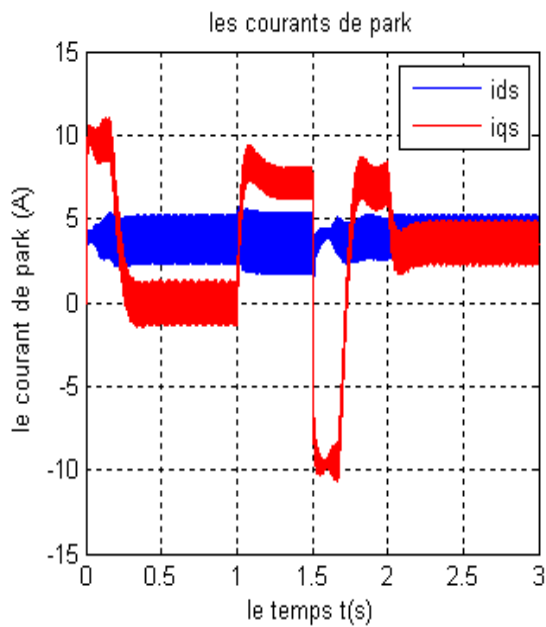


Figure 3.8.c. Variation des courants statorique (d, q)

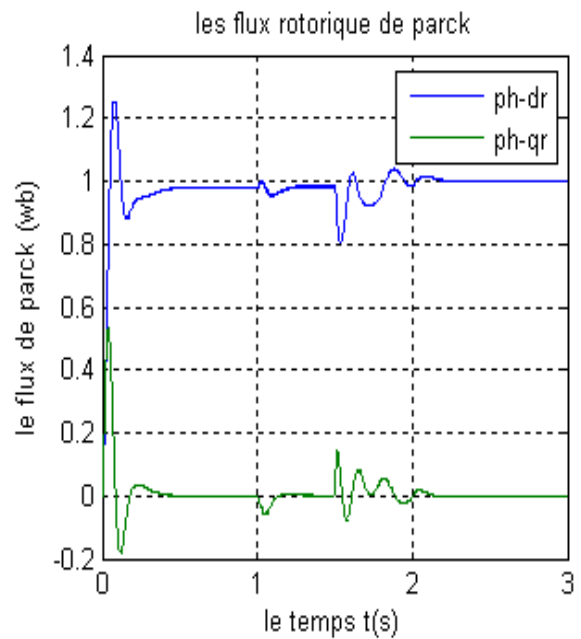


Figure 3.8.d. Variable du flux rotorique (d , q)

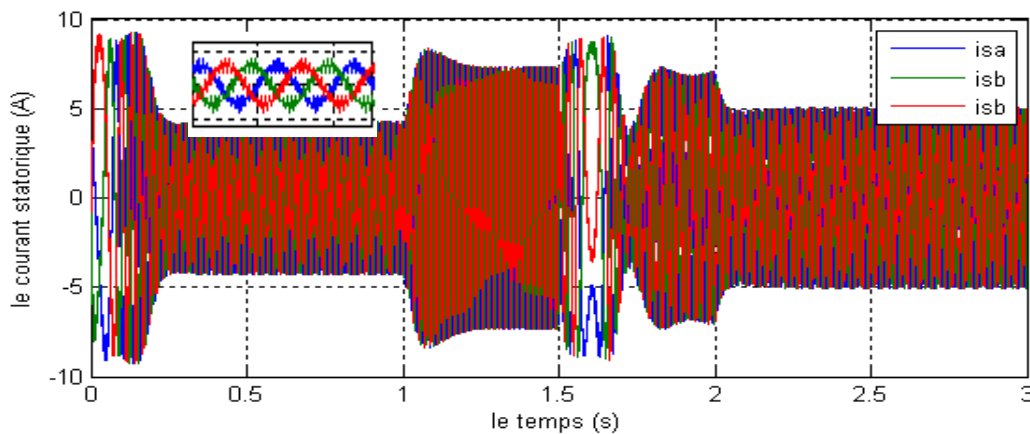


Figure 3.8.e. Vaiaion des courants statorique triphasé

Figure 3.8. Les résultats de simulation de la commande vectorielle IR FOC d'une MAS

On remarque dans la figure 3.8.e. le courant de sortie est triphasé et présente des ondulations résiduelles qui se répercutent directement sur le couple, elles sont dues généralement à la fréquence de commutation de l'onduleur.

3.3.2 Cas de la DTC

a Cas de l'influence de la bande du flux

- ✓ Simulation 2 : pour $\Delta\psi_s = 0.1 \text{ wb}$, $\Delta C_e = 0.5 \text{ Nn}$, $f_c=909 \text{ Hz}$.

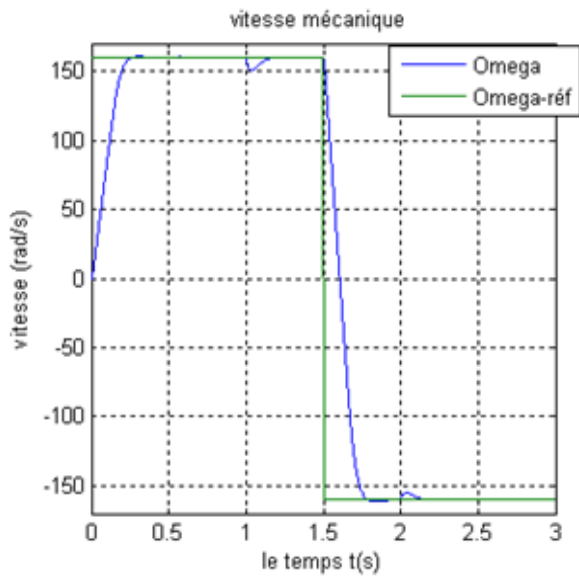


Figure 3.9.a. Evolution de la vitesse mécanique

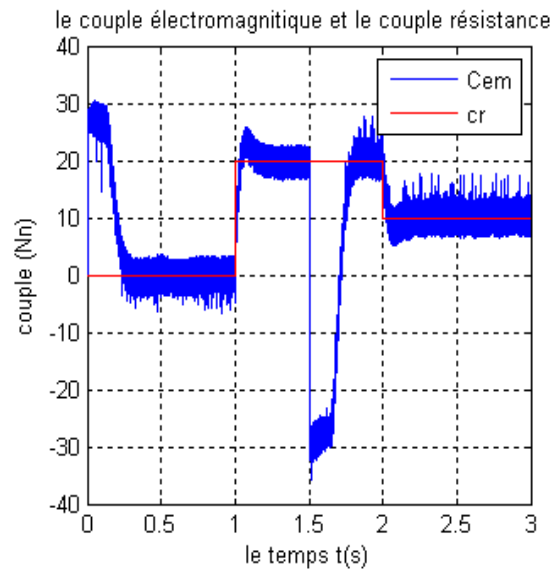


Figure 3.9.b. Variation du couple électromagnétique C_{em}

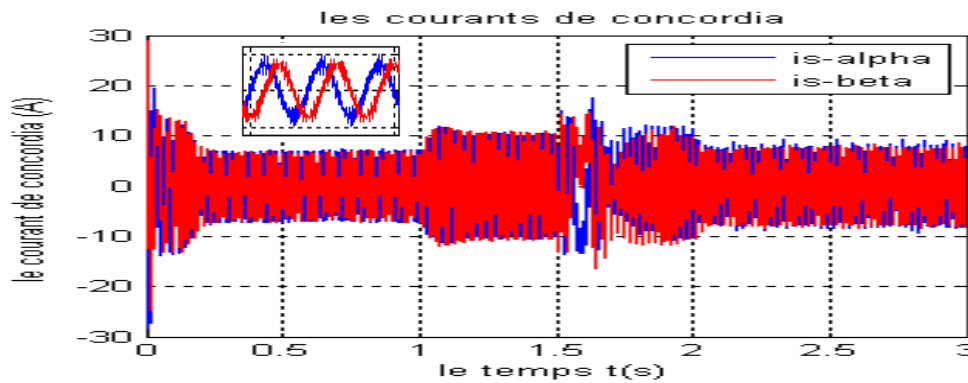


Figure 3.9.c. Variation des courants statorique repère (α, β)

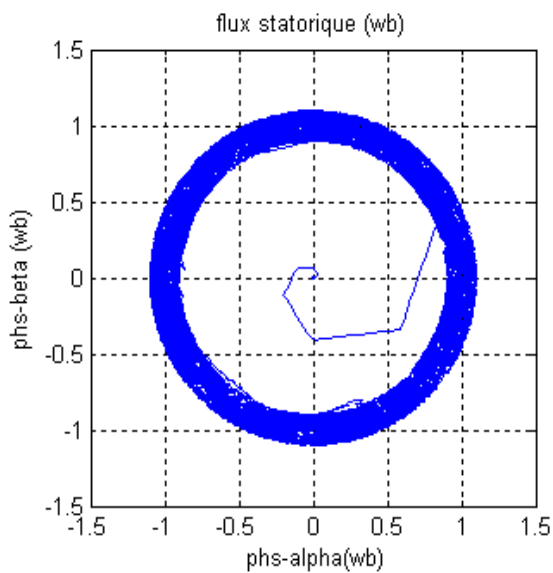


Figure 3.9.d. Evolution du flux statorique

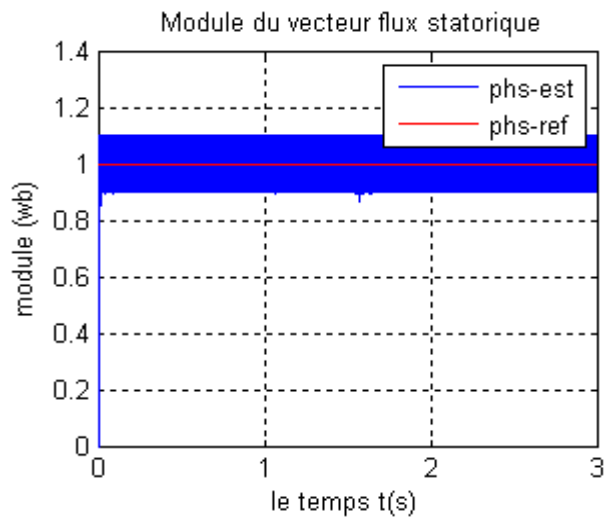


Figure 3.9.e. Evolution du module du flux statorique

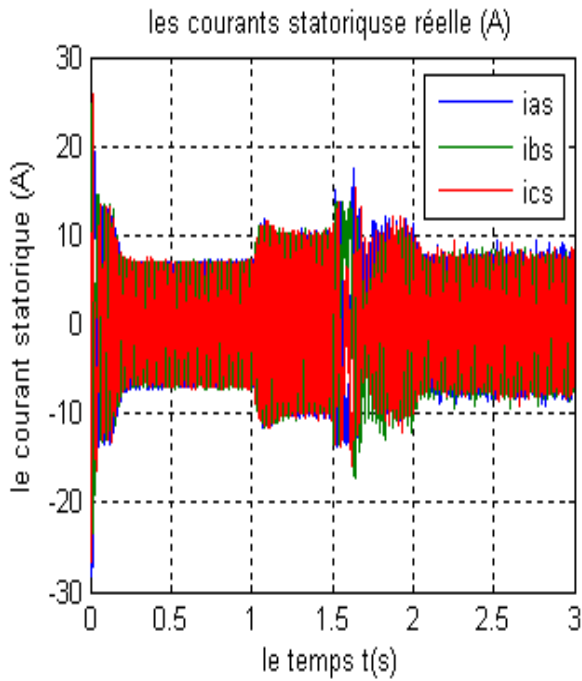


Figure 3.9.f. Variation des courants statorique triphasés

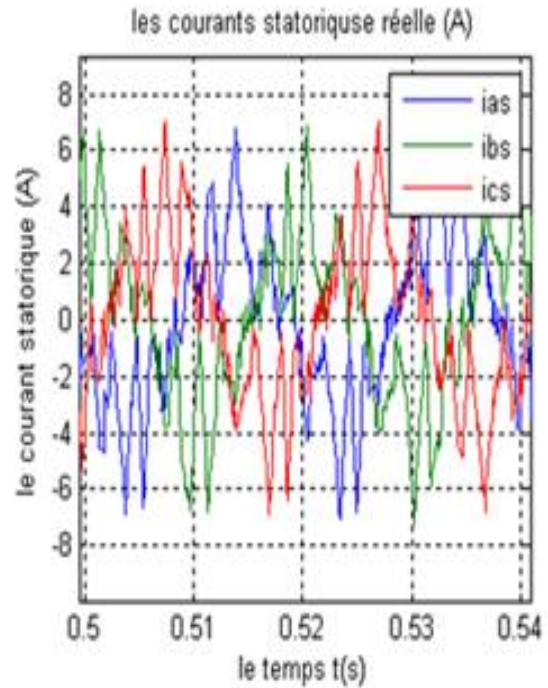


Figure 3.9.g. Zoom de Courant statorique triphasés

✓ **Simulation 3 :** Pour $\Delta\Psi_S = 0.01wb$ $\Delta C_e = 0.5Nn$ $f_c=1$ KHz

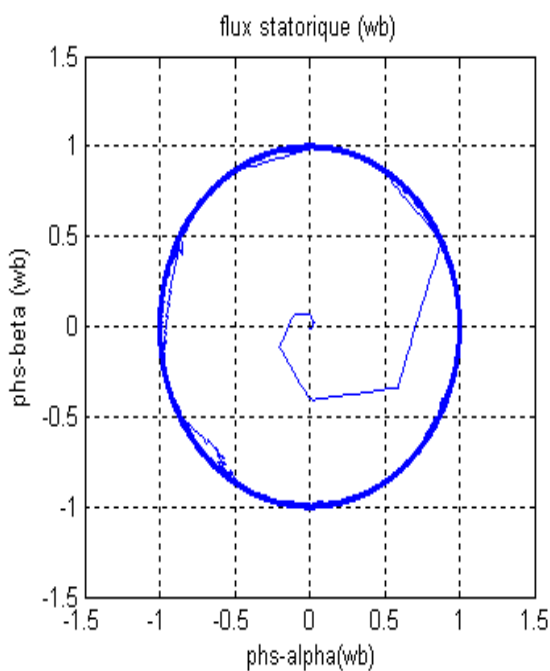


Figure 3.10.a. Evolution du flux statorique

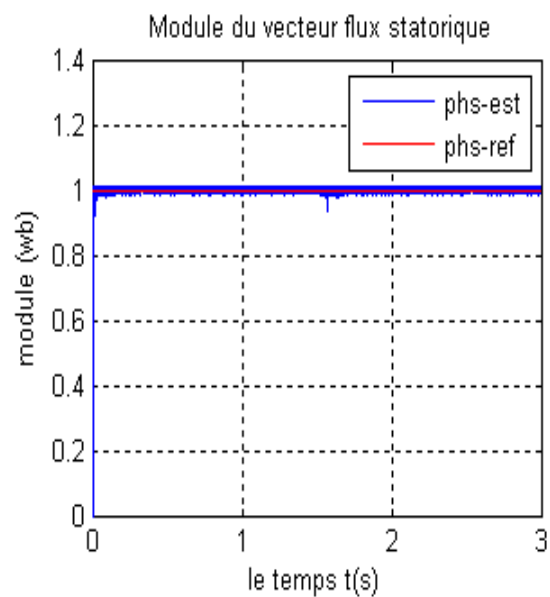


Figure 3.10. b. Evolution du module du flux statorique

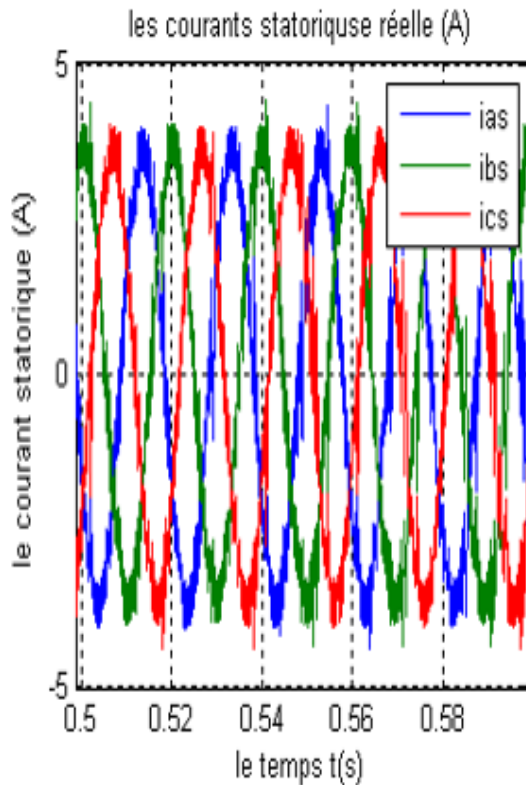


Figure 3.10.c. Zoom de Courant statorique

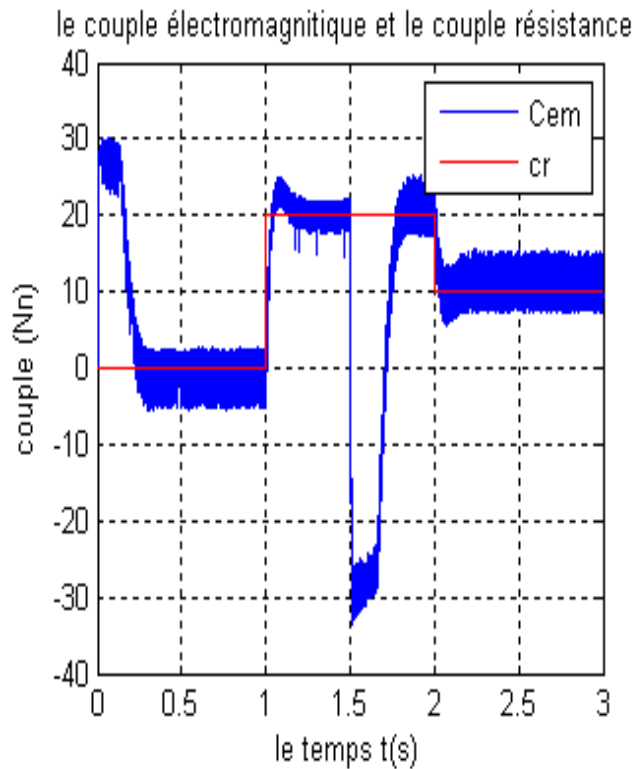


Figure 3.10.d. Variation du couple électromagnétique Cem

Figure 3.10. Les résultats L'évolution du flux courant statorique pour une bande d'hystérésis $\Delta\psi_s = 0.01 \text{ wb}$ $f_c=1\text{KHz}$

En diminuant la bande de flux statorique $\Delta\psi_s$ de 0.1 wb à 0.01wb on peut remarquer en comparant les figures 3.9.d et 3.9.e avec les figures 3.10.a 3.10.b une nette amélioration du flux statorique ceci va engendrer une bon stabilité et diminution des ondulations résiduelles des courants triphasés de la MAS comme le montre les figures 3.9.g et 3.10.c de même la fréquence de ses courants et de 50 Hz et sont déphasés de $\frac{2\pi}{3}$.

Quant à la vitesse mécanique la poursuit est satisfaisant malgré la présence d'un couple résistif une invention de la vitesse. La figure 3.9.b et 3.10.d montre l'évolution de couple électromagnétique en présence d'un couple résistif variable elle présent une largeur de bande résiduelle non négligeable due a la fréquence de commutation de l'onduleur.

b Cas influence de la bande du couple

✓ **Simulation 4 :** Pour $\Delta C_e = 0.1 Nn$ et $\Delta \Psi_S = 0.01 wb$

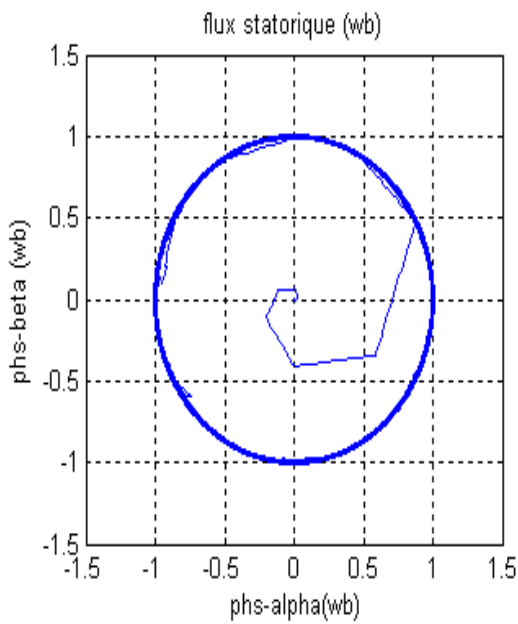


Figure 3.11.a. Evolution du flux statorique

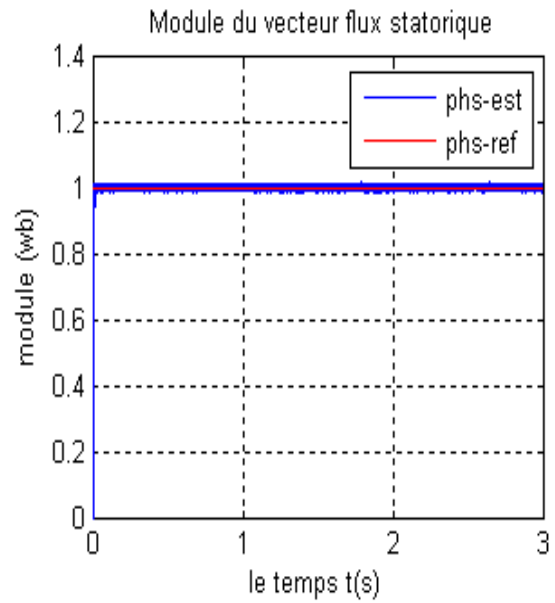


Figure 3.11.b. Evolution du module du flux statorique

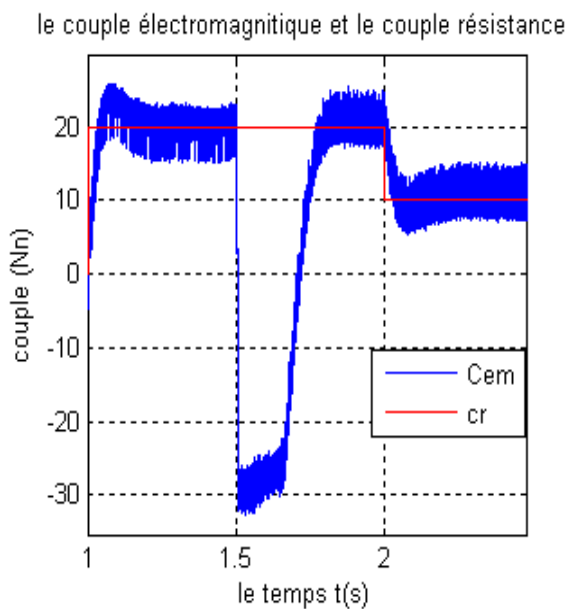


Figure 3.11.c. Zoom du couple électromagnétique Cem

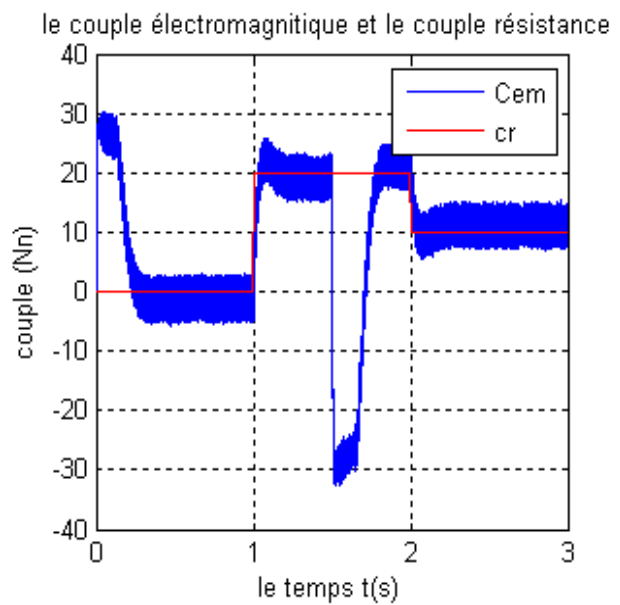


Figure 3.11.d. Variation du couple électromagnétique Cem

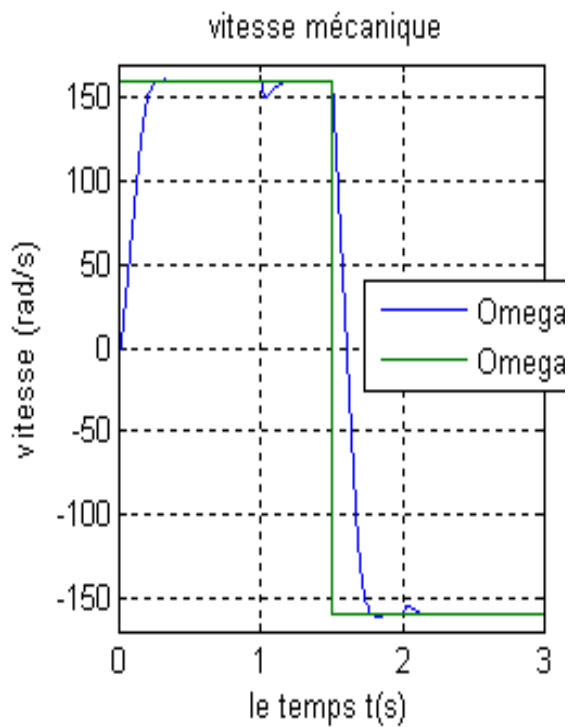


Figure 3.11.e. Evolution de la vitesse mécanique

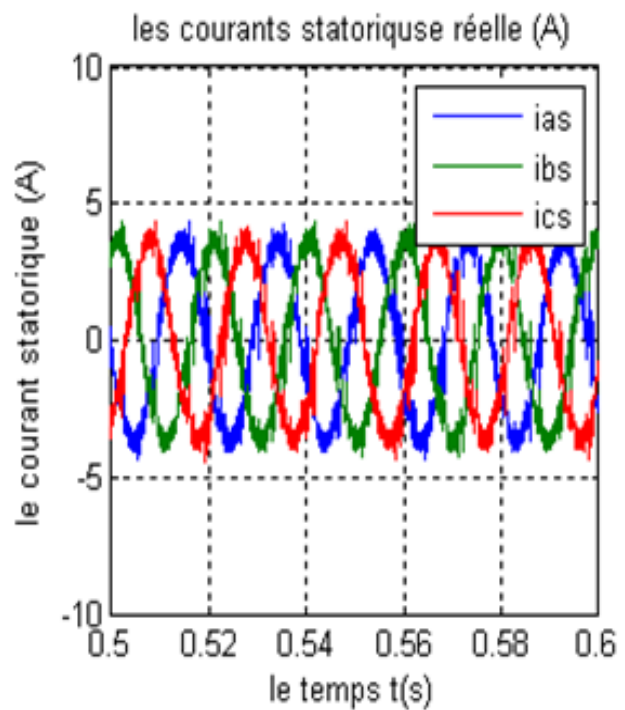


Figure 3.11.f. Variation des courants triphasé

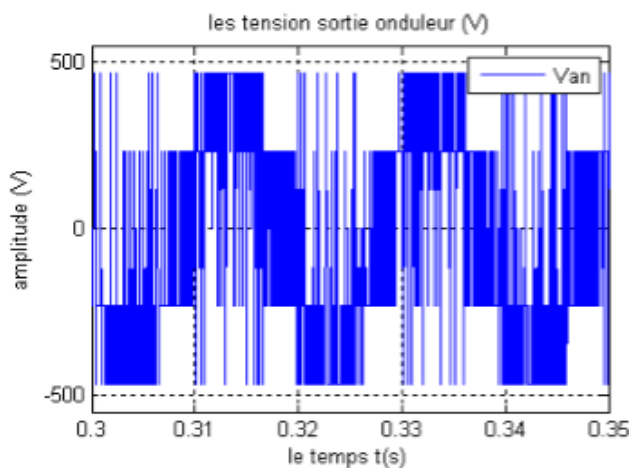


Figure 3.11.g. Les tensions sorties de l'onduleur

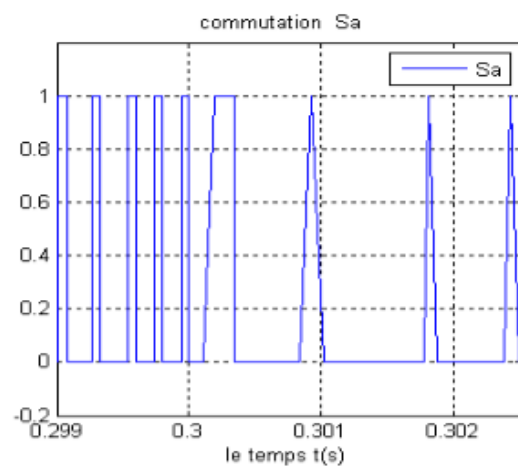


Figure 3.11.h. Signal d'entre de commutateur Sa

Figure 3.11. Couple électromagnétique pour une bande d'hystérésis $\Delta C_e = 0.1 Nn$

$$\Delta \Psi_S = 0.01 \text{ wb}$$

En diminuant la bande de couple ΔC_e , on remarque pour les différentes simulations qu'il y a une nette amélioration de flux statorique au niveau de la largeur des bandes comme le montre les figures 3.11.a et 3.11.b même chose pour les couples voir figure 3.11.d. Quant à

la vitesse mécanique la poursuite est satisfaisant malgré la présence de couple C_r voir figure 3.11.e.

Les figures 3.11.f et 3.10.c montre que la bande de couple a une influence faible sur les courants statoriques. Mais une amélioration sensible au niveau du couple électromagnétique Voir figure 3.10.d et 3.11.d.

En peut dire que la bande d’hystérésis du flux statorique joue un rôle important dans DTC

En choisissant les bandes d’hystérésis : $\Delta C_e = 0.1 Nn$ et $\Delta \Psi_s = 0.01 wb$, on peut déduire la fréquence de commutation des commutateurs S_a, S_b, S_c à partir de la figure 3.11.h et elle est de $f_c=10$ KHz.

La figure 3.11.g montre les tensions de sortie de l’onduleur.

3.4 Comparaison entre les commandes *IRFOC* et *DTC*

Par les résultats de simulations obtenus et la littérature déjà mentionnée, nous pouvons faire la comparaison entre les formes de base de ces deux méthodes très connues en industrie (voir *Tableau 3.1*).

	<i>IRFOC</i>	<i>DTC</i>
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> - Assez bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent - basse fréquence d'échantillonnage - moins d'ondulations de couple et de courant 	<ul style="list-style-type: none"> - Commande issue directement des comparateurs, pas de transformation entre repères - Pas de boucles de régulations de courants, et pas de circuits de découplages - Suppression de l'étage <i>MLI</i> - Une dynamique excellente du couple et de la vitesse - pas de capteur de vitesse - simple à mettre en œuvre
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> - plus de temps de calcul, (transformations de repères et découplage) - modulateur - plusieurs boucles de régulations - nécessite un capteur de vitesse et bonne estimation de $\omega s/$ 	<ul style="list-style-type: none"> - Fréquence de commutation grande et variable - Dépendance à la bande d'hystérésis des comparateurs - Ondulations dans le courant et le couple - Estimation du couple et du flux peut robuste - bruits acoustique

Tableau 3.1. Comparaison entre *IRFOC* et *DTC*

3.5 Conclusion

Après une brève description de la commande vectorielle à base d'orientation du flux, une étude théorique étendue de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) a été présentée, ainsi que pour la commande DTC, sous environnement Simulink de Matlab, des performances importantes qu'offrent ces deux grandes méthodes dominant l'industrie de la commande des machines électriques à hautes performances.

Introduction générale

Depuis longtemps, la machine à courant continu a pris une place bien particulière et distinguée dans divers applications industrielles. Cela grâce à sa simplicité de commande caractérisée par un découplage naturel entre les deux grandeurs « couple et flux », et aussi ses performances dynamiques inégalables qui lui ont permis, et cela depuis longtemps, de dominer les entraînements à vitesses variables dans divers processus. Cependant, les étincelles qui sont dues au contact balais-collecteur et le volume de ces derniers rendent l'utilisation de ce type de machine inutile.

Grâce à l'évolution qu'a connue le domaine de l'électronique de puissance et différents composants électroniques, la machine asynchrone à l'induction a pu remplacer la machine à courant continu dans différentes applications tout en donnant des performances comparables à celle-ci. Les énormes avancées technologiques ont permis de résoudre ce problème et de développer des commandes appropriées pour ce moteur. Nous trouvons principalement plusieurs grandes familles de commande parmi eux on cite :

- La commande scalaire.
- La commande vectorielle (FOC).
- La commande directe du couple (DTC).

Dans ce sens, la première technique qui a été utilisé est dite La commande scalaire qui équipe un plus grand nombre de variateurs, ceux qui ne nécessitent pas de fonctionnement à basse vitesse avec fort couple. La deuxième technique est la commande vectorielle laquelle assimile le comportement dynamique de la machine asynchrone à la machine à courant continu à excitation séparé, en assurant une commande du flux indépendamment de celle du couple. Cette technique permet l'obtention d'un modèle dynamique découplé semblable au modèle de la machine à courant continu à excitation séparé. Elle offre la possibilité d'utiliser la machine asynchrone dans des applications avec de grandes performances. En fin la troisième technique est une commande vectorielle améliorée qui permet de réguler le flux de la machine et cela par l'élimination de l'onduleur de type MLI (modulation de

largeurs d'impulsions) qui offrent l'inconvénient d'avoir une instabilité du flux. Cette instabilité du flux engendre une dégradation des propriétés dynamiques de l'arbre moteur et réduit par la même la durée de vie de l'élément de transmission.

Ce mémoire est structuré en trois chapitres :

- ❖ Dans le premier chapitre, nous présenterons le modèle de la machine asynchrone à cage alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux de type MLI vectorielle.
- ❖ le deuxième chapitre, sera consacré à la conception d'un schéma de commande vectorielle indirecte (IRFOC) basé sur un régulateur de vitesse classique de type PI. Pour ce faire, les principes de base de ce type de technique par orientation du flux rotorique. nous présenterons aussi les différents étapes théoriques et pratique qui permette de concevoir la commande DTC base su un régulateur de vitesse mécanique de type PI.
- ❖ Quant au troisième chapitre il sera réservé aux simulations et interprétations et il sera aussi consacré à l'amélioration des performances de la DTC à savoir la minimisation des pulsations du couple et enfin la validation de l'étude théorique

Enfin on terminera par une conclusion générale.

Bibliographie

- [1] : Smail Bachir "Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique", Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.
- [2] : MERABET SADDEK, HOUASSINE DJAAFAR, Ingénieurs d'état en électrotechnique, "Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage d'écurueil par la méthode de reconnaissance des formes".2007
- [3] : Livre : " Aide – mémoire Electrotechnique " PIERE MAYE, dunod, PARIS, 2006.
- [4] : T.HATTOU, H.MALEK, ingénieurs d'état en électrotechnique, "Commande vectorielle numérique robuste de la machine asynchrone", promotion 2003.
- [5] : M. HASSNI, Cours 3^{ème} année électrotechnique, 2007 / 2008.
- [6] : GUERRIFIED RABAH, ABDELAH MOHAMED AMINE, ingénieurs d'état en machine électrique U.S.T.H.B, "Commande en V/f constante d'un moteurs asynchrone à base de DSPTMS320F2812", étude expérimentale promotion 2009.
- [7] : L.BAGHLI "Modélisation et commande de la machine asynchrone" IUFM de lorraine – UMP, 2005.
- [8] : H.TAMRABET "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", thèse de magistère de l'université de BATNA, ALGERIE, 2006.
- [9] : J. P. Caron, J. P. Hautier "Modélisation et commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip1995 ISBN 2-7108-0683-5.
- [10] : F.Nacéri, Commande non linéaire adaptative des machines électriques associées à des convertisseurs statiques ; projet « J0201320070006 ».
- [11] : N.Khalil «Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone par DTC et logique floue » Thèse de magister, université de Constantine, 2006.
- [12] : Livre : "Commande électronique des moteurs électrique", 2^{ème} édition, MICHEL PINARD, dunod, PARIS, 2004, 2007.
- [13] : J. Bonal, G. Segulier, « Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique de Puissance et d'Automatisme les Variateurs Electroniques de Vitesse », Volume 2, Edition Technique et Documentation, Paris, 1998.
- [14] : Thèse Benaissa Malika ; Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC » d'une machine asynchrone ; université de Batna, 2007
- [15] :A. Meroufel « Commande scalaire Commande vectorielle Commande directe du couple » Thèse d'ingénieur d'état, Electrotechnique, Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès, 2009.

- [16] :Souad Chaouch, "Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse", These de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [17] :G. Grellet, G. Clerc "Actionneurs électriques", Editions Eyrolles, 1997.
- [18] : D. Roye, "Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ", HERMES Science Europe Ltd, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1, 2000
- [19] :Leonhard W., "Control of Machines with the Help of Microelectronics", Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [20] :Ludtke, I., Jayne M. G. "A comparative study of high performance speed control strategies for voltage source PWM inverter fed induction motor drives", Seventh International Conference on electrical Machines and Drives, 11-13 September 1995, University of Durham, UK
- [21] : Abdelkoudouss FAQIR " Commande A Structure Variable D'un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mecanique Variable" Doctorat L'Université de Picardie Jules Verne France éecembre 2003.
- [22] : Miloudi Abdallah " Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone" thèse Doctorat Es-Science Université Oran JUIN 2006
- [23] : Y-A- Chapuis, D. Roye, S. Courtine "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique", Journal De Physique DL T 5, N° 6, June 1995.
- [24]: Ramón Blasco Giménez "High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives", Thèse de Doctorat Nottingham 1995.
- [25] : G. Grellet, G. Clerc "Actionneurs Electrique Principes-Modèles-Commande", Edit. Eyrolles 97. ISBN 2-212-09352-7, 1996.
- [26]: Minh Ta-Cao, Hoang Le-Huy "Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives ", IEEE, Proceedings of the 24th Ann. Conf. of IES. Vol. 1, pp.303 – 308, Aug/Sep 1998.
- [27] : David Aguglia "Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande vectorielle ", Mémoire Maître ès science de l'Université de LAVAL Québec, Canada 2004
- [28]: A. M. Trzynadlowski " Control of Induction Motors", Edition Academic Press 2001, 0-12-701510-8.

- [29] : S. Khojet El Khil "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ", Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [30] : Mihai Comanescu "Flux and Speed Estimation Techniques for Sensorless Control of Induction Motors ", Thèse de Doctorat Université de l'état d'Ohio USA 2005.
- [31]: Dariusz L. Sobczuk "Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives", Ph.D. Thesis, University of Technology Faculty of Electrical Engineering Warsaw 1999
- [32]: I.Takahashi, T.Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Trans.Ind.Applicat.,vol. IA-22, pp. 820–827, Sept./Oct. 1986.
- [33]: Depenbroak 88. "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 4. Oct. 1988.
- [34]: D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, no. 5, Sept. 2002.
- [35]: "Technical Guide No.1- Direct Torque Control", <http://www.abb.fi/vsd/index.htm> ABB-1999
- [36]: Cristian Lascu, Ion Boldea, Frede Blaabjerg, "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive " IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 1, Jan/Feb 2000.
- [37] : DISSA ABDENNOUR, " Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie
- [38] : REZGUI SALAH EDDINE, " Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application A La Machine Asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS ", Thèse De Doctorat En Automatique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [39] :HACENE BENZAADI, " Commande DTC-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2012.
- [40]: Jun Zhang "Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System" Doctor of Philosophy thesis, The University of New South Wales Aug 2006.
- [41] :Jamel Belhadj "Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone- Structures d'observation Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs" Thèse de Doctorat Université de Tunis El-Manar, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis 2001.

- [42] :Ismail El Hassan "Commande Haute Performance d'un Moteur Asynchrone sans Capteur de Vitesse par Control Directe du Couple " Thèse de Doctorat INP de Toulouse 1999.
- [43] :Toh Chuen Ling "Implementation of Direct Torque Control of Induction Machines Utilizing Digital Signal Processor (DSP) and Field Programmable Gate Arrays (FPGA)" Thesis of Master of Engineering Faculty of Electrical Engineering University Technology Malaysia 2005.
- [44] : TOUFOUTI RIAD, " Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone ", Thèse de doctorat en automatique, Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2008.
- [45] : REZGUI SALAH EDDINE, " Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application A La Machine Asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS ", Thèse De Doctorat En Automatique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [46] : Abdelnassir Abdalla "Torque Ripple Minimization in Direct Torque Control of Induction Machines", Thèse de Master Université de Akron 2005.
- [47] : MOKHTARI BACHIR, " Implantation De La DTCF Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle Neuronale Et Neuro Floue : Application A La Machine Asynchrone Alimentée Par Des Onduleurs De Tension A Deux Et A Trois Niveaux ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2002
- [48] : DISSA ABDENNOUR, " Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.

Annexe : Paramètre de la machine asynchrone

Paramètres	Symboles	Valeur	Unités
Resistance du stator	R_S	4.85	Ω
Resistance du rotor	R_R	3.81	Ω
Inductance du stator	L_S	0.274	H
Inductance du rotor	L_R	0.274	H
Inductance Mutuelle	L_m	0.258	H
Moment d'inertie	J	0.031	Kg.m
Coefficient de frottement	f_r	0	SI
Couple nominal	C_{en}	10	Nn
Nombre e paire de pole	p	2	/
Puissance nominal	P_n	1.5	Kw
Vitesse nominal	N_n	1450	tr/min