

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire
MASTER ACADEMIQUE
Domaine : Sciences et technologies
Filière : Génie électrique
Spécialité : Electrotechnique Industrielle
Présenté par :

BENKADI IMAD EDDINE

Thème

**Simulation d'une Commande directe du couple (DTC-SVM) du
moteur asynchrone**

M ^f zahir ider	MCA	Président	UKM Ouargla
M ^f Khelifa Moussa	MCB	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M ^f laid khattache	MCA	Examineur	UKM Ouargla

Année Universitaire 2020/2021

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail à :

Mes parents: mon trésor dans cette vie, en signe de reconnaissance de l'immense bien que vous avez fait pour moi concernant mon éducation qui abouti aujourd'hui à la réalisation de cette étude.

Recevez à travers ce travail tout ma gratitude et mes profonds sentiment, qu'Allah le tout puissant soit avons cotés et vous accorde une meilleurs santé;

A tous mes enseignants

A mes frères de la promotion 2021 et surtout ceux de licence option; Département de Génie Électrique Ouargla

A toutes mes chères amies proches

Merci à vous tous pour vos soutiens, vos aides et vos solidarités afin que je puisse être en ce moment de joie de festivité

REMERCIEMENTS

Avant tout, il apparaît opportun de commencer ce mémoire par des remerciements, à Dieule tout puissant qui donné, le pouvoir et la patience pour le terminer

Je voudrais tout d'abord exprimer toute ma reconnaissance à Mr. KHALIFA Moussa (MCB), Mr. REHOUMA Youssef (Doctorant) et Mr. KADRIN Abderrahmane (Doctorant) pour sa qualité d'encadrement, ses remarques et ses précieux conseils avec lesquels nous aboutissons à finir ce projet.

Enfin, nous sommes reconnaissants à tout le corps enseignant d'Université

Kasdi Merbah – Ouargla.

ملخص

اكتسبت الآلات الكهربائية اهتمامًا كبيرًا من الباحثين ، لأن مزاياها لا جدال فيها نظرًا لقدرتها على التكيف مع أي بيئة ولأدائها الفعال ، وبالتالي تجاوز المحركات الأخرى غير الكهربائية. بالنظر إلى البساطة ، والتكلفة المنخفضة ، وغياب الصيانة ، فإن المحرك غير المتزامن (MAS) هو الأكثر استخدامًا ، ونطاق استخدامه من المحرك الصغير إلى محركات عالية الطاقة. فتحت التطورات التكنولوجية الحديثة في إلكترونيات الطاقة ومعالجة الإشارات الرقمية للباحثين أصوات التطورات في ضوابط عالية الأداء تلبية المتطلبات الصناعية.

أدوات التحكم السائدة حاليًا في الصناعة هي ، التحكم القياسي ، والتحكم الموجّه لتدفق FOC ، والتحكم المباشر في عزم الدوران DTC. يفضل السابق في التطبيقات منخفضة الأداء ، في حين أن FOC هو DTC ، يزداد الطلب عليها عندما يتعلق الأمر بمتطلبات الأداء الأعلى وهذا يترك الأبواب مفتوحة للباحثين لتطوير جديد تقنيات جديدة لتحسينها.

لذلك ، نقدم في هذه الرسالة تقنية التحكم (DTC-SVM) لألة الحث (MAS). من أجل تحسين ديمومة هذا التحكم (تقليل التموجات التدفق و عزم الدوران تردد البديل)

RESEME

Les machines électriques ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques. Vu, la simplicité, le coût réduit, et l'absence d'entretien, le moteur asynchrone (MAS) est le plus utilisé, sa gamme d'utilisation s'étant du micromoteur aux moteurs à très grandes puissances. Les avancées technologiques récentes de l'électronique de puissance et de traitement de signal numérique, ont ouverts aux chercheurs les voix de développements de commandes performantes qui répondent aux exigences industrielles. Les commandes actuellement prépondérantes dans l'industrie sont, la commande scalaire, la commande vectorielle à flux orienté FOC, et la commande directe du couple DTC. La première est préférée dans les applications à faibles performances, tandis que la FOC est la DTC, sont très sollicitées quand il s'agit d'exigences plus performantes. Ce qui laisse les portes ouvertes aux chercheurs de développer de nouvelles techniques pour les améliorer.

C'est pourquoi, Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande (DTC-SVM) d'une machine à induction (MAS). Dans le but d'améliorer de permanence de ce contrôle (réduction d'ondulations flux et couple ; fréquence de commutation

LISTE DES SYMBOLES

Symbole	Désignation
P	<i>Puissance active</i>
Q	<i>Puissance réactive</i>
D	<i>Puissance déformante</i>
S	<i>Puissance apparente</i>
V_{s1,2,3}	<i>Tensions de la source</i>
U_d	<i>Tension continue à la sortie du redresseur</i>
I_d	<i>Courant continu fourni par le redresseur</i>
I_f	<i>Courant efficace du filtre actif</i>
I_{ch}	<i>Courant efficace de la charge non linéaire</i>
I_{ch-h}	<i>Courant harmonique de la charge non linéaire</i>
I_s	<i>Courant efficace de la source</i>
L_{ss}	<i>matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques</i>
DTC	<i>Commande Directe du Couple</i>
FP	<i>Facteur de puissance</i>
β_x, x_a	<i>composantes des vecteurs dans le repère $a\beta$</i>
ψ	<i>flux total</i>
FOC	<i>Commande Vectorielle à Flux Orienté</i>
$\omega_s, \omega, \omega_{sl}$	<i>pulsations statorique, rotorique, et de glissement</i>
f_r	<i>Fréquence du réseau</i>
Ω	<i>Pulsation du réseau</i>
f_p	<i>Fréquence de la porteuse</i>
M	<i>Indice de modulation</i>
R	<i>Coefficient de réglage</i>
L_{msr}	<i>matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques</i>
V_r	<i>Amplitude de la référence</i>
σ	<i>coefficient de dispersion de Blondel</i>
R_s, L_s	<i>Résistance et inductance de la source</i>
R_{cc}, L_{cc}	<i>Résistance et inductance de court-circuit</i>
R_f, L_f	<i>Résistance et inductance du filtre actif</i>
R_c, L_c	<i>Résistance et inductance de la charge côté réseau</i>
I_{ref}	<i>Courant de référence</i>
V_{dc}	<i>Tension aux bornes du condensateur</i>
T_s	<i>constante de temps statorique</i>
T_r	<i>constante de temps rotorique</i>
T_z	<i>période d'échantillonnage</i>
Ω	<i>la vitesse mécanique ($\omega = p \Omega$)</i>
$\theta_s, \theta, \theta_{sl}$	<i>angles électriques statorique, rotorique, et du glissement</i>
p	<i>Puissance continue liée à la composante fondamentale active Puissance</i>
f_n	<i>fréquence de harmonique</i>
dq	<i>axes correspondants au référentiel lié au champ tournant</i>

Chapitre I : Etat de l'art du moteur à induction

Introduction général.....	2
I.1. Introduction	
I.2. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	4
I.3. Glissement d'une machine asynchrone.....	5
I.4. Constitution de la machine asynchrone.....	5
a) Le Stator.....	6
b) Le rotor.....	6
B).1:Le rotor à cage d'écureuil ou rotor en court-circuit.....	6
B).2 :Le rotor bobiné.....	7
I.4. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	8
I.5. Démarrage de la machine asynchrone.....	8
I.5.1. Démarrage direct moteur 1sens de rotation.....	8
I.5.2. Démarrage direct moteur 2 sens de rotation.....	8
I.5.3. Démarrage moteur étoile/triangle.....	8
I.5.4Démarrage par auto-transformateur.....	9
I.5.5Démarrage résistif.....	9
I.5.6démarrage rotorique.....	9
I.6. Freinage des moteurs asynchrones	9
I.6.1. Freinage à contre-courant	9
I.6.2. Freinage par injection du courant continu.....	10
I.6.3. Freinage par fonctionnement en hyper synchrone.....	10
I7: Différentes Techniques de commande de la MAS.....	10
I.7.1Commande scalaire.....	11
I.7.2.Commande Vectorielle.....	11
I.8: Commande directe du couple.....	12
Conclusion.....	13

CHAPITRE 2:Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

II.1. Introduction	15
II.2. Hypothèses simplificatrices	15
II.3. Mise en équation du modèle de la machine.....	15

II.3.1. Equation électrique	16
II.3.2. Equation magnétique	16
II.3.3. Equation mécanique.....	17
II.4. Transformation d Park.....	18
II.4.1. Equation électrique.....	20
II.4.2. Equation mécanique	20
II.4.3. Choix du repère (d, q).....	20
II.4.4. Référentiel fixe par rapport au stator	21
II.4.5. Référentiel fixe par rapport au rotor.....	21
Résultats de simulation.....	22
II.6. Modélisation de l'onduleur de tension.....	24
II.6.1 .Introduction.....	24
II.6.2 Modèle mathématique de l'onduleur de tension.....	25
II.6.3 Latechnique de modulation "Sinus-triangle" (STPWM).....	26
Conclusion.....	28

Chapitre III: Commande directe du couple de la MAS

II.1 .Introduction.....	31
III.2 Principe de la commande DTC.....	31
III.2.1 Règle d'évolution du flux statorique.....	31
III.2. 2 Règle d'évolution du couple électromagnétique.....	34
III.3 Elaboration de la commande direct du couple.....	35
III.3.1 Régulation du flux statorique.....	36
III.3.2 Régulation du couple électromagnétique.....	36
III.3.3. Elaboration de la table de command.....	37
III.3.3.4 Estimation du flux statorique et du couple.....	39
III.3.3.4.1 Modèle en tension.....	39
III.3.3.5 Schéma de la commande.....	40
III.3.4 Résultats de simulation.....	41
III.3.4.1 Résultats de la DTC.....	41
Conclusion.....	44
Conclusion général	45

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAUX	TITRES	N°
Tableau I	Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	8
Tableau.III.1	vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux.	37
Tableau.III.2	vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du Couple	38
Tableau.III.3	vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux	38
Tableau.III.4	élaboration de la table de commutation	39

LISTE DES FIGURES

FIGURES	FIGURES	N°
Fig. I.1	constitution du moteur asynchrone	5
Fig. I.2	stator	6
Fig. I.3	le rotor à cage d'écurueil	7
Fig. I.4	Le rotor bobiné	7
Fig.I.5	Schéma classique de la commande scalaire indirecte	11
Fig.I.6.	Schéma bloc du modèle vectoriel de la machine asynchrone	12
Fig I. 7	Structure de la commande directe du couple.	13
Fig. II.1	représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.	18
Fig.II.2	Les Courants de phases statorique Machine alimentée par le réseau	23
Fig.II.3	Réponse du couple électromagnétique Machine alimentée par le réseau	23
Fig.II.4	Vitesse de rotation à vide puis en charge à t=.6s, Machine alimentée par le réseau	24
Fig.II.5	l'onduleur de tension associé à la MAS	25

Fig.II.6	principe de la STPWM	27
Fig.II.7	Principe de la commande MLI	28
Fig.III.1	orientation de l'axe d selon la direction du flux statorique	33
Fig.III.2	Evolution du vecteur flux statorique en fonction de vecteur de tension appliqué	34
FigureIII.3	illustration de l'angle δ	35
Fig.III.4	Evolution de l'angle δ en fonction de vecteur de tension appliqué	35
FigIII.5.a	Evolution de d et ψ_s	36
Fig.III.5.b	contrôleur à hystérésis à deux niveaux 60	36
Fig.III.6	contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux	37
Fig.III.6	Choix du vecteur de tension à appliquer	37
Fig.III.7	schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension	40
Fig.III.8	Principe de la commande DTC.	41
Fig III.9	le flux statorique	41
fig .III.10	les courbe des courant statorique	42
fig .III.11	les courbe des courant statorique la	42
fig III.12	les courbe de couple électromagnétique	43
fig III.13	les courbe de la vitesse	43
fig .III.14	les courbe de la angle statorique	44
fig .III.15	les courbe de trajectoire de flux	44

Introduction général

Les trois machines " à courant continu, synchrone, asynchrone" ont de tout temps servi les besoins de l'industrie traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux.

Le développement des convertisseurs et l'avancée rapide des semi-conducteurs ont permis durant ces trois derniers décennies une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînements électrique à vitesse variable des machines électriques.

La machine asynchrone justifie le grand intérêt de l'industrie vis-à-vis de ce type de machine de plus, les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux moteurs Asynchrones d'avoir les mêmes performances que celles des machines à courant continu

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable.

Cet avantage a joué en faveur de la MAS, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable. En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle (*FOC*) constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne Connaissance paramétrique.

Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande (DTC-SVM) d'une machine à induction (MAS). Dans le but d'améliorer de permanence de ce contrôle (réduction d'ondulations flux et couple ; fréquence de commutation stabilité, le temps de repense rapide)

Dans le premier chapitre, nous avons parlé du principe du travail des machines asynchrones, de ses types, du principe de son fonctionnement et de la façon de le construire.

Le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone et l'onduleur.

Enfin, Dans dernier partie on étudiera les différentes méthodes de commandes citées précédemment. Les techniques présentées sont les formes de bases, et en vue d'améliorer la commande

IRFOC, dans la première partie la technique SVPWM est appliqué à l'onduleur de tension, on analysera les résultats obtenus par simulation,

Chapitre I : Etat de l'art du moteur à induction

I.1. Introduction :

La machine asynchrone connue également sous le terme `anglo-saxon` de la machine à induction, est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent. La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance.

On les retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, train, propulsion des navires), de l'industrie (machine-outil), dans l'électroménager. Elles étaient à l'origine uniquement utilisées en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, sont de plus en plus souvent utilisées en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes. Pour fonctionner en courant monophasé, ces machines nécessitent un système de démarrage.

Pour les applications de puissance, au-delà de quelques kilowatts, les moteurs asynchrones sont uniquement alimentés par des systèmes des courants triphasés.

I.2. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

Les courants statorique créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statorique, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variation de champ magnétique ; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent, et la machine ne serait plus entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement.[1]

I.3. Glissement d'une machine asynchrone :

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone hypothétique construite avec le même stator. Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pourcents : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées.

Les pertes par effet Joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement. $g = \frac{n_s - n}{n_s}$

G: Le glissement du moteur asynchrone en pourcentage [sans unités]

n_s : La fréquence de rotation du champ B ρ en tours par seconde [tr.s-1]

n : La fréquence de rotation du rotor en tours par seconde [tr.s-1]

I.4. Constitution de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est la machine la plus utilisée du faite qu'elle nécessite peu d'entretien, moins coûteuse, et se présente avec une construction assez simple, elle est aussi très connue par sa standardisation et sa robustesse. Sur la fig. (I.1) on représente les différentes parties de la machine asynchrone

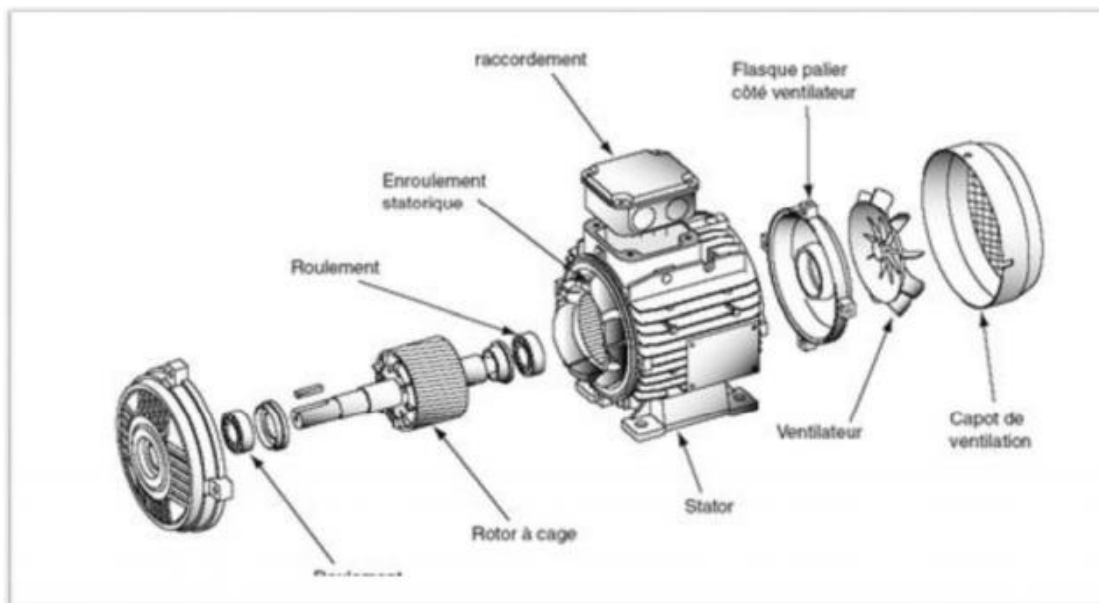


Fig. I.1 : constitution du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est constitués par :

Le moteur d'induction triphasé (souvent appelé moteur asynchrone triphasé) comprend

Deux parties principales : un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor

A. Le Stator :

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

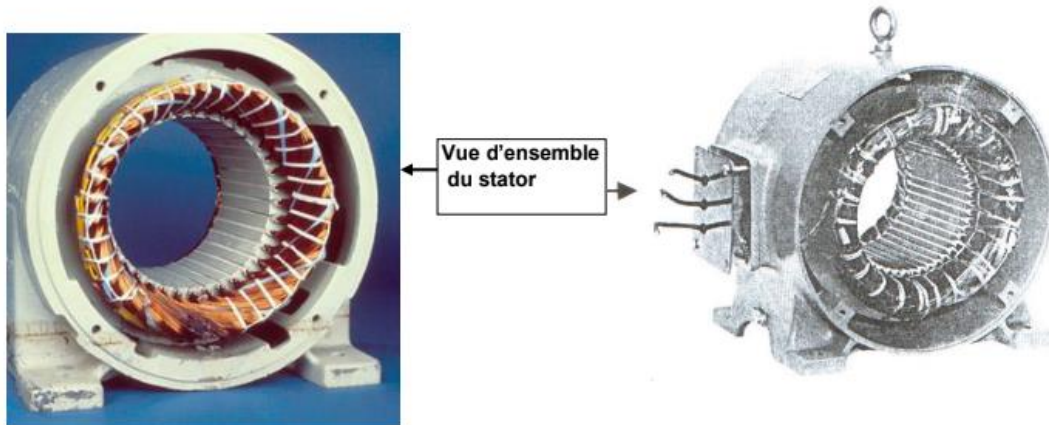


Fig. I.2 : stator

B. Le rotor :

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

B.1. Le rotor à cage d'écureuil ou rotor en court-circuit:

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

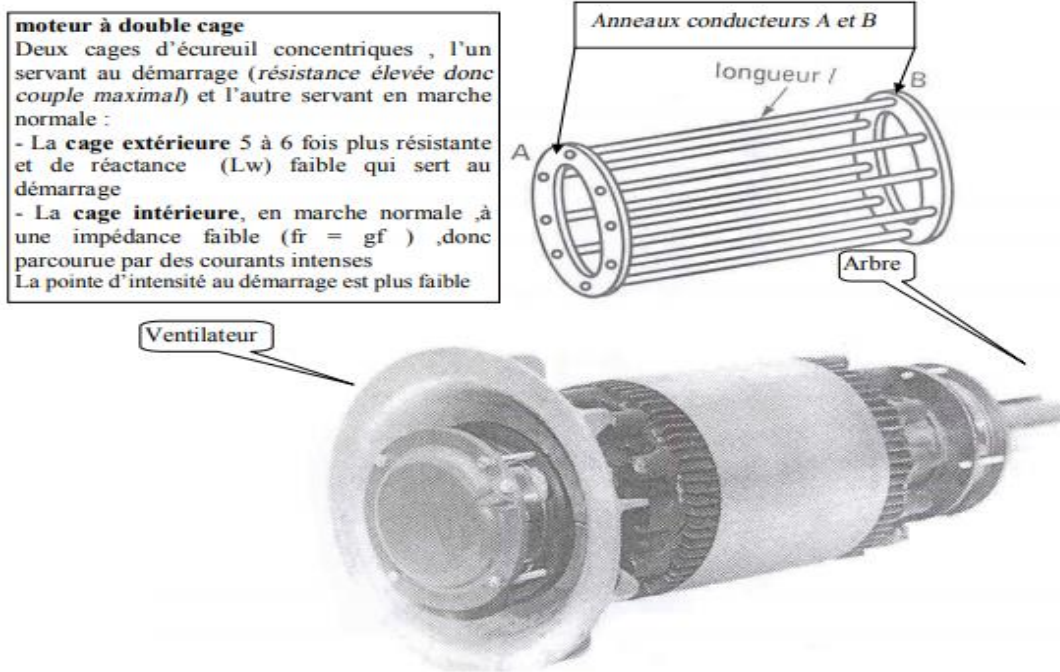


Fig. I.3. le rotor à cage d'écureuil.

B.2. Le rotor bobiné:

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

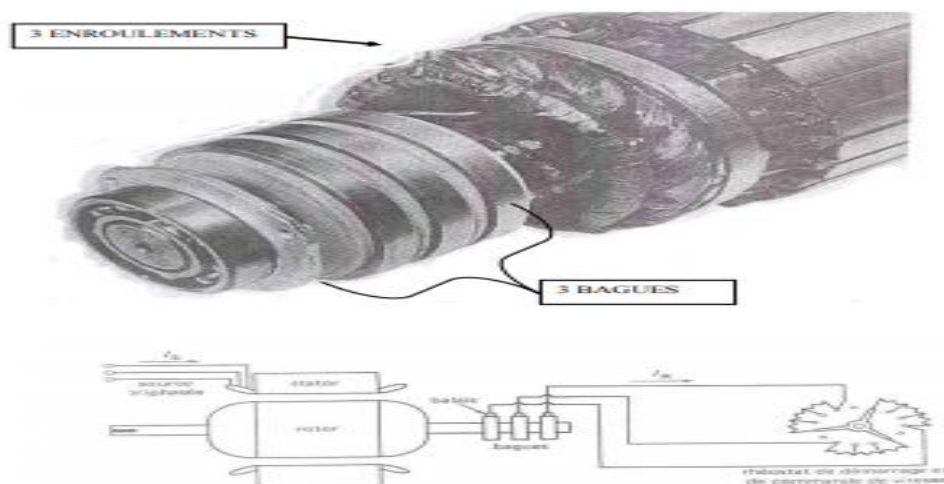


Fig. I.4. Le rotor bobiné

I.4. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

Avantages	inconvénients
Structure simple.	Non découplage naturel.
Robuste et facile à construire.	Non linéarités.
Coût réduit	
Absence d'un système bagues balais.	

Tableau(I) : Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

I.5. Démarrage de la machine asynchrone :

Lors d'un démarrage d'une machine asynchrone, le courant d'enclenchement peut atteindre plusieurs fois le courant nominal de la machine. Si l'application utilise un variateur ou un démarreur, c'est ce dernier qui se chargera d'adapter les tensions appliquées à la machine afin de limiter ce courant. En l'absence de variateur de vitesse, il existe plusieurs méthodes permettant de limiter le courant de démarrage. Elles ont été développées avant l'apparition de l'électronique de puissance mais sont encore utilisées de nos jours dans les installations anciennes ou par mesure d'économie pour des applications ne nécessitant pas de variateur en dehors du démarrage .

I.5.1. Démarrage direct moteur 1 sens de rotation :

Un moteur asynchrone triphasé alimenté directement sur le réseau. Le moteur est commandé par un bouton marche et un bouton d'arrêt, l'arrêt est prioritaire. La constitué principalement d'un sectionneur, d'un contacteur et d'un relai thermique .

I.5.2. Démarrage direct moteur 2 sens de rotation :

Un moteur asynchrone alimente directement sur le réseau. Le moteur est commandé par un bouton marche avant, un bouton marche arrière et un bouton d'arrêt, l'arrêt est prioritaire. Le constitué principalement d'un sectionneur, de deux contacteurs équipés d'inter verrouillage et d'un relai thermique.

I.5.3. Démarrage moteur étoile/triangle :

Lors d'un démarrage étoile-triangle, la machine est d'abord connectée au réseau avec un couplage étoile, puis une fois démarrée, on passe sur couplage triangle. Le fait de démarrer avec un couplage étoile permet de diviser par $\sqrt{3}$ la tension appliquée. Ainsi, le courant

maximal absorbé est trois fois plus faible que lors d'un démarrage directement avec un couplage triangle. Le couple de démarrage est lui aussi trois fois plus faible que lors d'un démarrage en triangle. La surintensité lors du passage étoile-triangle est inférieure au courant d'appel d'un démarrage effectué directement en triangle.

Réalisée simplement à l'aide de contacteurs, cette méthode de démarrage est très économique.

I.5.4. Démarrage par auto-transformateur:

Dans ce mode de démarrage, le stator de la machine asynchrone est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est progressivement augmentée, l'intensité du courant ne dépassant pas la valeur maximale désirée. Ceci peut être réalisé par commutation d'enroulements de l'autotransformateur.

I.5.5. Démarrage résistif:

Lors d'un démarrage résistif, on insère des résistances en série avec les enroulements statorique ce qui a pour effet de limiter la tension à leurs bornes. Une fois le démarrage effectué, on court-circuite ces résistances. Cette opération peut être effectuée progressivement par un opérateur à l'aide de rhéostats de démarrage

I.5.6. Démarrage rotorique:

Lors d'un démarrage rotorique, des résistances de puissance sont insérées en série avec les enroulements du rotor. Ce type de démarrage permet d'obtenir un fort couple de démarrage avec des courants de démarrage réduits mais il ne peut être mis en œuvre qu'avec des machines à rotor bobiné muni de contacts glissants (bagues et balais) permettant les connexions électriques des enroulements rotorique. Ces machines sont d'un prix de revient plus important que leurs homologues dits à « cage d'écureuil ».

I.6. Freinage des moteurs asynchrones :

I.6.1. Freinage à contre-courant :

Il s'agit dans notre cas d'exploiter le principe même de la rotation du rotor pour le freiner. Nous savons que notre moteur se met en rotation parce que le stator génère un CTS et que en combinons avec le CTR, il y accrochage du rotor et mise en rotation de ce dernier. Nous savons encore que le rotor ce mettra en rotation dans le même sens que le CTS. Pour parvenir à cela, nous inverserons deux phases du stator.

Cette inversion devra être de courte durée, car les efforts au droit du rotor seront très importants. On ne doit pas non plus voir le rotor se mettre en rotation en sens inverse. On peut encore comprendre que cette manœuvre va entraîner de brusque variation du couple et

de courant statorique. Pour limiter celle-ci, nous inséreront lors de la permutation des phases de la résistance en série avec les enroulements statorique.

Il est encore préciser que la tension du rotor est presque le double de celle de l'arrêt, une précaution particulière sera prise pour les isolations des bobinages. Ce système est surtout utilisé pour les moteurs bobinés.

I.6.2. Freinage par injection du courant continu :

Ce système est surtout utilisé pour les moteurs à cage. Il s'agit dans ce cas non pas de supprimer le CTR ou de l'inverser, mais tout simplement de le figer. En effet, dans ce cas nous allons créer un frein magnétique. Le CTR va se trouver en rotation dans un champ fixe qu'il va devoir franchir. On comprend aisément l'effet de freinage que va encaisser ce CTR lui-même à présent en fonction de la vitesse du rotor.

Dans ce cas, le CTR est directement en fonction de la rotation du rotor puisque c'est ce dernier qui crée la variation du flux pour les conducteurs. La vitesse du CTR sera donc identique à la vitesse du rotor et diminuera avec celle-ci. Ce système ne sera toutefois plus efficace à faible vitesse puisque le CTR deviendra trop faible.

I.6.3. Freinage par fonctionnement en hyper synchrone :

Dans ce cas de figure, on fait tourner la machine en génératrice à une vitesse en un rien supérieure à la vitesse de synchronisme. Dans ce cas, le glissement est négatif et il absorbe de l'énergie mécanique. Cette méthode est particulièrement efficace pour freiner rapidement une machine asynchrone sans dispositif mécanique additionnel.

I.6.4. Freinage par fonctionnement en génératrice asynchrone :

Un moteur asynchrone entraîné à une vitesse supérieure au synchronisme peut débiter de la puissance active sur un réseau, mais continuera toujours à absorber de la puissance réactive car n'oublions pas que la fréquence au rotor est dans ce cas élevée. Donc le déphasage du courant rotorique est très élevé ce qui oblige la machine à consommer de la puissance réactive. Cela est dû au déphasage du courant rotorique qui influence le déphasage du courant statorique.

I.7. Différentes Techniques de commande de la MAS:

I.7.1 Commande scalaire:

Cette commande est l'une des plus anciennes, développée pour le réglage de la vitesse des machines asynchrone ,figure (I.5) La structure de cette technique est très simple. Son principe est basé sur la modélisation en régime permanent de la machine asynchrone. En cherchant à maximiser les capacités du couple, le flux doit être maintenu, dans une la

réglage, égal à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport tension/fréquence (V/f) constant. De Part son fondement, cette technique est sensible en régime transitoire aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique. Deux types de contrôle scalaire sont considérés dans la littérature :

- Contrôle scalaire direct: Ce type contrôle consiste à réguler le flux. Ce la nécessite esamesureouson estimation. Cette méthode est plus compliquée à mettre en œuvre, en raison du coût des capteurs et de la qualité des signaux obtenus. On procède plutôt à une estimation ou une observation d'état.
- Contrôle scalaire indirect : Il consiste à imposer indirectement le flux magnétique en imposant le rapport amplitude/fréquence de la tension ou de courant. La première méthode est plus difficile à mettre en pratique sans moyen de calcul puissant, c'est la deuxième approche qui est la plus utilisée pour des considérations de stabilité.[2]

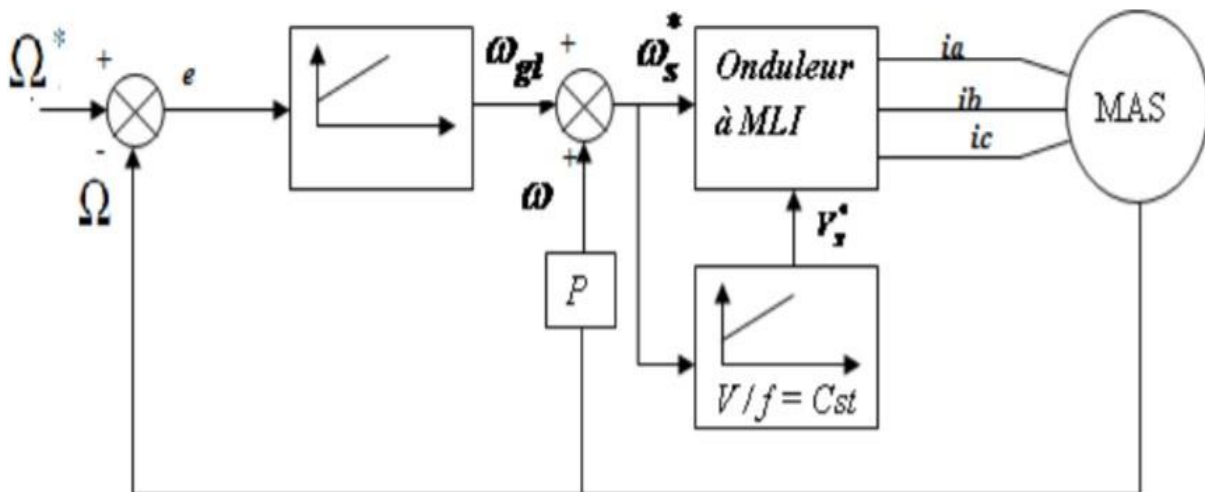


Fig.I.5.Schémaclassiquedelacommandescalaireindirecte.

I.7.2.Commande Vectorielle:

La commande Vectorielle est un et ethnique de contrôle classique pour l'entraînement des machines asynchrones, figure (I.6). La théorie de cette commande a été proposée par Blaschkeen 1972, elle est aussi connue souslenom de commande par orientation de flux (FOC). Ce type de contrôle rend comportement de la machine asynchrone comparable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, c'est-à-dire, séparé le réglage du flux rotorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone. Contrairement à la méthode précédente, celle-ci est basée sur le modèle dynamique de la machine. Son principe

de base consiste en la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne vèle vecteur du flux.

Ce qui permet de contrôler le flux de la machine avec la composante I_{sd} du courant statorique qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. Tandis que, la composante I_{sq} permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la machine à courant continu

Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté. La commande vectorielle directe et indirecte. Ces deux méthodes sont aussi classées selon le mode d'alimentation, en tension ou en courant [2].

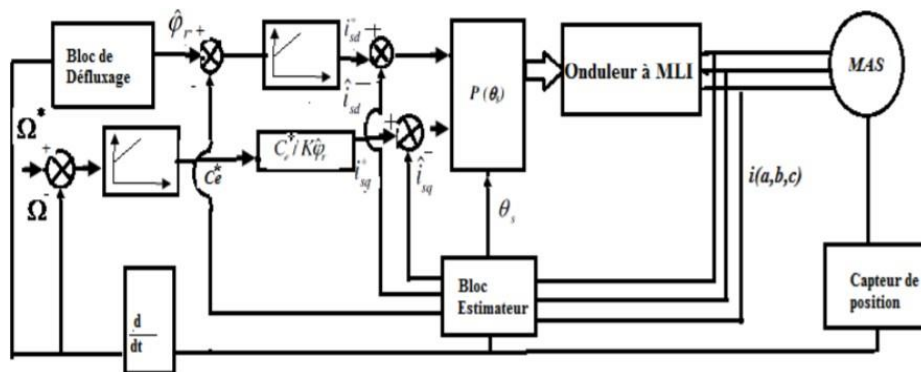


Fig.I.6.Schéma bloc du modèle vectoriel de la machine asynchrone

I.8.Commande directe du couple:

La commande directe de couple (DTC), est une structure de contrôle des machines Asynchrones, figure (I.7). Elle a été proposée au milieu des années 80 par Takahashi et Noguchi et Depenbrock. Depuis, plusieurs travaux de recherches ont permis de développer avec exactitude la connaissance de cette commande. Son principe est basé sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur de tension, qui permet de sélectionner le vecteur spatial de la tension statorique. le flux statorique et le couple électromagnétique. Ces :Deux variables sont contrôlées variables sont commandées par des régulateurs à hystérésis. L'objectif de cette méthode est de garder le flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces contrôleurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. Cette Méthode présente plusieurs avantages par rapport aux méthodes conventionnelles, notamment le temps de réponse du couple,

l'amélioration de sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine,
.l'absence de transformation de Park sur des axes tournants

D'autre part, cette méthode est classée dans la famille des commandes sans capteur (vitesse, Position), nécessite la maîtrise des harmoniques de couple qui entraînent de nombreux problèmes, pouvant conduire à un vieillissement précoce du système [2]

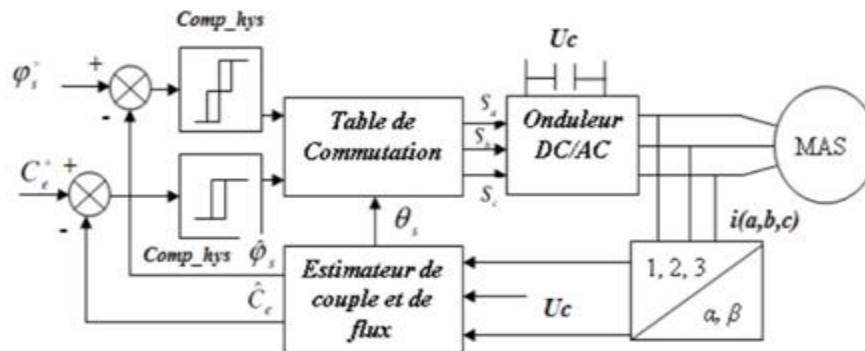


Fig.I.7. Structure de la commande directe du couple.

Conclusion:

Dans ce chapitre nous sommes partis du principe de fonctionnement de la machine asynchrone qui ayant deux types, machine asynchrone à rotor bobiné et cage d'ecceurielle que nous avons choisi dans ce mémoire puis nous avons cité ses constitutions et ses avantages et inconvénients, nous avons également parlé du méthodes de démarrage de la machine asynchrone qui permettent de limiter le courant de démarrage, puis nous considérons quelques méthodes de freinage des moteurs asynchrones ; amendé en mentionnant les différents types de contrôle pour la machine asynchrone tels que le contrôle vectoriel, le contrôle scalaire et le contrôle de couple direct que nous appliquerons.

Dans le chapitre suivant nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone ses équations et sa simulation via MATLAB /Simullink

Chapitre II:

Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

II.1. Introduction :

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation. Le convertisseur statique, la machine et la commande indispensables au fonctionnement de l'ensemble.

De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement. L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q), soit fixe au stator (a, b). Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adaptées.

II.2. Hypothèses simplificatrices :

Les hypothèses simplificatrices adoptées dans ce travail sont présentées comme suit:

- . La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants
- . Pertes ferromagnétiques négligées.
- . Les Résistances des enroulements sont considérées comme constantes.
- . Parfaite symétrie de construction.

II.3. Mise en équation du modèle de la machine:

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- les équations électriques
- les équations magnétiques
- les équations mécaniques

Afin de bien mener la modélisation de la machine, il faut adopter les simplifications suivantes:

- entrefer constant
- effet des encoches négligées
- pertes ferromagnétiques non saturées et à perméabilité constante
- pertes ferromagnétiques négligeables

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.[1]

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

II.3.1. Équation électrique :

La loi de Faraday permet d'écrire:

$$V = Ri + d\varphi / dt$$

Pour les trois phases statorique, on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée

$$[V_{abc}] = R[i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}]$$

-pour le stator:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$

-pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

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

II.3.2. Équation magnétique :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre). Exemple de la phase à statorique :

$$\varphi_{sa} = L_s i_{sa} + M_s (i_{sb} + i_{sc}) + M_1 \cdot i_{ar} + M_3 \cdot i_{rb} + M_2 \cdot i_{rc}$$

En matriciel:

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix}$$

Cette matrice des inductances fait apparaître quatre sous matrice :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [Msr] \\ [Msr] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix}$$

Avec $[Msr] = [Msr]$

Ou :

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

\underline{L}_s : est l'inductance propre d'une phase statorique.

\underline{L}_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

\underline{M}_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statorique.

\underline{M}_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

\underline{M}_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre deux phases rotorique et une phase statorique.

Avec:

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$M_1 = M_{sr} \cos(\theta)$$

$$M_2 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3)$$

$$M_3 = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3)$$

$[M_{sr}]$: matrices de l'inductance mutuelle du couplage stator-rotor.

θ : angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotorique les statorique que sont choisi comme axes de références.

Finalement:

$$\begin{cases} [Vsabc] = [Rs] \cdot [isabc] + d/dt\{[Ls] \cdot [isabc] + [Msr] \cdot [irabc]\} \\ [Vrabc] = [Rr] \cdot [irabc] + d/dt\{[Lr] \cdot [irabc] + [Msr] \cdot [isabc]\} \end{cases}$$

II.3.3. Équation mécanique:

L'expression de l'équation mécanique est:

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = [ias \ ibs \ ics] \frac{d}{dt} [Msr] \cdot \begin{bmatrix} iar \\ibr \\icr \end{bmatrix}$$

Avec:

J: moment d'inertie du rotor.

F: coefficient de frottement visqueux.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

P: nombre de pair de pole.

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

P: nombre de pair de pole.

II.4. Transformation de Park:

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère fixe (abc) vers le repère mobile (d q). [1]

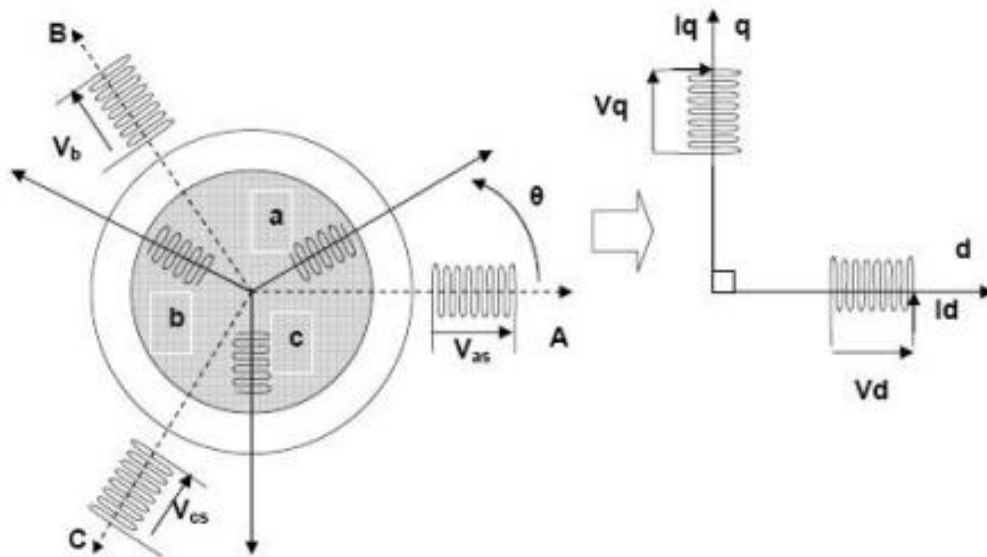


Fig.II.1 : représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statorique et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ceci se fait en liant les θ_s et θ_r angles par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

Alors dans ce cas la transformation de Park normalisée est obtenue à l'aide de la matrice de passage :

$$[P]^{-1}[Vdq0] = [R][P]^{-1}[idq0] + \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\varphi dq0])$$

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Cette matrice est orthogonale c'est-à-dire $[P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1}$

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

Le changement de variable relatif aux courants, tensions et flux est défini par la

$$\text{Transformation: } \begin{bmatrix} xd \\ xq \\ x0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix}$$

Avec x : tension, courant ou flux, et les indices suivantes représentent:

”0” : Indice de l’axe homopolaire.

”d” : indice de l’axe direct.

”q” : indice de l’axe quadrature.

La matrice inverse de transformation de Park normalisée a pour expression :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

$$[Vdq0] = [R] \cdot [idq0] + \frac{d}{dt}[\varphi dq0] + [P] \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} [\varphi dq0] \right)$$

On démontre que:

$$[P] \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Et à la fin, nous avons eu le modèle équation de Park qui nous donne la forme suivante: modèle électrique dynamique pour l'enroulement biphasé équivalent:

$$Vd = Rid + d\varphi d / dt - (d\theta / dt) \varphi q$$

$$Vq = Ri q + d\varphi q / dt - (d\theta / dt) \varphi d$$

$$V0 = Ri0 + d\varphi 0 / dt$$

Pour la réduction de la matrice des

inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d’axe d, q,

0. Et les flux d’axe a, b, c :

$$[\varphi sdq0] = [P(\theta_s)][\varphi sabc]$$

$$[\varphi rdq0] = [P(\theta_r)][\varphi rabc]$$

Après le calcul on trouve:

$$\begin{pmatrix} \varphi ds \\ \varphi qs \\ \varphi 0s \\ \varphi dr \\ \varphi qr \\ \varphi 0r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Ls - Ms & 0 & 0 & 3/2Msr & 0 & 0 \\ 0 & Ls - Ms & 0 & 0 & 3/2Msr & 0 \\ 0 & 0 & Ls + 2Ms & 0 & 0 & 0 \\ 3/2Msr & 0 & 0 & Lr - Mr & 0 & 0 \\ 0 & 3/2Msr & 0 & 0 & Lr - Mr & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Lr + 2Mr \end{pmatrix} \begin{pmatrix} ids \\ iqs \\ i0s \\ idr \\ iqr \\ i0r \end{pmatrix}$$

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

$L_s = i_s - M_s$: inductance cyclique statorique.

$L_r = i_r - M_r$: inductance cyclique rotorique.

$M = 3/2 M_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le mode habituel d'alimentation de stator et la structure des enroulements rotorique conférant la nullité aux sommes des courants statorique et de courant rotorique, les composantes d'indice (0) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axe d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s, L_r, M . est aux courants par la relation.

$$\begin{pmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

II.4.1. Équation électrique :

Les équations de Park pour les tensions, le stator et le rotor sont écrites comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + d\phi_{ds}/dt - (d\theta_s/dt)\phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + d\phi_{qs}/dt - (d\theta_s/dt)\phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + d\phi_{dr}/dt - (d\theta_r/dt)\phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + d\phi_{qr}/dt - (d\theta_r/dt)\phi_{dr} = 0 \end{cases}$$

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_s = d\theta_s/dt$ l'équation suivante: Machine asynchrone a cage

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

II.4.2. Équation mécanique :

L'équation du couple et l'équation du mouvement s'écrivent comme suit:

$$C_e = P M [i_{qdr} - i_{diqr}]$$

Avec:

$$J d\omega / P dt = C_e - C_r - (f/P) \omega$$

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

II.4.3. Choix du repère (d, q) :

Ce qui rend la transformation de Park attrayante, est que l'orientation du repère dq peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère dq peut être fixé au stator, au rotor ou au champ

Tournant, selon l'objectif de l'application [3] [4]

-Repère d'axes dq fixe lié au stator ou repère stationnaire ($\theta_s = 0$). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.

-Repère d'axes dq lié au rotor ($\theta_r = 0$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotorique ω_r . Elles sont de faible fréquence. Fréquence de glissement.

-Repère d'axes dq lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique, les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

II.4.4. Référentiel fixe par rapport au stator :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta$$

$$d\theta_s/dt = 0 \quad ; \quad d\theta_r/dt = -d\theta/dt$$

$$\omega_s = 0 \quad ; \quad \omega_r = -\omega$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + d\varphi_{ds}/dt \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + d\varphi_{qs}/dt \\ R_r i_{dr} + d\varphi_{dr}/dt + \omega \varphi_{qr} = 0 \\ R_r i_{qr} + d\varphi_{qr}/dt - \omega \varphi_{dr} = 0 \end{cases}$$

Ce référentiel sera choisi de préférence en vue d'étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

II.4.5. Référentiel fixe par rapport au rotor :

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques.

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta$$

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

$$d\theta_r/dt = 0 \quad ; \quad d\theta_s/dt = -d\theta/dt$$

$$\omega_r = 0 \quad ; \quad \omega_s = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + d\varphi_{ds}/dt - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + d\varphi_{qs}/dt + \omega_s \varphi_{ds} \\ R_r i_{dr} + d\varphi_{dr}/dt = 0 \\ R_r i_{qr} + d\varphi_{qr}/dt = 0 \end{cases}$$

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 Repèredq au champ tournant alors on a:

$$d\theta_s/dt = \omega_s$$

$$d\theta_r/dt = \omega_s - \omega = \omega_r$$

On choisit ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes ou la fréquence

D'alimentation est constante. Ainsi ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de

Simplification dans la formulation.

Les équations dont la formulation est affectée par le choix au référentiel sont les

Équations :

$$C_m - C_e = (J/p) (d\omega_r/dt)$$

$$g = (\omega - \omega_r) / \omega$$

Le référentiel choisi de notre étude est le référentiel statorique et le modèle mathématique de la machine obtenu suite à cette modélisation est le suivant :

$$* d\varphi_{ds}/dt = -R_s i_{ds} + V_{ds}$$

$$* d\varphi_{qs}/dt = -R_s i_{qs} + V_{qs}$$

$$* di_{ds}/dt = V_{ds} (L_r/(L_r L_r - L_m^2)) + (L_r/(L_r L_r - L_m^2)) \varphi_{qs} \omega \varphi_{ds} (R_r/(L_r L_s - L_m^2)) i_{ds} + \omega i_{ds} - ((L_r R_r + L_s R_s)/(L_r L_r - L_m^2))$$

$$* di_{qs}/dt = \omega (L_r/(L_s L_r - L_m^2)) \cdot \varphi_{ds} (R_r/(L_r L_s - L_m^2)) \varphi_{qs} + (L_r/(L_s L_r - L_m^2)) V_{qs} i_{qs} - ((L_r R_s + L_s R_r)/(L_s L_r - L_m^2)) \cdot i_{ds} - \omega$$

$$* d\omega/dt = - (P/J) \varphi_{ds} i_{ds} + (P/J) \varphi_{qs} i_{qs} - (C_r/J) - (k_f/J)$$

Ces équations vont nous permettre d'étudier le comportement dynamique de la Machine asynchrone à vide et en charge alimentée directement pleine tension ou à tension délivrée par notre onduleur. la machine alimente pleine tension délivre les Tensions suivantes et cela pour deux essais à vide et en charge.

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

Résultats de simulation:

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

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard.

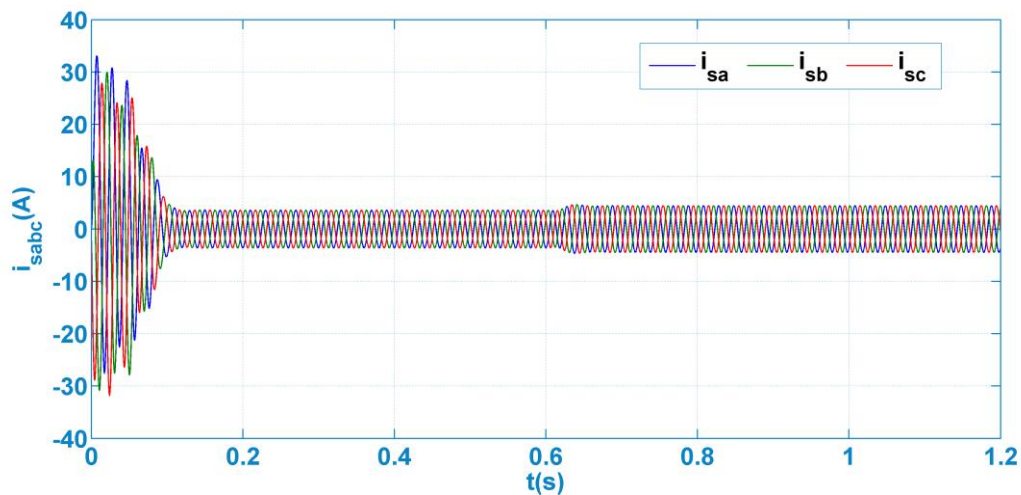


Fig.II.2. : Les Courants de phases statorique
Machine alimentée par le réseau

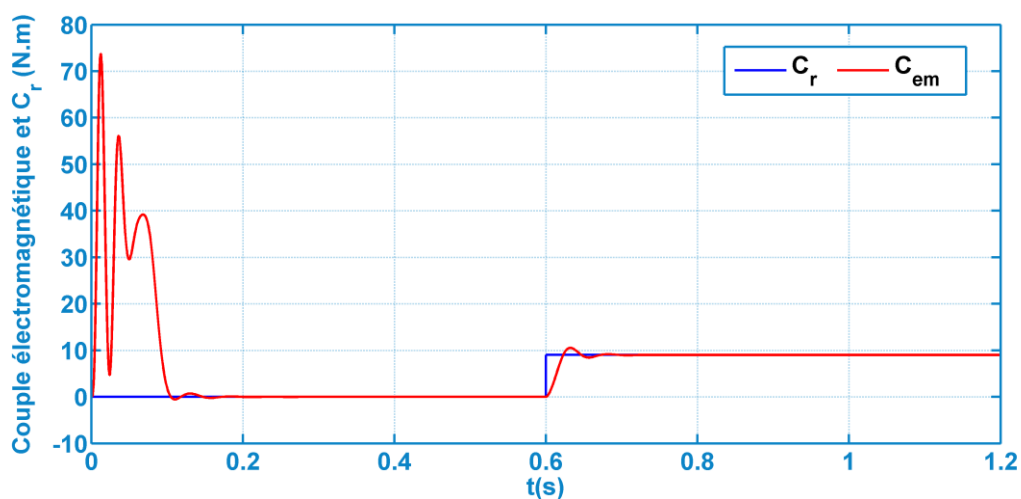


Fig.II.3 : Réponse du couple électromagnétique
Machine alimentée par le réseau

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

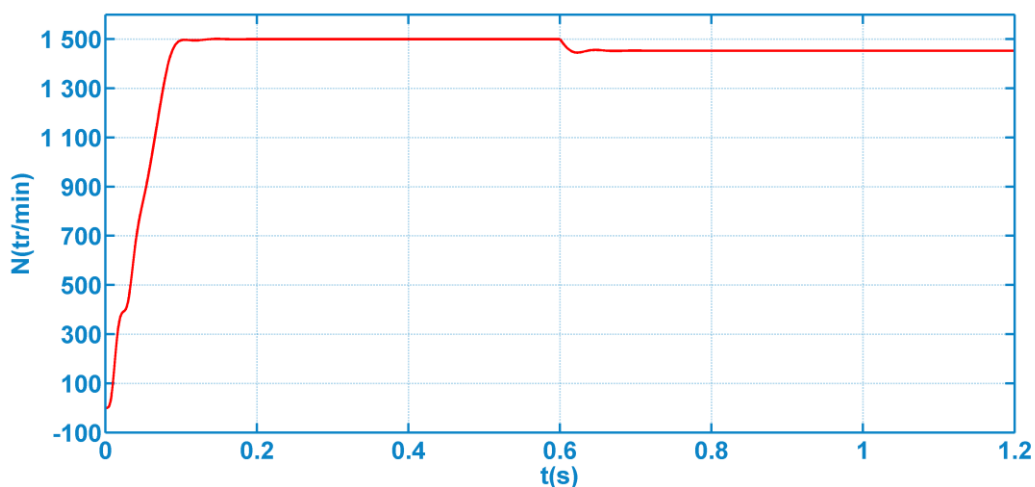


Fig.II.4. : Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t=0.6s$, Machine alimentée par le réseau

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de $1500tr/min$ (vitesse de synchronisme), le moteur étant à vide. Lors de l'application d'un couple de charge de $5 Nm$ à $t = 0.6s$, une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y a pas de régulation.

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une courte durée.

Ainsi le couple monte à $40 N.m$ alors que le couple nominal du moteur est de l'ordre de $20 N.m$. On

Remarque aussi le classique appel de courant lors de la mise sous tension du moteur.

II.6.Modélisation de l'onduleur de tension:

II.6.1 .Introduction:

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard $230/400V, 50Hz$.

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, contrôlé ou pas [14]. Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs C ou LC , pour être finalement appliquée à l'onduleur.

L'onduleur qui est connecté à la machine est constitué de trois bras formés d'interrupteurs

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

Électroniques choisies essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libre assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts.

À noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), appelée en anglais (*Pulse Width Modulation PWM*). Il existe plusieurs techniques *PWM*, dont deux seront mentionnées, la *PWM* dite sinus-triangle (*STPWM*), et la *MLI* vectorielle ou (*spacevector PWM*) abrégée (*SVPWM*), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques [15].

Avant d'entamer la modélisation de l'onduleur, on a jugé intéressant de faire un descriptif sur les l'interrupteurs statiques en semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance qui existent actuellement, car l'élément clé de la conversion d'énergie est l'interrupteur statique qui va permettre, en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les divers éléments du circuit, et de gérer les valeurs moyennes des courants et tensions.

II.6.2 modèle mathématique de l'onduleur de tension:

L'état des interrupteurs, supposé parfaits peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de

commande s_i ($i = a, b, c$):

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

Dans ces conditions on peut écrire les tensions v_{io} en fonction des signaux de commande s_i et en

tenant compte du point fictif "o" représenté sur la figure. II.5:

$$v_{io} = V_{dc} \left(S_i - \frac{1}{2} \right) \quad (\text{II.0})$$

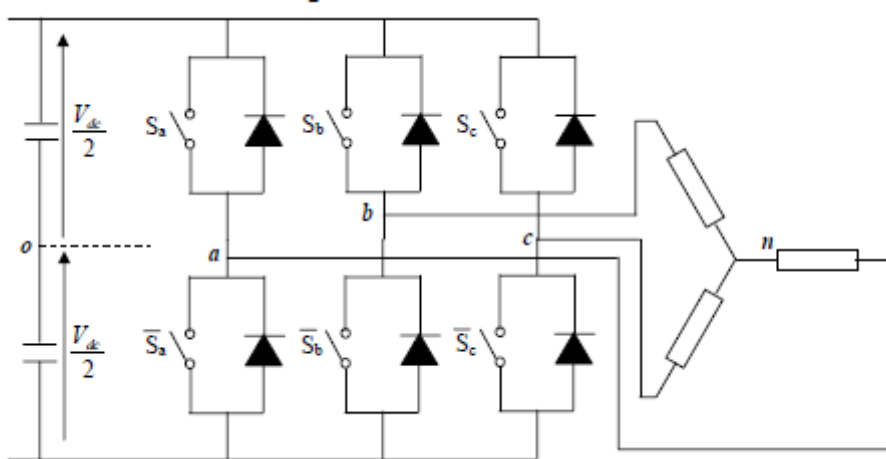


Fig.II.5: l'onduleur de tension associé à la MAS

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : v_{ab} , v_{bc} , et v_{ca}

sont définies par les relations suivantes:

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

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

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

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

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

en remplaçant (II.3) dans (II.2) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

des relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

on peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})$$

L'utilisation de l'expression (II-0) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples

en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

II.6.3la technique de modulation "Sinus-triangle" (STPWM)

La STPWM considérée est classique : il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude Am et de fréquence fm , combinée à une porteuse triangulaire d'amplitude Ap de haute fréquence fp , les angles de commutation de la tension d'entrée d'un pont sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante (figure. II.6).

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

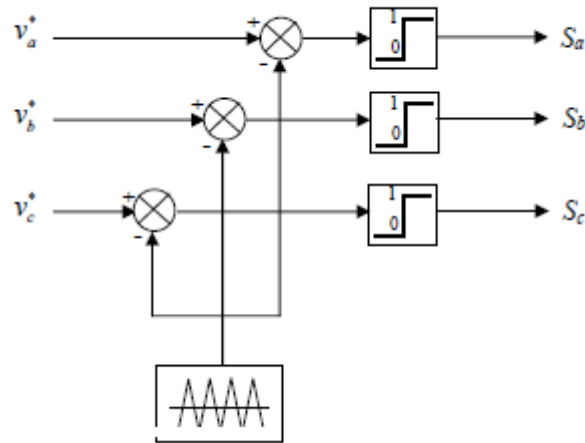


Fig.II.6: principe de la STPWM

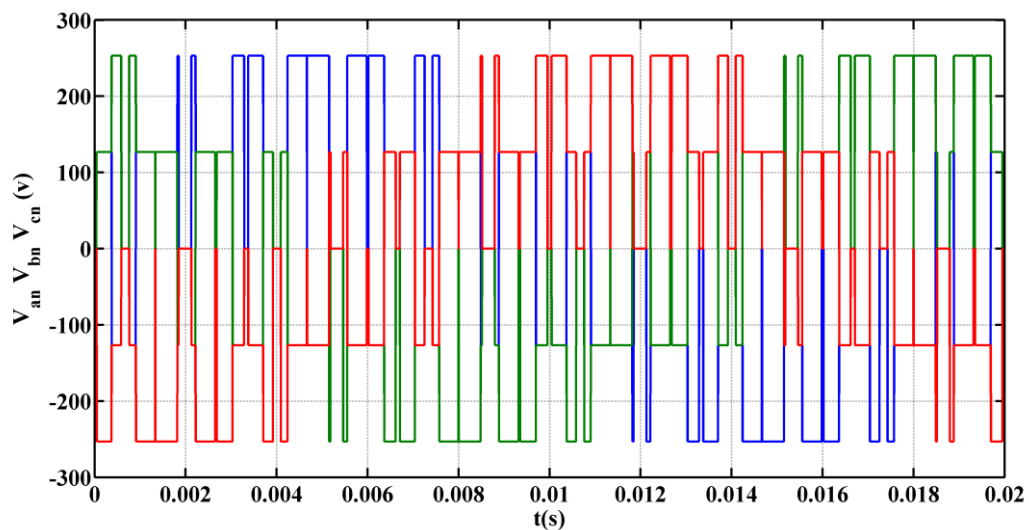
R-q: il existe d'autres méthodes pour améliorer cette valeur, parmi elles, celle qui consiste à injecter

L'harmonique d'ordre trois, mais elles ne seront pas considérées dans ce travail.

Les figures. II.6 montrent le principe de la méthode *STPWM* ainsi que des différentes grandeurs appliquées à l'onduleur.

La figure. II.6 (a), représente les signaux de références issue de la commande v_{aref} , v_{breff} , v_{creff} et le signal de la porteuse v_p , chaque intersection génère les signaux de commande qui seront appliqués aux interrupteurs statiques.

Les figures. II.6 (b) montrent respectivement les tensions entre phases et ceux qui seront aux bornes de la machine.



Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

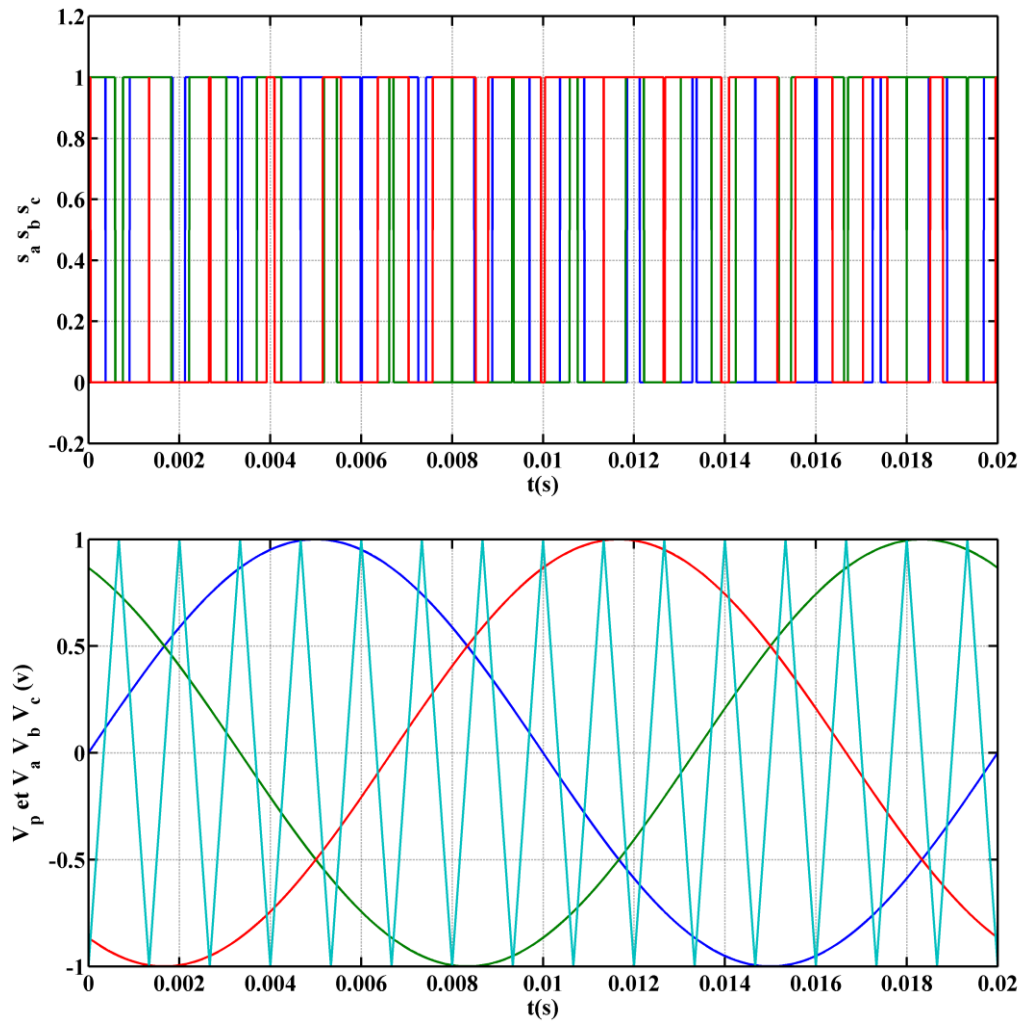


Figure .II.7. : Principe de la commande *MLI*

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons cité les différents modèles dynamiques du moteur synchrone avec leurs équations qui reposent sur un certain nombre de d'hypothèses de simplification. Ces modèles et équations sont utilisés pour analyser le comportement dynamique de la machine et pour mettre en œuvre les différentes stratégies de contrôle, nous avons simulé le modèle de machine asynchrone via MATLAB/SIMULINK. Les équations de tension du stator et du rotor sont fortement non linéaires et couplées. Nous avons également évoqué les transformations triphasées diphasées, appliquées aux bobinages statorique et rotorique, qui ont permis de réduire le nombre d'équations du modèle en le simplifiant. Le couplage du flux et du couple reste un problème à prendre en compte dans la conception d'une stratégie de commande comparable à celle du moteur à courant continu. Dans le chapitre suivant, nous appliquerons le contrôle de couple direct sur les machines asynchrones.

Chapitre III:

Commande directe

du couple de la MAS

III.1 Introduction:

La commande directe du couple et du flux DTFC abrégée DTC a été introduite il y a plus d'une vingtaine d'années par Takahashi [5] et Depenbroak [6], différente de la commande précédente FOC, la DTC vise une exploitation directe du couple et du flux produit par la machine asynchrone alimentée 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 ce qui améliore considérablement la réponse dynamique, et sans recours à des capteurs mécaniques. Ses principaux inconvénients sont : le nombre limité de vectrices tensions disponibles engendre les ondulations du couple, flux, et des courants en régime permanent qui sont reflétés 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 [7][8][9].

III.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.

III.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 [10] :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\psi_s}{dt} \\ 0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\psi_r}{dt} - j\omega\psi_r \end{cases}$$

où :

$$\mathbf{v}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}, \mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}, \Psi_s = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta}$$

$$\mathbf{i}_r = i_{r\alpha} + ji_{r\beta}, \Psi_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta}$$

$$\text{Avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

De notre relation précédente:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s$$

Alors:

$$\psi_s = \int_0^t (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt$$

Sachant que pendant une période d'échantillonnage $[0, T_z]$, la séquence de commande (Sa Sb Sc) du convertisseur est fixe, la relation

$$\psi_s = \int_0^t (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt$$

peut s'écrire comme suit :

$$\psi_s(t) = \psi_{s0} + \mathbf{v}_s T_z - R_s \int_0^t \mathbf{i}_s dt$$

ou encore:

$$\psi_s(t) = \frac{2}{3} V_{dc} (S_1 + aS_2 + a^2 S_3) - R_s \int_0^t \mathbf{i}_s dt + \psi_{s0}$$

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 (v_s étant fixe):

$$\psi_s(t + \Delta t) = \psi_s(t) + \mathbf{v}_s \Delta t$$

La relation

$$\psi_s(t + \Delta t) = \psi_s(t) + \mathbf{v}_s \Delta t$$

peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\psi_s(k + 1) \approx \psi_s(k) + \mathbf{v}_s T_z$$

où:

$\psi_s(k)$: vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage k .

$\psi_s(k+1)$: vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage $tk+1$.

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

$$\Delta\psi_s(k) \approx \mathbf{v}_s T_s$$

Ou:

$$\Delta\psi_s(k) \approx \psi_s(k + 1) - \psi_s(k)$$

La relation

$$\Delta\psi_s(k) \approx \mathbf{v}_s T_s$$

montre que la trajectoire de ψ_s suit la direction du vecteur tension \mathbf{v}_s , de tel sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur ψ_s suit la direction de \mathbf{v}_s , et si \mathbf{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.III.1), on peut réécrire l'équation

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s$$

Sachant que:

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2}$$

Et à la fin nous obtenons:

$$\frac{d|\psi_s|}{dt} = \frac{d\psi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s i_{sd} (\psi_{sq} = 0)$$

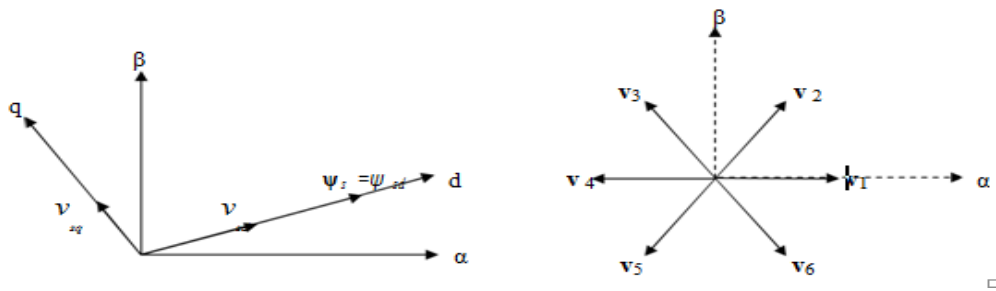


Fig.III.1: orientation de l'axe d selon la direction du flux statorique

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

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = v_{sd}$$

A partir de l'équation

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = v_{sd}$$

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.

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = 0$$

Sur la figure(III.2) on représente deux situations de la variation du flux statorique lorsqu'on applique deux tensions différentes.

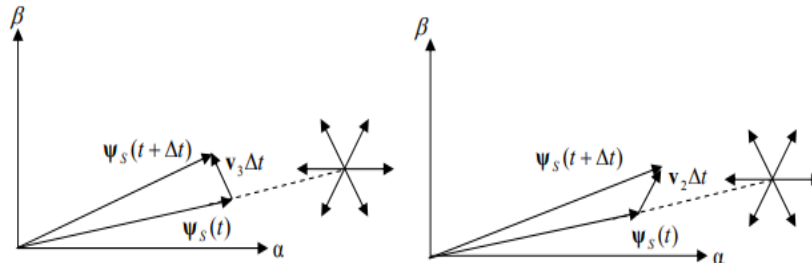


Fig.III.2: Evolution du vecteur flux statorique en fonction de vecteur de tension appliqué

En choisissant une séquence correcte des vecteurs V_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_z , 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_z est très faible devant la période de rotation du flux.

III.2.2 .Règle d'évolution du couple électromagnétique.

Le couple exprimé par :

$$T_e = K_t'(\psi_r \times \psi_s)$$

$$= K_t' |\psi_r| |\psi_s| \sin \delta$$

avec:

$$K_t' = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

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

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

δ : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor (figure.III.3).

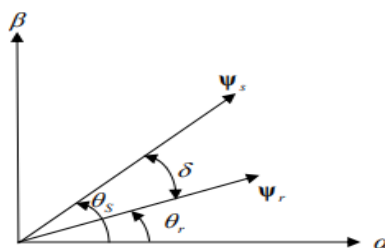


Figure III.3.Illustration de l'angle δ .

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 [11], l'expression:

$$T_e = K_t'(\psi_r \times \psi_s)$$

$$= K_t' |\psi_r| |\psi_s| \sin \delta$$

à l'instant $t + \Delta t$ devient:

$$T_e = K_t' |\psi_{sref}| |\psi_r| \sin(\delta + \Delta\delta)$$

La figure.III.4 illustre l'évolution de l'angle δ , pour deux vecteurs de tensions différents

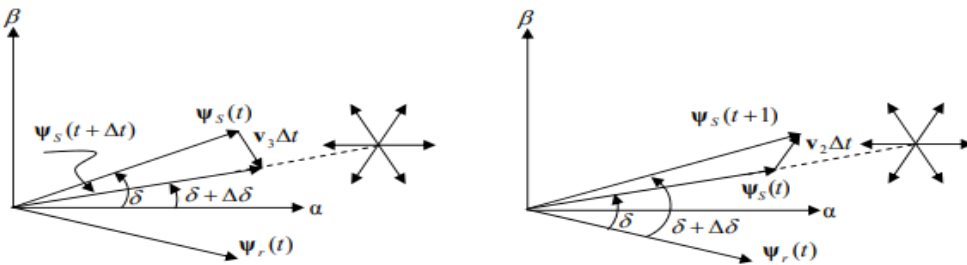


Fig.III.4: Evolution de l'angle δ en fonction de vecteur de tension appliqué

III.3.Élaboration 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 de 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 de tension se fait donc suivant l'état des comparateurs et en fonction de la position du flux statorique dans le plan complexe [6].

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 [12].

III.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:

$$e_\psi = |\psi_s^* - \psi_s| < H_\psi$$

où H_ψ est la bande d’hystérésis du contrôleur (figure.III.5 (a,b)). Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l’erreur entre le flux de référence ψ_{sref} et le flux estimé ψ_s

$$\begin{cases} d_\psi = 1 & \text{pour } e_\psi > H_\psi \\ d_\psi = 0 & \text{pour } e_\psi < -H_\psi \end{cases}$$

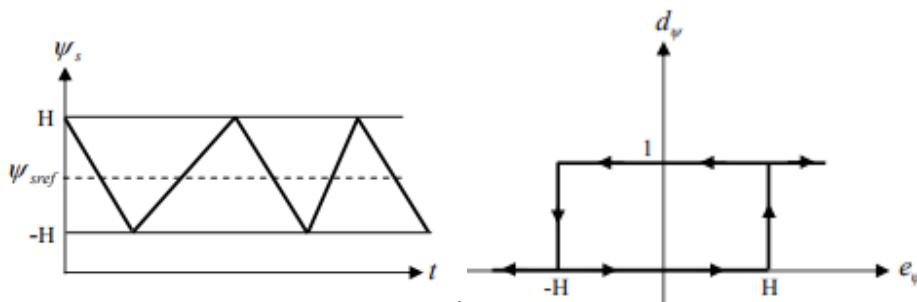


Fig. III.5.a: Évolution de ψ_s Fig.III.5.b : contrôle à hystérésis à deux niveaux

III.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 [13].

La fonction de sortie du correcteur du couple est définie de telle sorte qu’il respecte la condition suivante :

$$|T_{enf} - T_e| < e_T$$

La figure.III.6 montre l’écart de sortie logique d_T du contrôleur suivant l’évolution du couple T_e par rapport au couple de référence T_{eref}

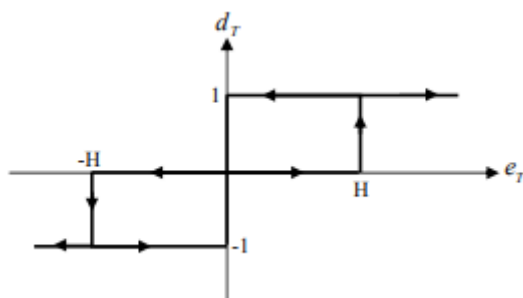


Fig.III.6: contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux

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

$$\begin{cases} d_T = 1 & \text{pour } e_T > H_T \\ d_T = 0 & \text{pour } e_T = 0 \\ d_T = -1 & \text{pour } e_T < -H_T \end{cases}$$

III.3.3. Élaboration de la table de command

À titre d'exemple et en prenant les secteurs (1) (figure.III.6) on peut montrer l'élaboration du choix du vecteur de tension à appliquer pour à la fois augmenter le module du flux et le couple.

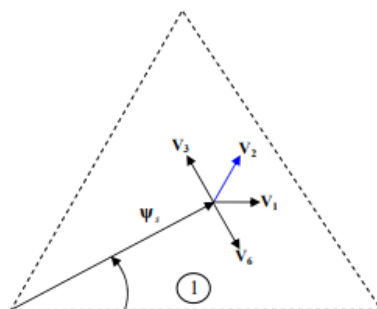


Fig.III.6: Choix du vecteur de tension à appliquer

Les vecteurs (v1,v2,v6) contribuent à l'augmentation du flux, et les vecteurs (v2,v3) contribuent à augmenter le couple. Donc, seul le vecteur 2 v est applicable afin de répondre aux exigences voulues. C'est le même raisonnement qu'il faut appliquer à tous les cas de figures, ce qui permet d'élaborer la table de commande du flux et du couple.

* **Tableau de commande du flux statorique:**

Tableau.III.1: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux.

secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
↑ψ s	V ₆ ,V ₁ ,V ₂	V ₁ ,V ₂ ,V ₃	V ₂ ,V ₃ ,V ₄	V ₃ ,V ₄ ,V ₅	V ₄ ,V ₅ ,V ₆	V ₅ ,V ₆ ,V ₁
↓ψ s	V ₃ ,V ₄ ,V ₅	V ₄ ,V ₅ ,V ₆	V ₅ ,V ₆ ,V ₁	V ₆ ,V ₁ ,V ₂	V ₁ ,V ₂ ,V ₃	V ₂ ,V ₃ ,V ₄

*** Tableau de commande du couple:**

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le tableau I.2.

Tableau.III.2: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du Couple

secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
↑ Te	V ₂ ,V ₃	V ₃ ,V ₄	V ₄ ,V ₅	V ₅ ,V ₆	V ₆ ,V ₁	V ₁ ,V ₂
↓ Te	V ₅ ,V ₆	V ₆ ,V ₁	V ₁ ,V ₂	V ₂ ,V ₃	V ₃ ,V ₄	V ₄ ,V ₅

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le tableau I.3.

Tableau.III.3: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux

	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
↑Te&↑ψ s	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
↑Te&↓ψ s	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
↓Te&↑ψ s	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
↓Te&↓ψ s	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

De cette table, les différents vecteurs de tensions actifs à appliquer sont connus, mais l'idée d'omettre les séquences de tensions nulles n'est pas optimale, en effet leur absence contribue à augmenter le nombre de commutation et donc les pertes.

		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$d_{\psi}=0$	$d_t=1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	$d_t=0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	$d_t=-1$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

$d_{\psi}=1$	$d_t=1$	\mathbf{V}_2	\mathbf{V}_3	\mathbf{V}_4	\mathbf{V}_5	\mathbf{V}_6	\mathbf{V}_1
	$d_t=0$	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_0	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_0	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_0
	$d_t=-1$	\mathbf{V}_6	\mathbf{V}_1	\mathbf{V}_2	\mathbf{V}_3	\mathbf{V}_4	\mathbf{V}_5

Tableau.III.4: élaboration de la table de commutation

III.3.3.4 Estimation du flux statorique et du couple

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

III.3.3.4.1 modèle en tension

Cette méthode est connue comme la plus simple à estimer le flux, elle est issue de l'équation

$$\psi_s = \int_0^t (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes $\alpha\beta$ soit :

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

Avec: $|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}$

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:

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

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

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

$$v_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} (S_b - S_c)$$

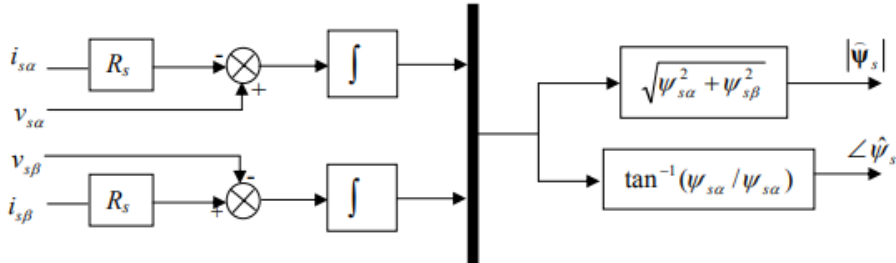


Fig.III.7: schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension

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 [12].

Le couple est obtenu à partir des composantes du courant statoriques et du flux déjà estimé par: $T_e = p(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha})$

III.3.3.5 Schéma de la commande

La figure.III.8 illustre le schéma de principe de commande DTC:

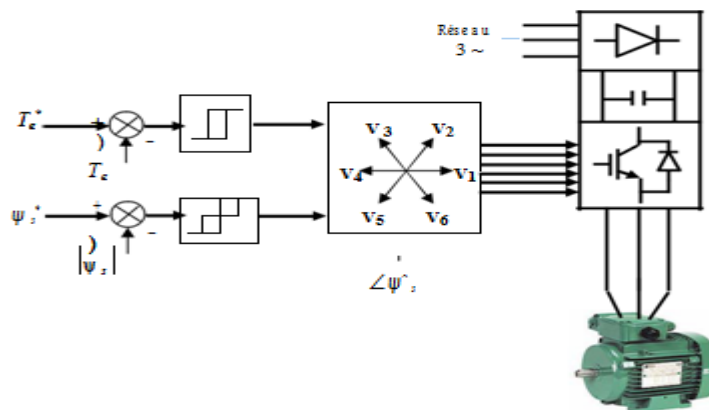


Fig.III.8: Principe de la commande DTC

III.3.4 Résultats de simulation

III.3.4.1 Résultats de la DTC:

La commande DTC-SVM pour moteur asynchrone triphasé de 1,5 kW est mise en œuvre en utilisant MATLAB / Simulink. Les différentes conditions de fonctionnement sont vérifiées pour valider les techniques, la discussion de ce résultat est comparée au DTC classique .

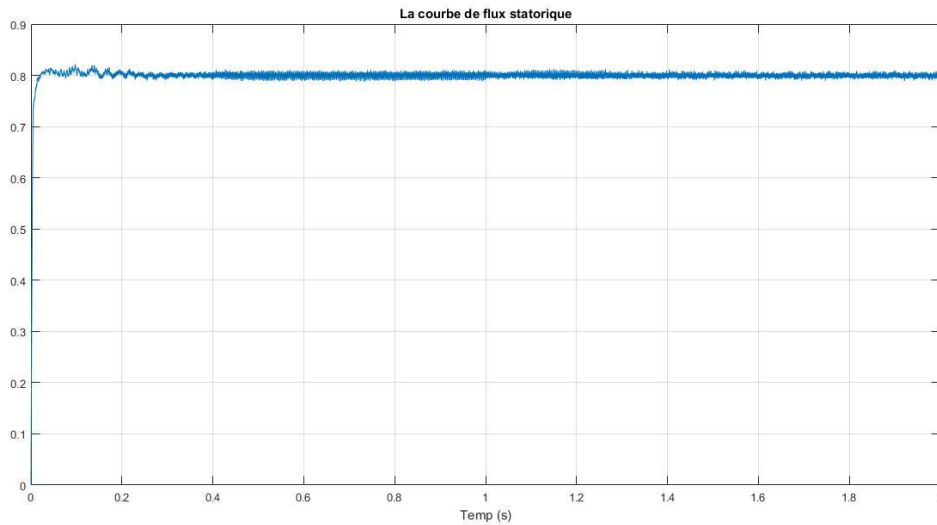


Fig III.9. : le flux statorique

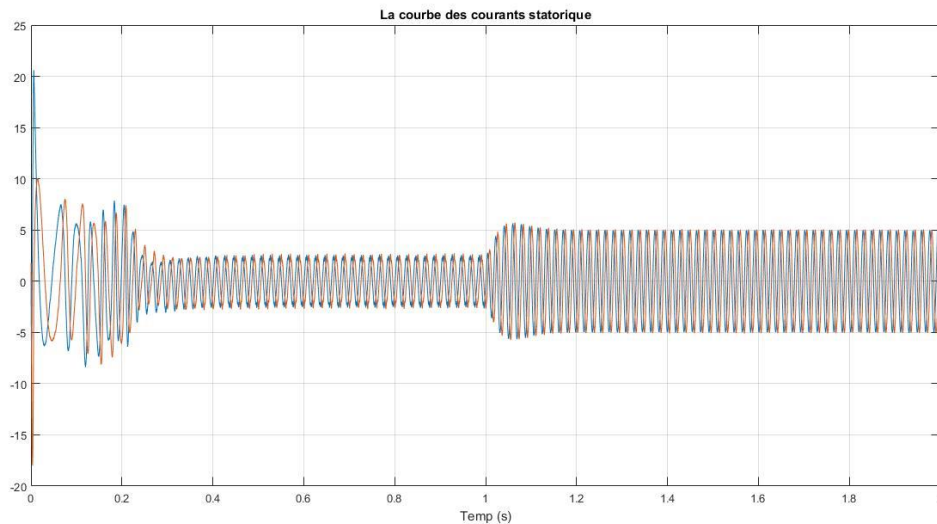


fig.III.10: les courbes des courants statorique

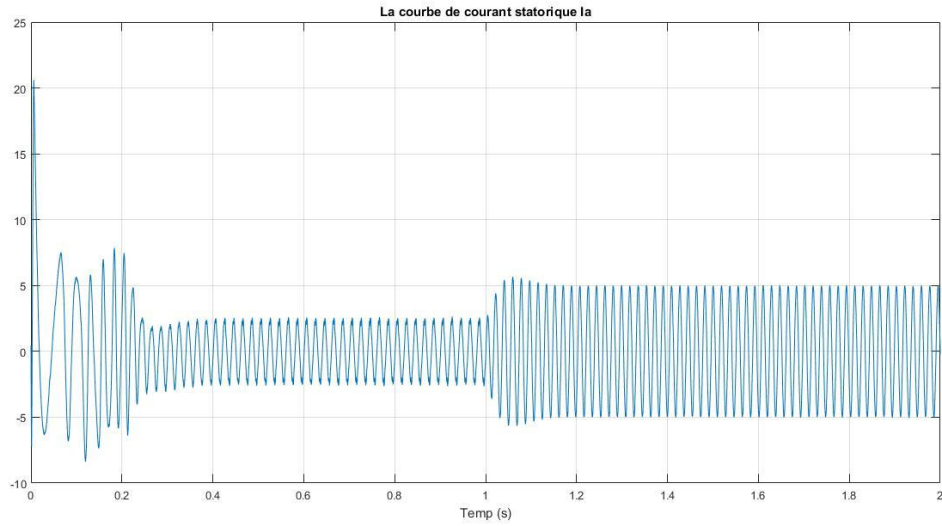


fig.III.11.les courbes des courants statorique I_a

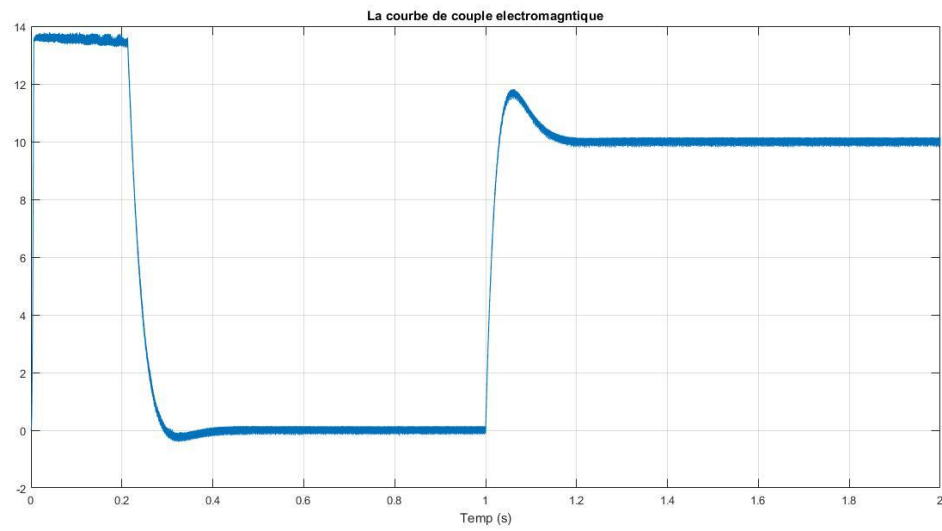


Fig. III.12: les courbes de couple électromagnétique

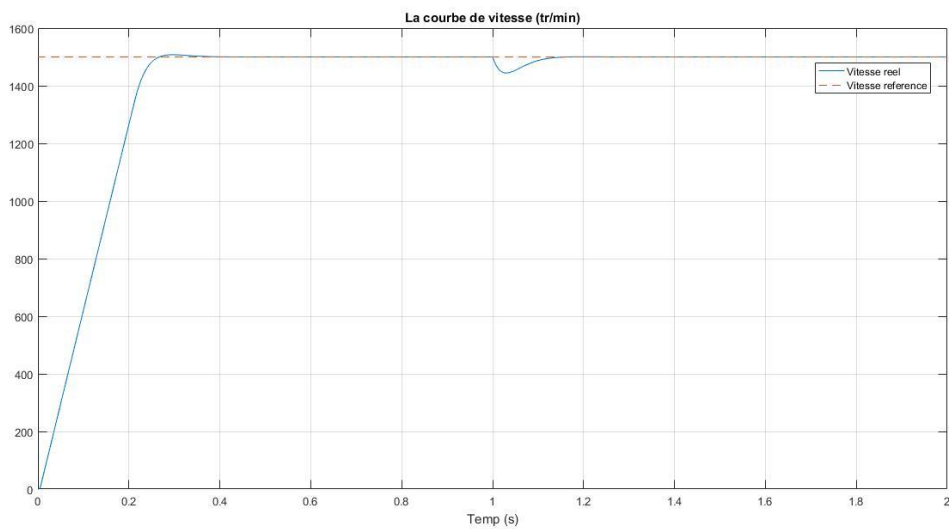


fig.III.13: les courbes de la vitesse

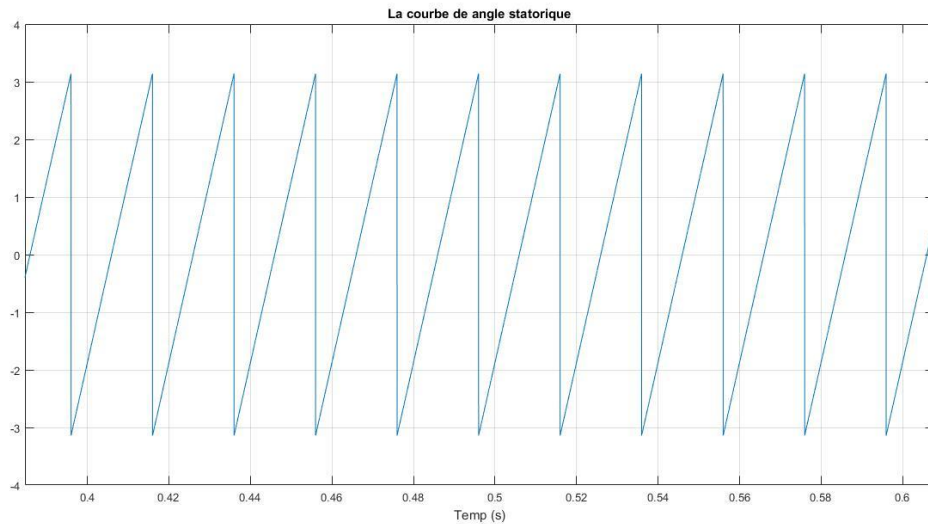


fig.III.14: les courbes de la angle statorique

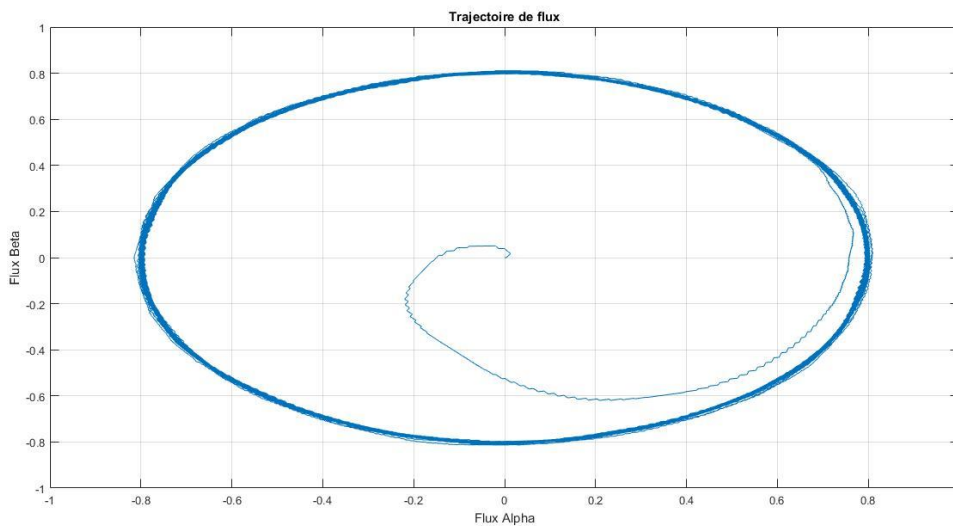


Fig.III.15: les courbe de trajectoire de flux

On constate par ces figures que la vitesse a une bonne dynamique, sans dépassement ni d'erreur statique et suit sa référence d'une manière acceptable, le couple est ondulé, sa dynamique est moins performante dû au régulateur ajouté pour la régulation de la vitesse, le flux suit la trajectoire prédéfinie mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne due à la bande d'hystérésis.

Conclusion

Dans ce chapitre on a commencé par l'étude du principe de la commande scalaire, qui occupe une place non négligeable dans l'industrie, cependant elle a été omise de la comparaison, vu les performances visées dans le cadre de ce travail.

Ensuite, et après un bref descriptif de la commande vectorielle à base d'orientation des flux, une étude théorique étendue de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (*IRFOC*) a été présentée, ainsi que pour la commande *DTC*, en vue de faire une étude comparative sous environnement *Simulink* de *MATLAB* des performances qu'offrent ces deux grandes méthodes qui dominent l'industrie de la commande des machines électriques à hautes performances.

On peut conclure que les deux méthodes présentent chacun des avantages et des inconvénients, et vu les progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semi-conducteurs il est difficile de les départager, la meilleure méthode sera donc celle qui sera améliorée par les techniques modernes afin d'en garder les avantages et supprimer les inconvénients.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire est apporté sur les performances de la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la commande vectorielle par orientation de flux (FOC). La commande DTC est robuste vis-à-vis la variation paramétrique de la machine et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à la commande vectorielle.

On a étudié et simulé le modèle de la machine alimentée par un onduleur de tension pour valider le modèle, ensuite on a appliqué une commande en boucle fermée en termes de la commande vectorielle

grâce à cette technique de commande on peut réaliser le découplage entre le flux et le couple de la machine, par conséquent le contrôle de la vitesse sera plus simple.

Et la commande directe du couple (DTC), pour mettre en œuvre cette commande (DTC) il est nécessaire de connaître l'estimation des variables d'état flux et couple. La commande DTC montre plus de simplicité et de robustesse vis-à-vis la variation paramétrique, ainsi qu'une dynamique très rapide. Les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, en expliquant le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. Cette commande est sans aucun doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à orientation du flux rotorique. Dans ce cadre, des résultats de simulation (en utilisant MATLAB/Simulink) ont été présentés pour valider ces stratégies de commande.

Tout d'abord, pour sélectionner les états de commutation de cet onduleur système, nous avons utilisé le SVM technique, qui fournit une fréquence de commutation constante qui permet d'avoir un réinitialisation pour l'onduleur (marche / arrêt), il peut donner une valeur de tension plus élevée 15% de plus que la technique .

enfin , le contrôle DTC- SVM est réduit les ondulations de couple et de flux, avec moins d'harmoniques de moteur asynchrone Courant que ce qui peut lui donner une bonne forme d'onde sinusoïdale, et donner généralement une haute performance

Au démarrage et aux états d'équilibre sous la vitesse d'inversion et le fonctionnement à basse vitesse Conditions

BIBLIOGRAPHIE

[1]- PHILIPPE BARRET

Régimes transitoires des machines tournantes électriques.

Edition EYROLLES 1987

[2]Berrezek Farid. Modélisation non linéaire des machines électriques pour la commande et le diagnostic. Thèse de doctorat en sciences de l'université Badji Mokhtar-Annaba 2016.

[3]J. Chatelain

“Machine électriques”, tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8

[4]Rosendo Peña Eguiluz

“Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”, These Doctorat De l'INPT Toulouse 2002

[7] 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.

[5] 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.

[6] Depenbrock 88. “Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 4. Oct. 1988.

[8] ABB-1999 “Technical Guide No.1- Direct Torque Control”,

<http://www.abb.fi/vsd/index.htm>

[9] 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.

[10] **Jun Zhang** “Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System” Doctor of Philosophy thesis, The University of New South Wales Aug 2006.

[11] **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.

[12] **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.

[13] **TohChuen 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.

[14] **RosendoPeñaEguiluz**

“Commande algorithmique d’un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à l’attraction ferroviaire”, These Doctorat De l’INPT Toulouse 2002

[15] **MarekJasiński**

“Direct Power and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives”, Thèse de Doctorat (Faculty of Electrical Engineering) Warsaw – Pologne, 20