

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Centre Universitaire El-oued

Département de Génie Électrique
Et Hydraulique



Mémoire de Fin d'Etude

En vue de l'obtention de diplôme d'Ingénieur d'état en Electrotechnique

Option Réseaux Électrique

Thème

Commande Directe du Couple D'un Moteur à Induction

Proposé et dirigé par :

M^r .Zegueb Boubaker

Présenté par :

Abid yakoub

Chennouf lakhdar

Ichouche Mohamed Alarebi

Promotion Juin 2008

Remerciement

En premier lieu, nous tenons à remercier «Allah» qui nous a aidé pour que ce modeste travail soit achevé et pour que nous avons réussi.

Nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadreur: zegueb boubaker , pour avoir assumé la responsabilité de nous encadrer, nous orienter et de nous conseiller tout au long de la réalisation de ce travail ainsi pour la confiance qu'il nous a accordé.

Nous remercions vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être rapporteurs de notre mémoire.

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

Nos vifs remerciements à tous nos enseignants du primaire à l'université, ainsi que les électrotechniciens de la promotion 2008.

Nous tenons à remercier toutes personnes qui nous ont aidé dans notre cursus.

NOTATION ET SYMBOLES

MAS	: Machine Asynchrone.
DTC	: (Direct Torque Control) Commande Direct du Couple.
MLI	: modulation de largeur d'impulsion.
s, r	: Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
a, b, c	: Indice correspondants aux trois phases a, b, c.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	: Courants statoriques.
I_{ar}, I_{br}, I_{cr}	: Courants rotoriques.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux statoriques.
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$: Flux rotoriques.
L_{ss}	: La matrice des inductances statoriques.
L_{rr}	: La matrice des inductances rotoriques.
R_s, l_s	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_{sr}	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
M_s	: L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	: L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
θ	: Angle électrique.
(α, β)	: Axes fixés au stator.
(x, y)	: Axes fixés au rotor.
(u, v)	: Axes fixés par rapport au champ tournant.
θ_s, θ_r	: Déphasage du l'axe direct par rapport au stator et rotor.
$[P]$: Matrice de transformation de PARK.
ω_s	: Pulsation statorique.
ω_r	: Pulsation rotorique.
ω	: Pulsation mécanique du rotor.

p	: Nombre de paires de pôles.
C_r	: Couple résistant.
Ω	: Vitesse angulaire de rotation.
f	: Coefficient de frottement.
J	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
σ	: Coefficient de dispersion.
$[A]$: Matrice de transition.
$[B]$: Matrice de commande.
T_r	: Constante de temps rotorique.
T_s	: Constante de temps statorique.
V_s	: Valeur efficace de tension.
ω_s	: Pulsation d'alimentation.
S_{abc}	: Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur.
T_e	: Période d'échantillonnage.
γ_0	: L'angle ente les vecteurs flux statorique et rotoriques.
ψ_s	: L'angle entre le référentiel statorique et le vecteur flux ϕ_s .
s	: Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$.
K_p	: Facteur de proportionnalité.
K_i	: Facteur intégral.
K_d	: Facteur de dérivation.
P	: Correcteur à action proportionnelle.
I	: Correcteur à action intégrale.
D	: Correcteur à action dérivée.
PI	: Régulateur proportionnel-intégral.
τ_i, τ_d	: Constants de temps $\frac{K_p}{K_i}, \frac{K_d}{K_p}$.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRAL	01
----------------------	----

CHAPITRE I GÉNÉRALITES DE MOTEUR À INDUCTION

1. INTRODUCTION	03
2. CONSTITUTION DE LA MACHINE À INDUCTION	03
2.1. Le stator	04
2.2. Le rotor	05
2.3. Les organes mécanique	06
2.4. Symbole	06
2.5. Plaque signalétique	06
3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	08
4. AVANTAGES ET PROBLÈMES POSÉS PAR LE MOTEUR À INDUCTION	09
5. LES TYPES DE DÉMARRAGE	09
5.1. Choix d'un démarreur	10
5.2. Démarrage direct	10
5.3. Démarrage étoile triangle	12
5.4. Démarrage statorique	13
5.5. Démarrage par auto-transformateur	14
5.6. Démarrage rotorique	15
6. CONCLUSION	15

CHAPITRE II

MODÉLISATION DE LA MACHINE À INDUCTION

1. INTRODUCTION	16
2. MODÉLISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE	17
2.1. MISE EN EQUATIONS DU MODELE DE LA MAS	17
2.1.1. Equation électrique	18
2.1.1. Equation magnétique	19
2.1.1. Equation mécanique	20
3. MODELE DE PARK	20
3.1. CHOIX DU REFERENTIEL	21
3.1.1. Référentielle lié au stator	21
3.1.2. Référentielle fixé par rapport au rotor	22
3.1.2. Référentielle fixé par rapport au champ tournant	22
4. EXPRESSION DE LA PUISSANCE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	23
4.1. COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	23
5. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LE RESEAU ELECTRIQUE	24
5.1. EQUATION DE COUPLE ET MECANIQUE	27
5.2. BLOC DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	28
5.3. RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE À INDUCTION	29

5.3.1. Representation de l'alimentation triphasée	29
5.3.2. Interprétation des résultats de simulation	29
5.3.2.1. Démarrage à Vide et application d'une charge à $t = 1s$	29
6. CONCLUSION	31

CHAPITRE III

MODÉLISATION ET SIMULATION DU CONVERTISSEUR DE FRÉQUENCE

1. INTRODUCTION	32
2. MODÉLISATION DE L'ALIMENTATION	32
2.1. MODÉLISATION DU REDRESSEUR TRIPHASE À DIODES	33
2.2. MODÉLISATION DU FILTRE	34
2.3. LE PROCESSUS ONDULEUR(MAS)	35
2.4. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR	36
3. ONDULEUR DE TENSION À MLI	38
3.1. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle	39
4. RÉSULTAS DE SIMULATION	40
5. CONCLUSION	43

CHAPIRE VI

COMMANDE DIRECT DU COUPLE D'UNE MACHINE À INDUCTON

1. INTRODUCTION	44
2. PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE	44
3. FONCTIONNEMENT D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ À DEUX NIVEAUX	45
4. CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES DU FLUX ET DU COUPLE	47
4.1. Comportement dynamique du flux statorique	47
4.2. Contrôle du couple électromagnétique	49
4.4. Stratégie de la commande directe du couple	50
5. CHOIX DU VECTEUR TENSION	50
6. ESTIMATEURS	52
6.1. Estimateur du flux	52
6.2. Estimateur du couple électromagnétique	53
7. ÉLABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE POUR LA DTC	54
7.1. Le correcteur du flux	54
7.2. Le correcteur du couple	54
7.2.1. Le correcteur à trois niveaux	55
7.2.2. Le correcteur à deux niveaux	55
7.3. Table de sélection des vecteurs tension	56
8. RÉGULATEUR DE VITESSE	57
9. RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE PAR DTC DU MAS	60
9.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	60
9.2. Démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse	62

10. CONCLUSION	63
CONCLUSION GÉNÉRAL	64
ANNEXE	
Bibliographie	

INTRODUCTION GENERALE

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt de l'utilisation du moteur à induction dans de nombreuses applications industrielles. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [1].

La machine à induction où asynchrone « MAS » triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages: une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation [2].

Les derniers développements de commande pour le moteur à induction ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [3].

L'objectif général de notre travail est d'essayer d'introduire la commande directe du couple classique de la machine asynchrone et d'étudier cette commande avec réglage de vitesse. Dans ce contexte, le mémoire comporte quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, on présente la constitution de la machine à induction, son principe de fonctionnement, les avantages et problèmes de la machine à induction, on donne les différents types de démarrage.

Dans le second chapitre, on rappellera le principe de modélisation de la machine dans le repère diphasé de Park, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la

machine. Finalement nous exposons les résultats de simulation lors du fonctionnement à vide et en charge.

Le troisième chapitre, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension commandé par MLI sinusoïdale, Puis, nous allons simuler l'association convertisseur-machine pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine.

Dans le quatrième chapitre, on présentera d'une façon sommaire les fondements de la technique « Commande DTC » en présence de régulation de la boucle de vitesse pour une amélioration des réponses du système. les résultats de la simulation de la machine asynchrone commandée par cette technique seront notamment présentés.

CHAPITRE I

☛ Généralités du moteur à induction

1. INTRODUCTION

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone, c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans les pays industrialisés, plus de 60 % de l'énergie électrique[6] consommée est transformé en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Dans ce chapitre, nous présenterons la constitution de la machine asynchrone, son principe de fonctionnement, et étudierons les différents types de démarrage.

2. CONSTITUTION DU MOTEUR À INDUCTION

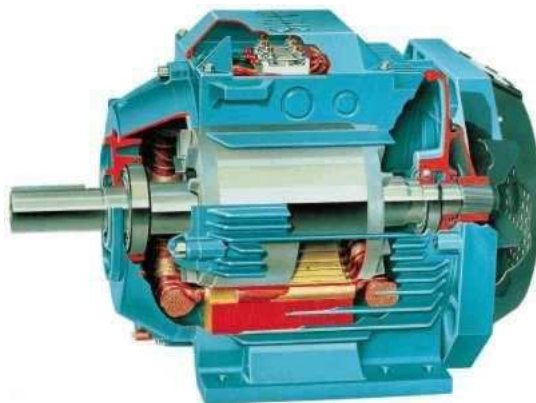


Fig.I.1 Moteur à induction (Asynchrone)

La Machine à Induction est constituée des principaux éléments suivants :

- Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

2.1. Le stator



Fig.I.2 Stator après bobinage

Le stator de la Machine à Induction est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la Machine Asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses

machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la Machine Asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

2.2. Le rotor

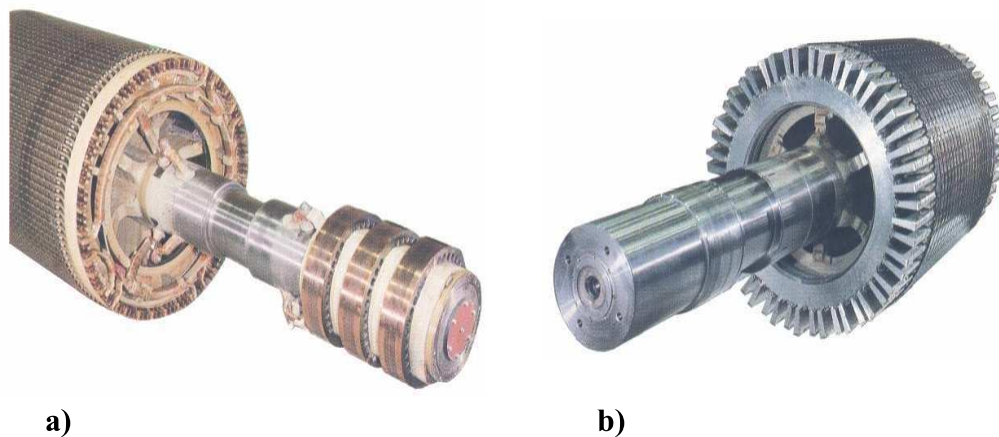


Fig.I.3 Rotor d'un moteur à induction

a) Rotor bobiné

b) Rotor à cage

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des Machines Asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".

2.3. 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. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation [4].

2.4. Symboles



Fig.I.4 Symboles du moteur à induction

- a) Moteur à rotor bobiné
- b) Moteur à cage d'écurieuil

2.5. Plaque signalétique

		Mot. 3~ LS 132S T N° 034729GL002				
IP55	IK08	cl.F	40°C	S.S1	kg 39	
V	Hz	min ⁻¹	kW	cos φ	A	
Δ 380	50	1420	5.50	0.85	12.00	
Δ 230	-	1430	-	0.82	20.70	
Δ 400	-	1430	-	0.82	11.90	
Δ 415	-	1435	-	0.80	11.70	
Δ 440	60	1710	6.60	0.86	12.30	
Δ 460	-	1730	-	0.84	11.90	

		MOT. 3~ LS 250 MP T N° 125089HA001 kg 340				
IP55	IK08	I cl.F	40°C	S1	%	c/h
V	Hz	Hz	min ⁻¹	kW	cos φ	A
Δ 380	50	1475	55	0.87	102	
Δ 400	-	1480	-	0.85	99	
Y 690	-	1480	-	0.85	57.2	
Δ 415	-	1480	-	0.84	97	
Δ 440	60	1775	63	0.87	101	
Δ 460	-	1780	-	0.85	99	

DE	6314 C3	025 g	ESSO UNIREX N3
NDE	6214 C3	4750 h	

Fig.I.5 Plaque signalétique d'un moteur à induction

Définition des informations contenues sur la plaque signalétique de la machine (de gauche à droite et de bas en haut)

MOT.3~ : Moteur triphasé alternatif	Caractéristiques nominales
LS : Série de moteur	Δ : Couplage triangle
250 :Hauteur d'axe	380 V : Tension d'alimentation
MP : Symbole du carter	50 Hz : Fréquence d'alimentation
T : Indice d'imprégnation	1475min⁻¹ :Nombre de tours par minute
CE : Conforme à la norme CEI 34	55 kW : Puissance
N° 125089 : N° série moteur	0,87 Cos φ : Facteur de puissance
H : Année de production	102A : Intensité nominale
A : Mois de production	Autres points de fonctionnement
001 :N° d'ordre dans la série	...
kg 340 : Masse	
IP 55 IK 08 : Indice de protection	DE : Type de roulement coté
Classe F : Classe d'isolation	entraînement
40°C : Température maximale ambiante de fonctionnement	NDE : Type de roulement coté opposé à l'entraînement
S1 : Service S1	25 g : Masse de graisse à chaque graissage
% : Facteur de marche	4750 h : Périodicité de graissage
C/H : Nombre de cycle par heure	ESSO UNIREX N3 : Type de graisse

3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

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

- La machine à induction est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- La vitesse de rotation $\Omega_s = \frac{60 f_s}{p}$ du champ tournant d'origine statorique, rigidement liées à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

On désigne par « p » le nombre de paire de pôles de chacun des enroulements des phases statoriques.

Selon la loi de Lenz, les courants rotoriques s'opposent à leur cause c'est à dire au déplacement au champ par apport au rotor. Le système des forces va entraîner le rotor à la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse $\Omega_s (\Omega_s = \frac{\omega_s}{p})$, cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait Plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$ inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieur (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart $(\Omega_s - \Omega_r)$.

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s}$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge

mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

4. AVANTAGES ET PROBLÈMES POSÉS PAR LE MOTEUR À INDUCTION

Le moteur d'induction est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu, et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants, qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe de champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement, en générale, ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent.

Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier).

5. LES TYPES DE DÉMARRAGE

Lors de la mise sous tension d'un moteur d'induction, celui-ci provoque un fort appel de courant qui peut provoquer des chutes de tension importantes dans une installation

électrique. Pour ces raisons en autres, il faut parfois effectuer un démarrage différent du démarrage direct.

Il est donc logique de limiter le courant pendant le démarrage à une valeur acceptable. Mais si l'on limite le courant, on limite du fait la tension (dans certain cas seulement).

5.1 choix d'un démarreur

Le choix est guidé par des critères économiques et techniques qui sont :

- les caractéristiques mécaniques,
- les performances recherchées,
- la nature du réseau d'alimentation électrique
- l'utilisation du moteur existant dans le cas d'un rééquipement,
- la politique de maintenance de l'entreprise
- le coût de l'équipement.

Le choix d'un démarreur sera lié :

- au type d'utilisation : souplesse au démarrage,
- à la nature de la charge à entraîner
- au type de moteur asynchrone
- à la puissance de la machine
- à la puissance de la ligne électrique
- à la gamme de vitesse requise pour l'application.

Dans la suite de ce chapitre, nous exposerons et comparerons les différents types de démarreur.

5.2. Démarrage direct

C'est le mode de démarrage le plus simple. Le moteur démarre sur ses caractéristiques "naturelles". Au démarrage, le moteur se compose comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est presque en court-circuit, d'où la pointe de courant au démarrage.

Ce type de démarrage est réservé aux moteurs de faible puissance devant celle du réseau, ne nécessitant pas une mise en vitesse progressive. Le couple est énergique, l'appel de courant est important (5 à 8 fois le courant nominal).

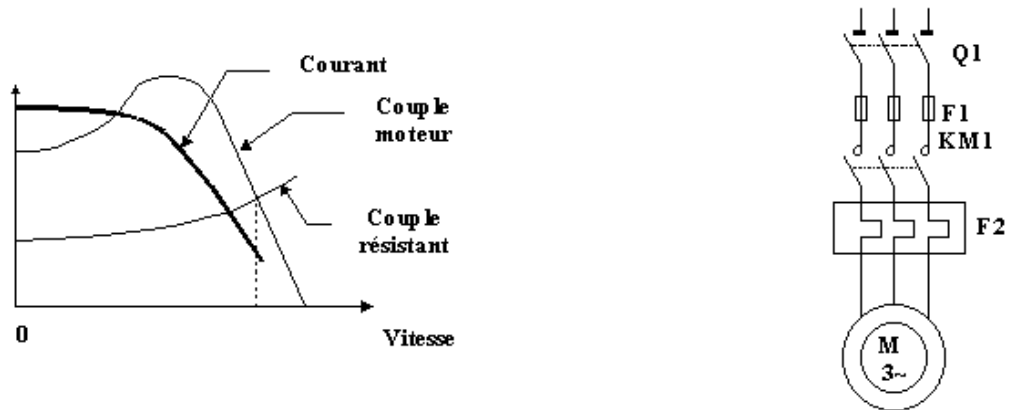


Fig.I.6 Démarrage direct d'un moteur à induction

Malgré les avantages qu'il présente (simplicité de l'appareillage, démarrage rapide, coût faible), le démarrage direct convient dans les cas où :

- La puissance du moteur est faible par rapport à la puissance du réseau (dimension du câble)
- La machine à entraîner ne nécessite pas de mise en rotation progressive et peut accepter une mise en rotation rapide
- Le couple de démarrage doit être élevé

Ce démarrage ne convient pas si

- Le réseau ne peut accepter de chute de tension
- La machine entraînée ne peut accepter les à-coups mécaniques brutaux
- Le confort et la sécurité des usagers sont mis en cause (escalier mécanique)

5.3. Démarrage étoile triangle

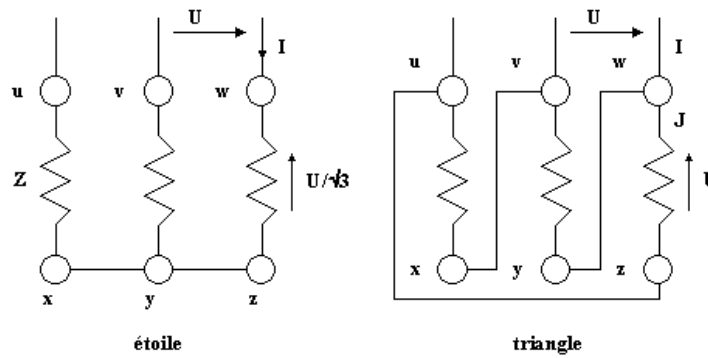


Fig.I.7 Couplage d'un moteur à induction

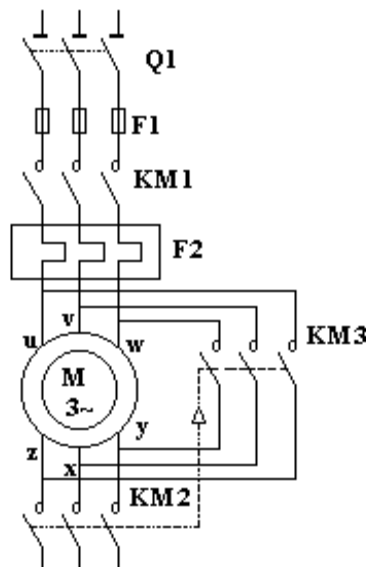


Fig.I.8 Démarrage étoile triangle d'un moteur à induction

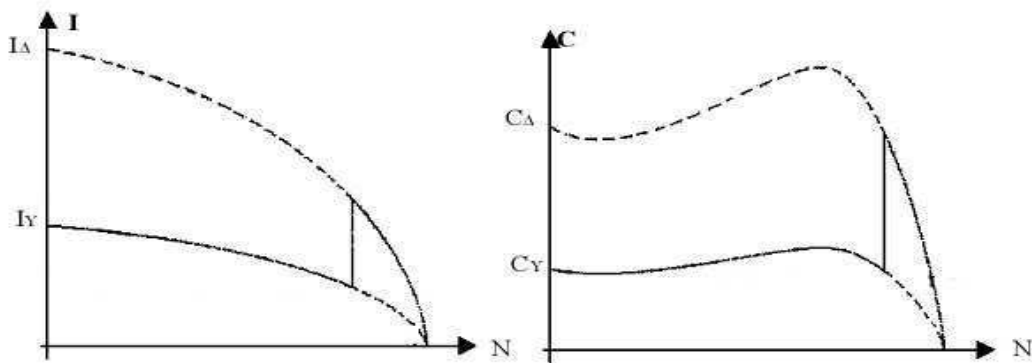


Fig.I.9 Couple d'un moteur à induction

$$I = \frac{U}{\sqrt{3}Z} ; J = \frac{U}{Z} ; I = J * \sqrt{3} = \sqrt{3} * \frac{U}{Z}$$

Ce mode de démarrage n'est utilisable si les deux extrémités de chaque enroulement sont accessibles. De plus, il faut que le moteur soit compatible avec un couplage final triangle. Lors du couplage étoile, chaque enroulement est alimenté sous une tension 3 fois plus faible, de ce fait, le courant et le couple sont divisés par 3. Lorsque les caractéristiques courant ou couple sont admissibles, on passe au couplage triangle. Le passage du couplage étoile au couplage triangle n'étant pas instantané, le courant est coupé pendant 30 à 50 ms environ. Cette coupure du courant provoque une démagnétisation du circuit magnétique. Lors de la fermeture du contacteur triangle, une pointe de courant réapparaît brève mais importante (magnétisation du moteur).

5.4. Démarrage statorique

Ce type de démarrage a des caractéristiques comparables au démarrage étoile triangle. Il n'y a pas de coupure de l'alimentation du moteur entre les deux temps de démarrage.

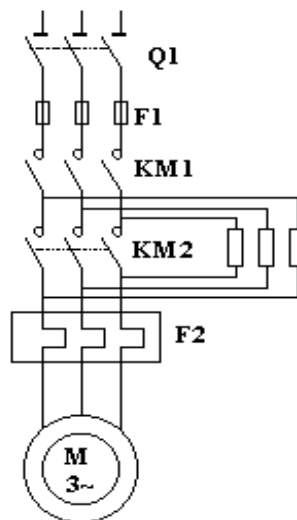


Fig.I.10 Démarrage statorique d'un moteur à induction

Ce dernier démarreur peut être associé au dispositif de démarrage étoile-triangle. On démarre en étoile, puis on passe en couplage triangle avec les résistances, et enfin on termine en couplage triangle direct.

Pour les moteurs de grosse puissance, les résistances sont remplacées par un démarreur à résistances électrolytiques. Des barres sont plongées progressivement dans une cuve remplie

de liquide. Au fur et à mesure que les barres plongent, la résistance diminue progressivement, et en fin de démarrage, on court-circuite les résistances.

5.5. Démarrage par auto-transformateur

Dans le démarrage par autotransformateur, on effectue le même type que le démarrage étoile triangle (on a en plus le choix du rapport des tensions en choisissant le rapport de transformation) mais les phénomènes transitoires du démarrage étoile triangle (pointe de courant au passage triangle, ne vont plus exister car le courant n'est jamais coupé). Dans un premier temps, on démarre le moteur sur un autotransformateur couplé en étoile. De ce fait, le moteur est alimenté sous une tension réduite réglable. Avant de passer en pleine tension, on ouvre le couplage étoile de l'autotransformateur, ce qui met en place des inductances sur chaque ligne limitant un peu la pointe et presque aussitôt, on court-circuite ces inductances pour coupler le moteur directement au réseau.

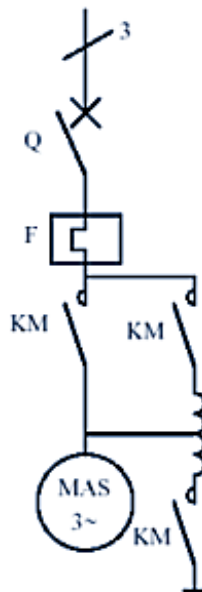


Fig.I.11 Démarrage par auto-transformateur d'un moteur à induction

Ce mode de démarrage est surtout utilisé pour les fortes puissances (> 100 kW) et conduit à coût de l'installation relativement élevé, surtout pour la conception de l'autotransformateur.

$$I_d = 1,7 \text{ à } 4 I_n$$

$$C_d = 0,5 \text{ à } 0,85 C_n$$

5.6. Démarrage rotorique

Dans tous les démarreurs précédents, nous n'avons utilisé que des moteurs à cage d'écureuil. Pour ce démarreur, nous avons besoin d'avoir accès au conducteur rotorique. Le fait de rajouter des résistances au rotor provoque une limitation de la pointe de courant au démarrage. En plus, il a l'avantage, si les résistances sont bien choisit, de démarrer avec le couple maximal du moteur.

6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté la constitution principal du moteur à induction et on à expliqué les principe de fonctionnement de cette moteur ,et les avantages et problèmes posés, enfin on a étudiés les types et le choix de démarrage du moteur à induction.

CHAPITRE II

☛ Modélisation de la Machine à Induction

1. INTRODUCTION

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande. Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine à induction à cage en utilisant la transformation de Park ainsi que l'élaboration d'un modèle de la machine alimentée en tension sous forme de schéma-blocs de manière à être simulés à l'aide du logiciel (MATLAB/SIMULINK). La simulation de la machine à induction à cage triphasé nous permettra de retrouver des résultats classiques et de valider nos modèles du type schéma-blocs.

2. MODELISATION DU MOTEUR Á INDUCTION

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine [5]. Les hypothèses généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont :

- la parfaite symétrie de la machine.
- l'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables)
- La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétique le long de l'entrefer. (Son entrefer est constant).
- l'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau. En raison de la simplicité de la formulation algébrique.

Ce type d'approche est bien, adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.

Ainsi parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer, [6] :

- L'additivité de flux;
- La constance des inductances propres;
- La constance des résistances statoriques et rotoriques;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

2.1. MISE EN EQUATIONS DU MODELE DE LA MAS

La représentation schématique de la machine asynchrone dans l'espace électrique est donnée sur la Fig.(II.1),

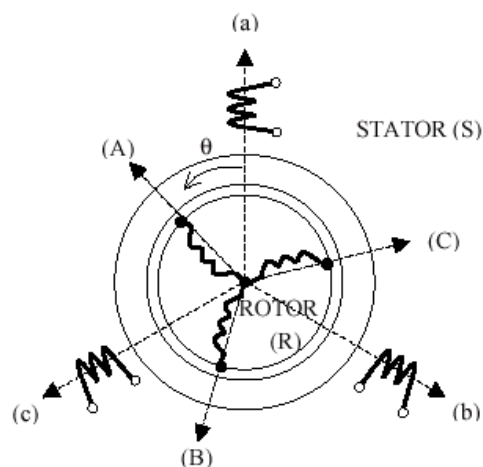


Fig.II.1 Machine asynchrone modélisée - définition des repérés stator et rotor.

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

2.1.1. Equation électrique

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = 0 = R_r I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = 0 = R_r I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

En désignant par :

- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : les tensions appliquées aux trois phases statoriques;
- I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : les courants qui traversent celles-ci;
- $\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: les flux totaux à travers ces enroulements;
- R_s : leurs résistance.

Les équations (II.1). et (II.2) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

- Pour le stator:

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II.3})$$

- Pour le rotor :

$$[V_r] = 0 = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.4})$$

2.1.1. Equation magnétique

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

$$\begin{aligned}\Phi_{as} &= L_s I_{as} + M_s I_{bs} + M_s I_{cs} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{bs} &= M_s I_{as} + L_s I_{bs} + M_s I_{cs} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{cs} &= M_s I_{as} + M_s I_{bs} + L_s I_{cs} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc}\end{aligned}\tag{II.5}$$

$$\begin{aligned}\Phi_{ra} &= L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{as} + M_{rs} I_{bs} + M_{rs} I_{cs} \\ \Phi_{rb} &= M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{as} + M_{rs} I_{bs} + M_{rs} I_{cs} \\ \Phi_{rc} &= M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{as} + M_{rs} I_{bs} + M_{rs} I_{cs}\end{aligned}\tag{II.6}$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r]\tag{II.7}$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s]\tag{II.8}$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad [L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

- Telle que :
- L_s : L'inductance propre d'une phase statorique;
 - L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique;
 - M_s : L'inductance mutuelle entre phases statoriques;
 - M_r : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques;

En désignant par L_{sr} la mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques et par M_{sr} sa valeur lorsque leur axes coïncident,[2].

2.1.1. Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par la dérivée partielle de la coénergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator. Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système :

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (II.9)$$

3. MODELE DE PARK

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "a b c". Elles peuvent être implantées dans un ordinateur. Par contre, vu la complexité (36 termes pour l'énergie magnétique) de ces équations non linéaires et multi-variable, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cela on utilise la transformation de Park qui permettra de rendre simple à les étudier .

La matrice $P(\theta)$ de [PARK] est donnée sous la forme suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.10 .a)$$

Son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (II.10.b)$$

L'angle θ dans la matrice [P] prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques.

3.1. CHOIX DU REFERENTIEL [5]

Pour étudier la théorie des processus transitoires des machines on utilise trois systèmes de coordonnées qui sont des cas particuliers du système d'axes (d,q),

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11a}), \quad \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11b})$$

La machine asynchrone à cage d'écuriel peut être modélisée dans un repère diphasé dq par le Système d'équations (II.12) :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

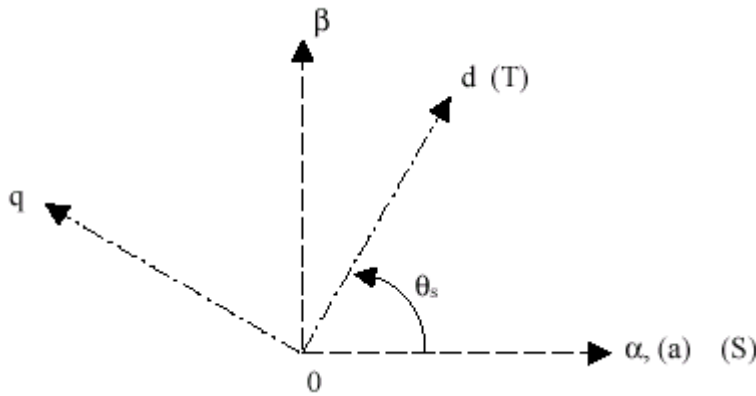


Fig.II.2 Position du système d'axe (d,q).

3.1.1. Référentielle lié au stator : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0$

Le système d'axes (α, β) : système immobile par rapport au stator, ce système possède des tensions et des courants réels, et on peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif, avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du stator, Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = \varpi_{\text{coor}} \cdot t = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} d \Leftrightarrow \alpha \\ q \Leftrightarrow \beta \end{cases}$$

Ce référentielle sera choisie en vue d'étudier les variations des grandeurs.

3.1.2. Référentielle fixé par rapport au rotor

$$\omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

Le système d'axes (x , y) : système immobiles par rapport au rotor, ce système peut être utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones aussi avec une connexion non symétrique des circuits rotoriques, Il se traduit par les conditions :

$$\theta_{\text{coor}} = \theta = \omega \cdot t \Leftrightarrow \begin{cases} d \Leftrightarrow X \\ q \Leftrightarrow Y \end{cases}$$

3.1.2. Référentielle fixé par rapport au champ tournant

$$\omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

Le système d'axes (u , v) : Ce système tourne avec la vitesse du champ électromagnétique créée par les enroulements du stator, ce système d'axes est exploité spécialement dans la commande des machines alternatives. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_{\text{coor}} = \theta_s = \omega_s \cdot t \Leftrightarrow \begin{cases} d \Leftrightarrow U \\ q \Leftrightarrow V \end{cases}$$

Sachant que : $\omega_g = \omega_s - \omega$.

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable.

4. EXPRESSION DE LA PUISSANCE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE [7]

Le calcul de couple mécanique de la machine asynchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée P(t), soit :

$$P_{em} = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \quad (II.13)$$

$$\Rightarrow P_{em} = \left[R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \right] I_{sd} + \left[R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \right] I_{sq} \quad (II.15)$$

$$P_{em} = \underbrace{\left\{ R_s I_{sd}^2 + R_s I_{sq}^2 \right\}}_{(1)} + \underbrace{\left\{ \frac{d\Phi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} I_{sq} \right\}}_{(2)} + \underbrace{\left\{ \omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \right\}}_{(3)} \quad (II.16)$$

- 1) : représente les pertes par effet joules;
- 2) : représente la puissance électromagnétique;
- 3) : représente la puissance électrique transformé en puissance mécanique.

4.1. COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

On a :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (II.17)$$

$$\omega = P\Omega$$

$$P_{em} = \frac{\omega}{\Omega} \cdot \omega_s \cdot (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) = P(\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (II.18)$$

En faisant appel au flux rotorique :

On a :

$$\Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \quad (II.19)$$

Soit :

$$I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sd} \quad (II.20)$$

Et

$$\Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \quad (II.21)$$

Soit :

$$I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sq} \quad (II.22)$$

On aura :

$$C_{em} = P \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (II.23)$$

On peut écrit aussi :

$$C_{em} = \frac{3PM}{2} (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (II.24)$$

On constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

5. MODELE DE LA MACHINE Á INDUCTION PAR LE RESEAU ELECTRIQUE [5]

La transformation de PARK (d,q) peut également être obtenue à partir des composantes de CONCORDIA (α, β), et en faisant une rotation de l'angle θ . Le passage de PARK à celle de CONCORDIA se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

Cela correspond aux changements de repère présentés précédemment

Dans un contexte de modélisation de l'ensemble convertisseur statique - machine asynchrone en vue de l'étude des lois de commande basées sur le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il paraît plus judicieux le choix d'un repère diphasé, aux axes orthogonaux $\alpha\beta$ fixés au stator, ayant l'axe α selon la phase 1 du système d'alimentation. Ce repère $\alpha\beta$, dans le quel $\theta_s = \omega_s \cdot t = 0$, est un cas particulier du repère tournant (d,q) et sera désormais retenu pour la suite de l'étude.

Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone à cage dans le repère fixe, devient alors:

$$V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega \cdot \Phi_{r\beta} \\ 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} + \omega \cdot \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

La relation entre les flux et les courants est donnée par le système d'équations (II.28).

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M_{sr} I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M_{sr} I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_s I_{r\alpha} + M_{sr} I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_s I_{r\beta} + M_{sr} I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Le couple électromagnétique développé par la machine peut se calculer, entre autres, par L'équation (II.29).

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{II.29})$$

Etant donnée que le repère (α, β) est liée au stator donc leurs tensions sont réelles et ne dépendent pas de la position (θ) du rotor, il vient que :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

La tension d'alimentation de la phase A s'écrit :

$$V_{sa} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \delta) \quad (\text{II.31})$$

- δ : phase initiale.
- V_s : valeur efficace .
- ω_s : pulsation d'alimentation.

Les équations (II.32) statoriques de la machine asynchrone donnent directement:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} = V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} = V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Le système d'équations (II.32) établit les relations entre les flux rotoriques, statoriques et de fuites:

$$\begin{cases} \Phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} (\Phi_{s\alpha} - \sigma L_s I_{s\alpha}) \\ \Phi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} (\Phi_{s\beta} - \sigma L_s I_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

En les dérivant par rapport au temps, on obtient:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} - \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} - \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Les courants rotoriques peuvent s'exprimer en fonction du flux statorique et du courant statorique par (II.35):

$$\begin{cases} I_{r\alpha} = \frac{\Phi_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha}}{M} \\ I_{r\beta} = \frac{\Phi_{s\beta} - L_s I_{s\beta}}{M} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

À partir de (II.34 et 35), on peut exprimer les dérivées du courant statorique de la manière suivante:

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[V_{s\alpha} - R'_s I_{s\alpha} + \omega (\Phi_{s\beta} - \sigma L_s I_{s\beta}) + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{s\alpha} \right] \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[V_{s\beta} - R'_s I_{s\beta} + \omega (\Phi_{s\alpha} - \sigma L_s I_{s\alpha}) + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Où $\frac{d\Phi_{s\alpha(\beta)}}{dt}$ a été remplacé par (II.32) et $\frac{d\Phi_{r\alpha(\beta)}}{dt}$ obtenu à partir des équations rotoriques de la machine (II.34), dans lesquelles $I_{r\alpha(\beta)}$ a été remplacé par (II.35) ainsi que $\Phi_{r\alpha(\beta)}$ par (II.33). (Avec $R'_s = R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r$)

D'où le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{s\alpha} \\ \dot{\Phi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_S} + \frac{M_m^2}{L_S \cdot L_R \cdot \tau_R} \right) & 0 & \frac{M}{L_S \cdot L_R \cdot \tau_R} & \frac{M}{\sigma \cdot L_S \cdot L_R} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_S} + \frac{M_m^2}{L_S \cdot L_R \cdot \tau_R} \right) & -\frac{M}{\sigma \cdot L_S \cdot L_R} \omega & \frac{M}{L_S \cdot L_R \cdot \tau_R} \\ \frac{L_m}{\tau_R} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_R} & \omega & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

Avec : $\dot{x} = \frac{d}{dt} x$ $\dot{X} = AX + BU$

- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: La constante de temps rotorique ;
- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion ;
- $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: La constante de temps statorique ;

5.1. EQUATION DE COUPLE ET MECANIQUE

Nous reprenons ci-dessous l'équation du couple électromagnétique dans le plan $\alpha\beta$, issue du Modèle idéalisé de la machine asynchrone.

$$\begin{cases} C_{em} = p[\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}] \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \\ \omega = p\Omega \end{cases} \quad (II.38)$$

5.2. BLOC DE SIMULATION DE LA MACHINE À INDUCTION

Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle mathématique de la machine mis sous forme d'état utilisant des blocs de simulation par le logiciel Matlab/Simulink les paramètres de la machine sont donné dans l'annexe . Dans le schéma de simulation présenté dans la Fig (II.3), on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine, avec et sans charge, les courbes obtenues sont présentées ci-dessous.

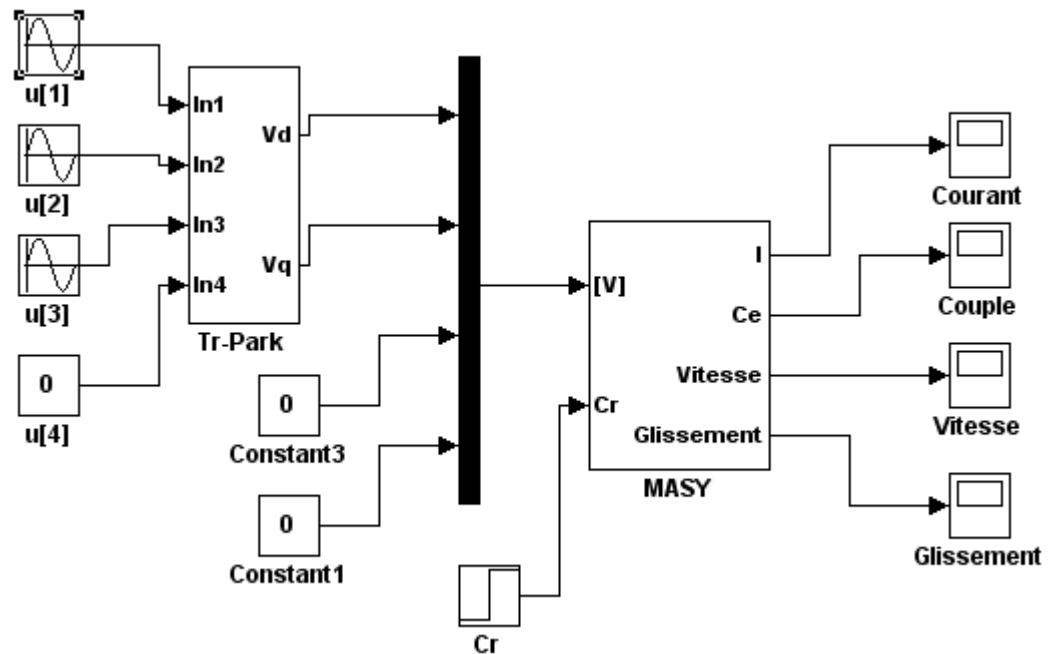


Fig.II.3. Modèle de simulation de la machine à induction

5.3. RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE Á INDUCTION

Après exécution de la simulation on aboutit aux résultats :

5.3.1. Représentation de l'alimentation triphasée

- La Figure II.4 symbolise l'alimentation triphasée équilibrée avec un déphasage de $\frac{2\pi}{3}$.

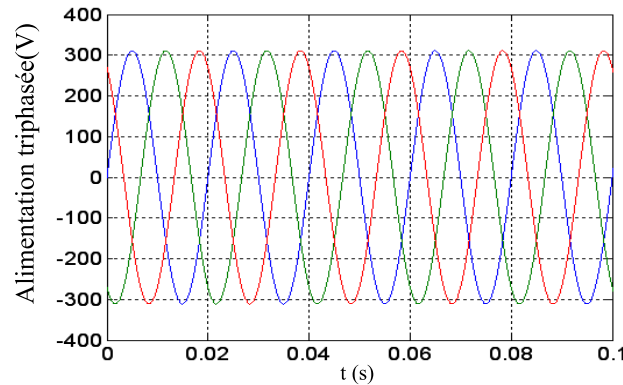


Fig.II.4. Alimentation triphasée équilibrée

5.3.2. Interprétation des résultats de simulation

5.3.2.1. Démarrage à Vide et application d'une charge à t =1s

Les courbes de la Fig.(II.5) représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide pour ($C_r=0$)

L'allure de la caractéristique de vitesse présente des oscillations dans le démarrage (régime transitoire), avec un croisement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (1500 tr/min).

Le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement pulsatoire, après il se stabilise à une valeur nulle.

Les courants de phase statorique et rotorique présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Le glissement décroît dans le démarrage (régime transitoire), après il se stabilise.

On a introduit un couple de charge ($C_r= 10N.m$) à $t=1s$, On constate :

Une décroissance de la vitesse.

Le couple électromagnétique rejoint la valeur qui compense le couple résistant appliqué, il présente ainsi une bonne poursuite à la valeur de référence.

Les courants de phase statorique et rotorique présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

Le glissement croît en moment d'application de charge, après il se stabilise.

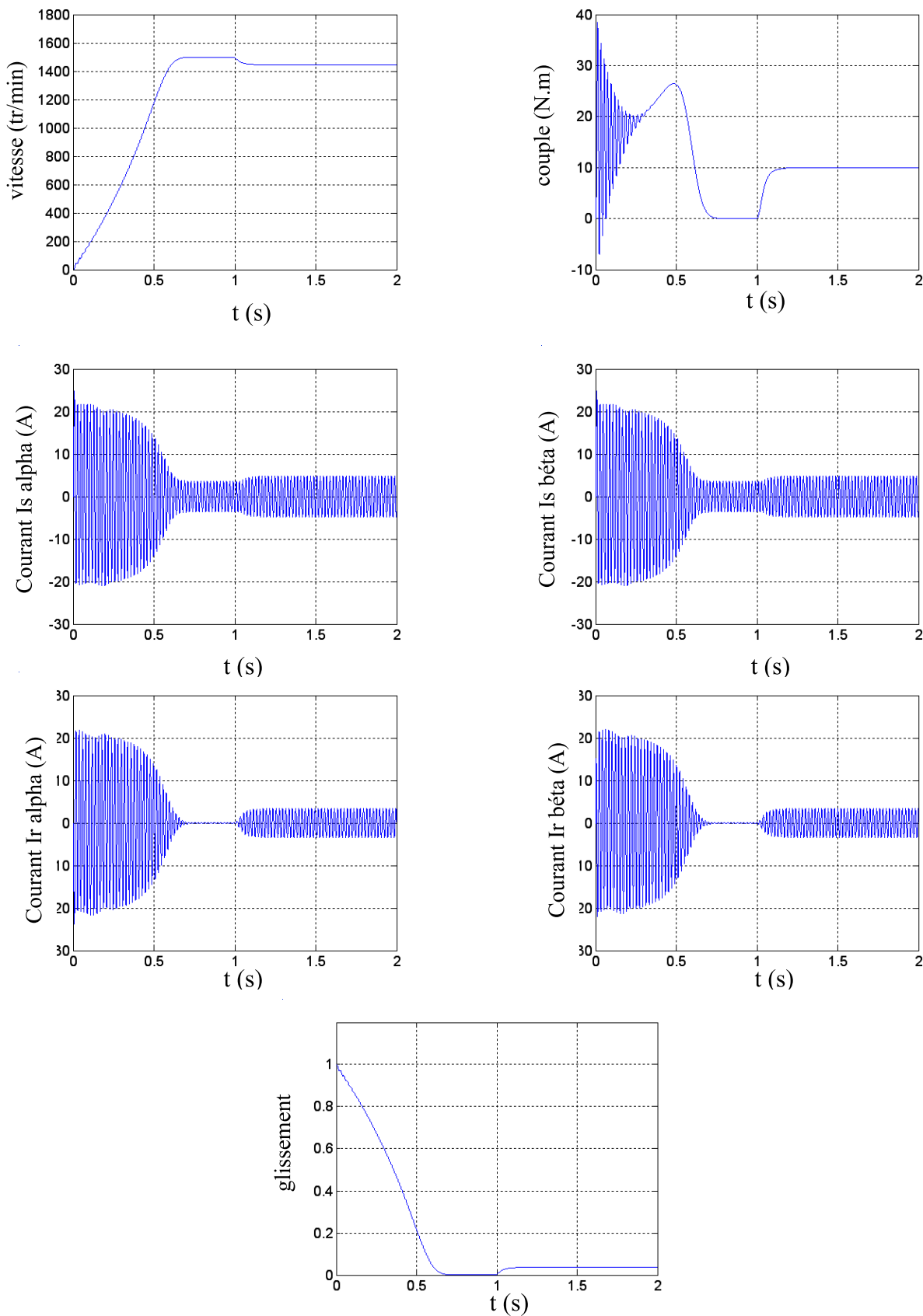


Fig.II.5. Résultats de simulation de la machine à induction

6. CONCLUSION

Dans ce deuxième chapitre on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la machine à induction associée à une source d'alimentation purement sinusoïdal .ce chapitre permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle établi et de vérifier que les simulation s'effectues par le logiciel MATLAB sont valables.

Le modèle de la machine à induction simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé de [PARK]. Les résultats obtenues suite à cette première simulation montre bien la validité du modèle de [PARK]. D'une machine asynchrone. Cette dernière répard bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

CHAPITRE III

Modélisation et Simulation du Convertisseur de Fréquence

1. INTRODUCTION

Le contrôle de vitesse des machines électriques triphasées nécessite des grandeurs d'alimentation variables (tension et fréquence), donc ces machines doivent être alimentées par des sources adéquates, elles mêmes pilotées de façon judicieuse, il y a donc une étape fondamentale dans la commande des machines : la commande du convertisseur statique qui est ici un onduleur de tension. Les systèmes à courants alternatifs triphasés posent des problèmes spécifiques quand les applications exigent des performances dynamiques élevées, donc des stratégies de modulation des convertisseurs deviennent nécessaires. Nous appuyons le plus souvent sur les méthodes de pilotage en modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Dans ce chapitre, nous présenterons le stratégie de commande de l'onduleur de tension : la MLI sinusoïdale à fin d'illustrer les performances de cette stratégie.

2. MODÉLISATION DE L'ALIMENTATION[6][8]

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure(III.1) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable.

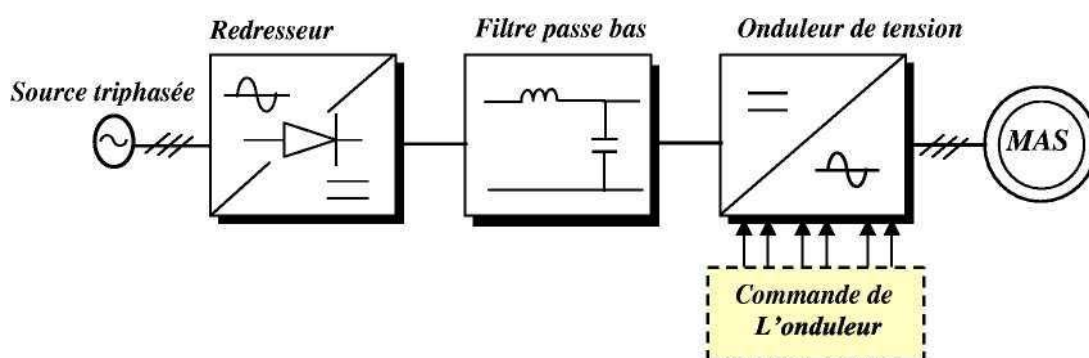


Fig.III.1 Schéma de principe de convertisseur de fréquence

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont:

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent
- Une large plage de variation de vitesse,
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constantes

2.1. MODÉLISATION DU REDRESSEUR TRIPHSÉ DOUBLE ALTERNANCE À DIODES

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la Figure(III.2).

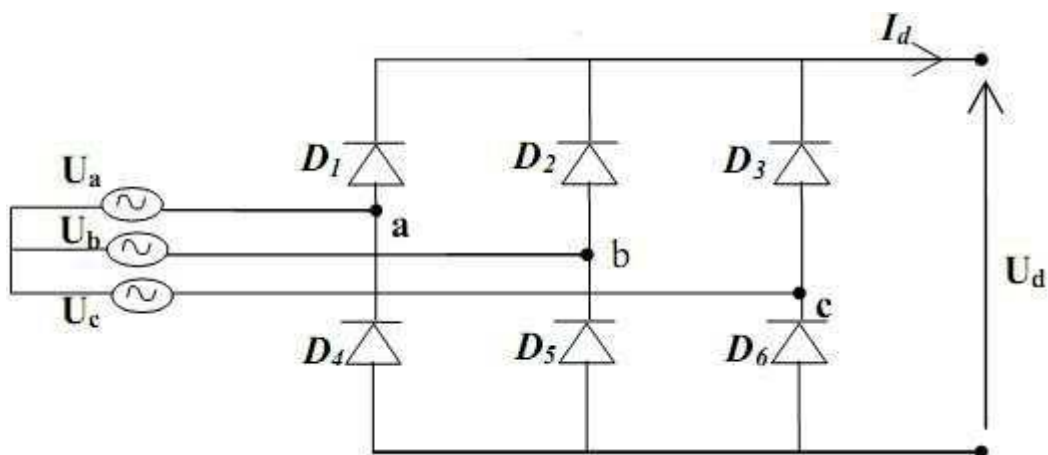


Fig.III.2 Représentation du redresseur triphasé en pont complètement non commandé (DIODES)

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1 , D_2 , D_3) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes (D_4 , D_5 , D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension:

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ U_b(t) = V_m \sin(2\pi f t - 2\pi/3) \\ U_c(t) = V_m \sin(2\pi f t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (III, 1)$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (III,2)$$

Cette tension est représentée par la Figure(III.3).

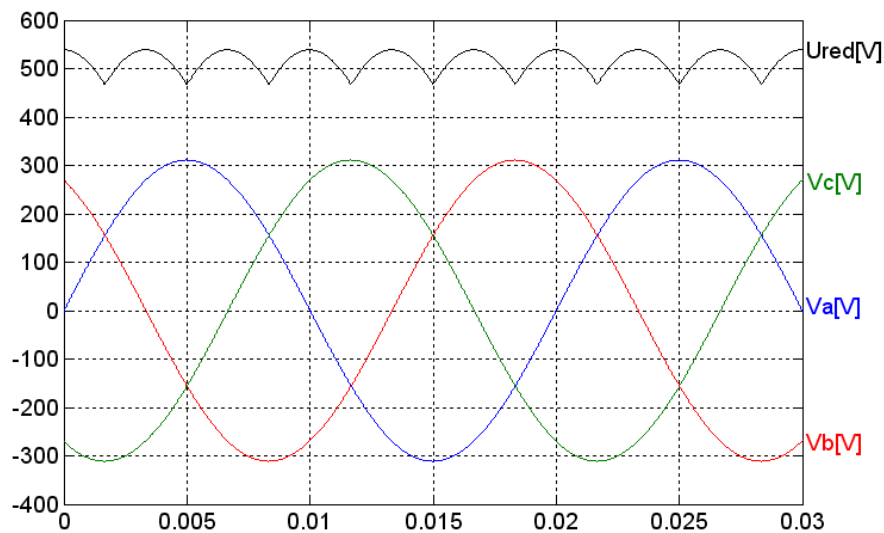


Fig.III.3 Forme de la tension redressée

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

2.2 MODÉLISATION DU FILTRE

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences .Ce filtre est schématisé par la Figure(III.4).

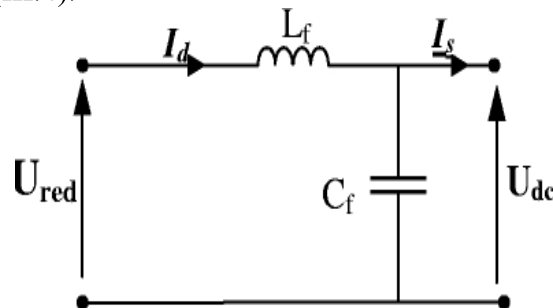


Fig.III.4 Représentation d'un filtre passe-bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc} \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (III,3)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(S)}{U_{red}(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (III,4)$$

Cette tension filtré est représentée par la Figure(III.5)

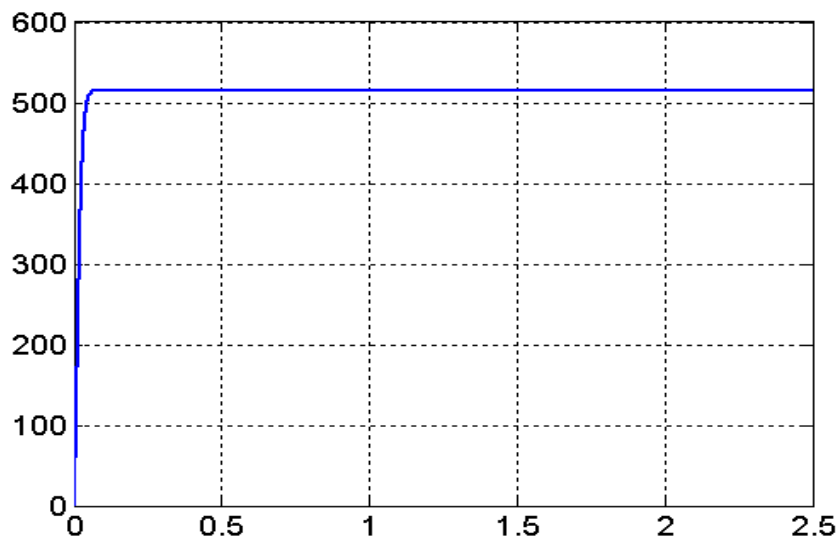


Fig.III.5 Forme de la tension filtré

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure f_c telle que :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (III,5)$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de $U_{red}(t)$. Cette condition nous permet de déterminer L et C.

2.3. LE PROCESSUS ONDULEUR(MAS)

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau

standard 220/380V-50Hz. Après redressement, la tension filtrée U_{dc} l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance. Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la Figure(III.6). Chaque groupe transistor–diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît

Complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple K_{11} et K_{12}

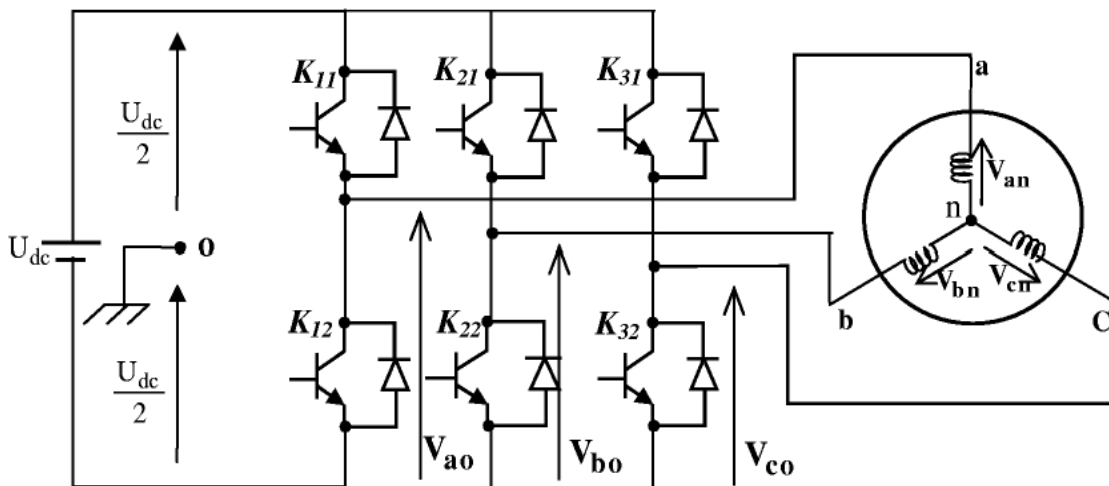


Fig.III.6 Représentation de l'ensemble onduleur -MAS

Les couples d'interrupteurs (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}), (K_{31} et K_{32}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes $D_i(i=1,2,.. 6)$ sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

2.4. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR

Pour simplifier l'étude supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c-a-d $K_{ci}(c \in [1,2,3], i \in [1,2])$

Supposés idéalisés,

- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

On a, donc:

$$I_{Kci} = 0, V_{Kci} \neq 0; \text{interrupteur ouvert,}$$

$$I_{Kci} \neq 0, V_{Kci} = 0; \text{interrupteur fermé,}$$

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (III,6)$$

Tel que V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (III,7)$$

V_{ao} , V_{bn} et V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

V_{no} : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibre, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (III,8)$$

La substitution de (III.8) dans (III.7) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (III,9)$$

En remplaçant (III.9) dans (III.7), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bn} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (III,10)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu – alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{dc}] \quad (III,11)$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^T \quad (III,12)$$

$$[V_{dc}] = [V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T \quad (III,13)$$

$$[V_{dc}] = U_{dc} [S_1 \ S_2 \ S_3]^T \quad (III,14)$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0), \{i = 1,2,3\}$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (III,15)$$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (III,16)$$

3. ONDULEUR DE TENSION À MLI [9]

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations postcalculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la troisième technique qui est dédiée entre autres à la DTC à laquelle on s'intéresse.

3.1. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle[8]

La technique MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revues dans la littérature.

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse (figure(III.7)). Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

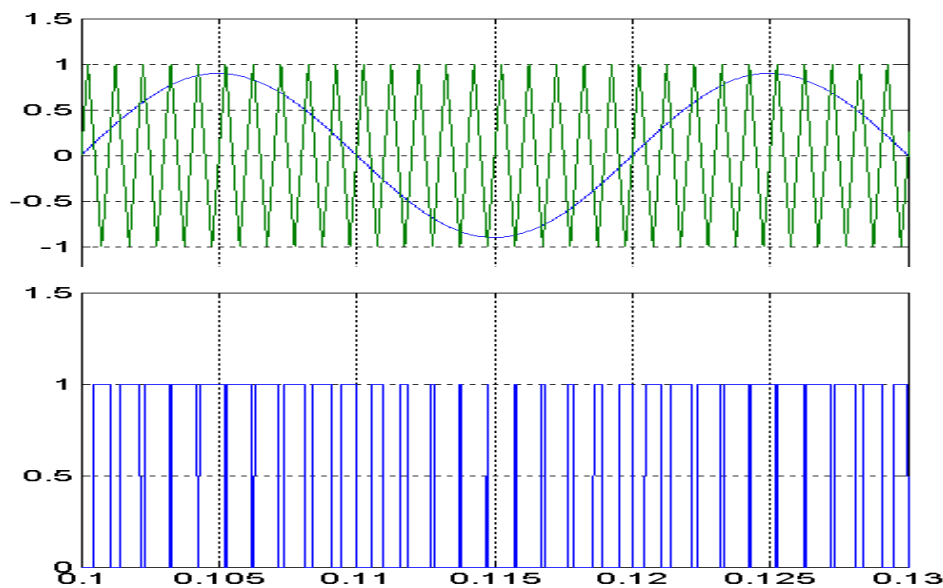


Fig.III.7 Principe de la MLI sinusoïdale

On définit :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du modulante.

$$m = \frac{f_p}{f_0} \quad (\text{III},17)$$

- L'indice d'amplitude r égal au rapport de l'amplitude de référence sur l'amplitude de la porteuse.

$$r = \frac{V_p}{V_0} \quad (\text{III},18)$$

- La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement [8] :

$$V_{\max} = r \cdot \frac{U_{dc}}{2} \tag{III,19}$$

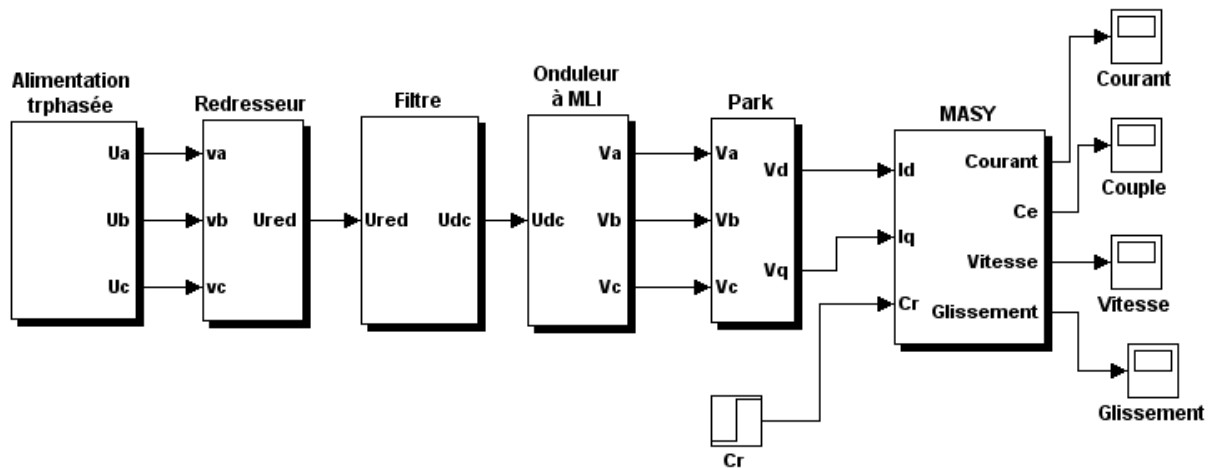


Fig.III.8 schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur

4. RÉSULTAS DE SIMULATION :

La simulation de l'association machine asynchrone- onduleur à MLI Sinus-Triangle est effectuée en utilisant le logiciel Matlab/simulink. Les paramètres de la machine sont donné dans l'annexe. La figure(III.9) illustre le tension simple délivrée par l'onduleur, la figure(III.10) montre le comportement du moteur asynchrone suite à un démarrage à vide et application de charge a t=1.4s.

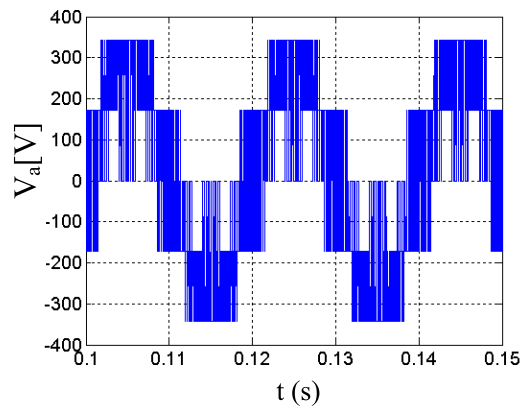


Fig.III.9 Représentation de la Tension à la sortie de l'onduleur

Les courbes de la Fig. (III.10) représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide pour ($C_r=0$).

L'allure de la caractéristique de vitesse présente des oscillations dans le démarrage (régime transitoire), avec un croisement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (1500 rad/s).

Le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement pulsatoire, après il se stabilise à une valeur nulle mais beaucoup d'ondulations.

Les courants de phase statorique et rotorique présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées mais beaucoup d'harmoniques.

Le glissement décroît dans le démarrage (régime transitoire), après il se stabilise

On a introduit un couple de charge ($C_r= 10\text{N.m}$) à $t = 1.4$ sec. On constate que cette introduction de la charge a provoqué une diminution de la vitesse de rotation, et un couple qui tend vers sa valeur finale 10Nm avec des ondulations à cause de la pollution harmonique et une augmentation dans le courant statorique et rotorique. Le glissement croît en moment d'application de charge, après il se stabilise.

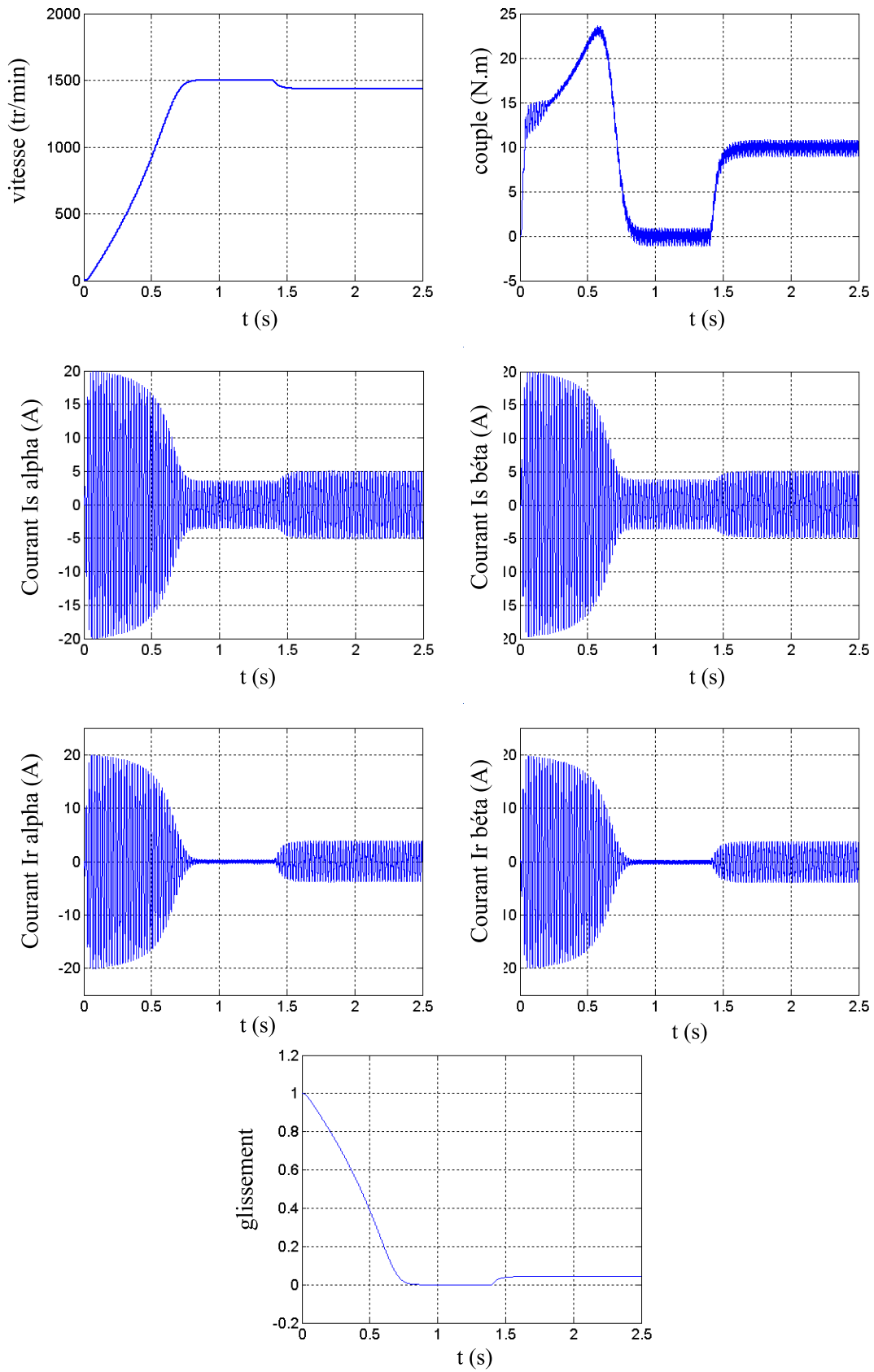


Fig.III.10 Résultats de simulation de l'association moteur à induction-onduleur à MLI Sinus-Triangle, Application d'une charge à t = 1.4 sec.

5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, la modélisation de la machine à induction associée à un onduleur à MLI Sinus-Triangle est étudiée et simulée sous le logiciel Matlab/simulink. Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide et application d'une charge atteste la validité du modèle présenté.

CHAPITRE IV

☛ *Commande directe du couple d'une machine à induction*

1. INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou «DTC») est introduite en 1985 par TAKAHASHI [10] . Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques.

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [10] . Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour un MAS, et les résultats de simulation obtenus.

2. PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE[9]

La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action direct sur l'état des interrupteurs (S_a , S_b , S_c) d'onduleur de tension .Suivant un découpage angulaire en six zones, on détermine la position de ce vecteur dans le repère (α β) fixé au stator. On maintient le vecteur flux proche de sa valeur référence (cercle en pointillé sur la figure (IV.1).

La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est

généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, c'est à dire l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. U_n onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. La commande par DTC de la MAS peut être schématisée par la figure (IV.1).

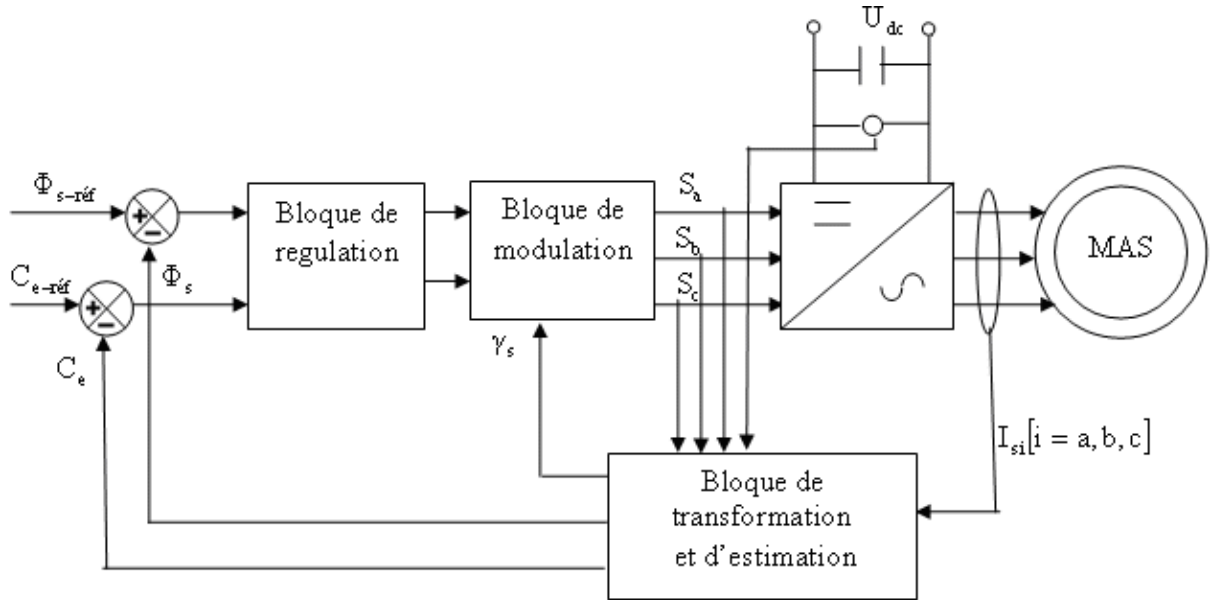


Fig. IV.1. Schéma structurelle d'une commande par DTC d'une MAS

3. FONCTIONNEMENT D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ À DEUX NIVEAUX[9][12]

Dans le plan complexe constitué des axes α - β , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation de Concordia suivante:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_\alpha + J \cdot V_\beta \\ V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_b - V_c] \end{cases} \quad (IV.1)$$

V_a, V_b et V_c : sont les tensions simples sortie de l'onduleur (Fig.IV. 1)

Les tension d'alimentation V_a, V_b et V_c sont estimées en fonction de la tension continu U_{dc} et des état de commutation des bras de l'onduleur (S_a, S_b, S_c). Donc les tensions d'alimentations de la MAS sont déterminées comme suit:

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_b &= \frac{U_{dc}}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c &= \frac{U_{dc}}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \tag{IV.2}$$

En remplaçant les équations (IV.2) dans (IV.1), on obtient:

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_{dc} \left[S_a - \frac{1}{2}S_b - \frac{1}{2}S_c \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{dc} [S_b - S_c] \end{cases} \tag{IV.3}$$

Ou :

U_{dc} : Tension du bus continu.

(S_a, S_b, S_c): États de commutation de bras de l'onduleur.

La figure (IV.2) montre la représentation dans le plan ($\alpha \beta$) des six vecteurs tension non nuls générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

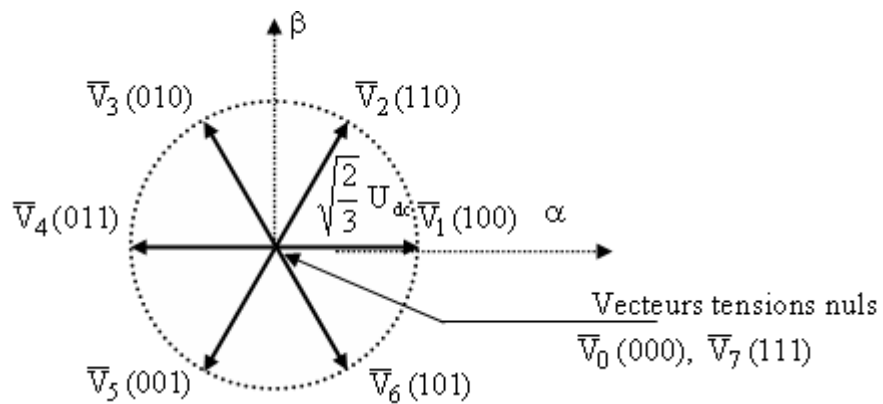


Fig. IV.2. Séquences de fonctionnement d'un onduleur et partition du plan ($\alpha \beta$) en 6 secteurs angulaire

4. CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES DU FLUX ET DU COUPLE[12]

La Commande directe du Couple est basé sur le réglage du flux statorique, car il présente généralement une dynamique nettement plus rapide que celle du flux rotorique, Par ailleurs, la détermination du flux statorique est relativement plus aisée puisqu'il est directement lié à des grandeurs électriques accessibles à la mesure, à savoir le courant et la tension statoriques .

4.1. Comportement dynamique du flux statorique

La tension statorique dans un repère $(\alpha \beta)$ liés au stator est donnée par l'équation suivante:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (IV.4)$$

A partir de l'équation (IV.4), le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante:

$$\bar{\Phi}_s \approx \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (IV.5)$$

Si la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de la tension de la sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendras:

$$\bar{\Phi}_s \approx \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (IV.6)$$

Sachant que pendant une période d'échantillonnage $[0 \ T_e]$, les commandes (S_a, S_b, S_c) du convertisseur sont fixes. Un parmi les six vecteurs de tension est appliqué au MAS et chaque vecteur appliqué pendant la période d'échantillonnage reste constant, la relation (IV.6) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\bar{\Phi}_s(k+1) \approx \bar{\Phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (IV.7)$$

Où

$\bar{\Phi}_s(k)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k.

$\bar{\Phi}_s(k+1)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k+1.

$\Delta \bar{\Phi}_s$: La variation du flux statorique.

A partir de l'équation (IV.7) la variation du flux statorique due à l'application du vecteur tension pendant une période de commande T_e est obtenue par l'équation suivante:

$$\Delta \bar{\Phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{IV.8})$$

La relation (IV.8) montre que la variation du flux est directement proportionnelle au vecteur de tension appliquée aux bornes de la MAS

- Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan (α β)

A des vitesses élevées de la MAS, le terme $R_s \bar{I}_s$ de la relation (IV.4) peu être négligée par rapport au deuxième terme:

$$\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \approx \bar{V}_s \quad (\text{IV.9})$$

La relation (IV.9) montre que la dérivée du vecteur du flux qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égale au vecteur de tension \bar{V}_s .

l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué. La figure (IV.3) illustre ce principe, en prenant comme exemple le vecteur tension $\bar{V}_s = \bar{V}_3$.

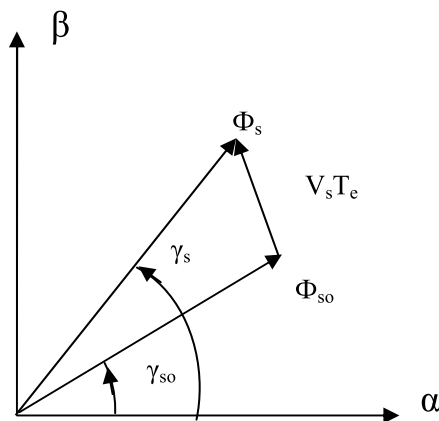


Fig. IV.3. Diagramme vectoriel d'évolution du flux statorique dans le plan α - β

En choisissant une séquence appropriée des vecteurs tension de l'onduleur, on peut imposer à l'extrémité du vecteur flux statorique de suivre une trajectoire déterminée.

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.

La vitesse de rotation de $\overline{\Phi}_s$, dépend fortement du choix de \overline{V}_s , elle est maximale pour un vecteur \overline{V}_s perpendiculaire à la direction de $\overline{\Phi}_s$, elle est nulle si on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple s'exprime par la formule:

$$C_e = p \frac{L_m \Phi_r \Phi_s}{\sigma L_r L_s} \sin \delta \tag{IV.10}$$

Où

δ est l'angle entre les vecteurs du flux statorique et du flux rotorique (Fig.IV.4).

L_s : inductance cyclique statorique.

L_r : inductance cyclique rotorique.

L_m : inductance cyclique mutuelle.

σ : coefficient de dispersion

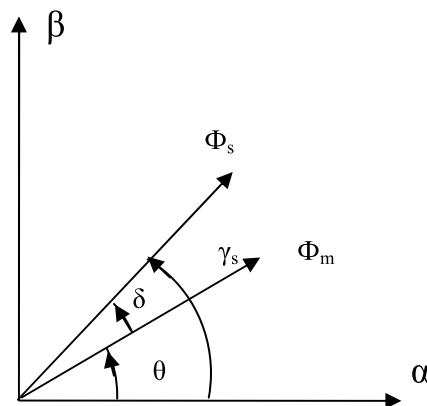


Fig. IV.4. Diagramme vectorielle d'évolution du flux statorique et rotorique dans le plan α - β

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_m$ et leur position relative δ .

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi}_s$ (à partir de) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de s et le couple électromagnétique de façon découplée.

Si le flux de rotor est maintenue constante et le flux du stator est changé incrémentalement par la tension du stator V_s , alors l'expression de la variation du couple, peut être écrit comme suit:

$$\Delta C_e = p \frac{L_m |\Phi_r| |\Phi_s + \Delta\Phi_s| \sin\Delta\delta}{L_r L_s} \quad (IV.11)$$

Pour augmenter l'angle de charge δ , le vecteur de flux du stator devrait tourner plus rapidement que le vecteur de flux de rotor. La rotation de flux de rotor dépend de la vitesse mécanique du rotor, ainsi pour diminuer l'angle de charge δ , le flux du stator devrait tourner plus lent que le flux de rotor (fig.IV.4).

4.4. Stratégie de la commande directe du couple[9]

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux qui est basée sur l'algorithme suivant:

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$)
- Pour chaque coup d'horloge on mesure les courants de lignes et les tensions par phase du MAS.
- On reconstitue les composants du vecteur de flux statorique, en utilisant les équations (IV.5)(IV.6).
- On estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux et la mesure des courants statorique, en utilisant l'équation (IV.10)
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple.

5. CHOIX DU VECTEUR TENSION [11][9]

Le choix du vecteur de tension V_s dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$, dans le référentiel (S), de la variation souhaitée pour le module de $\bar{\Phi}_s$, de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation L'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ dans (S) est décomposé en six zones Ni($i = 1,2,3,4,5,6$), telle que représentée sur la figure (IV.5).

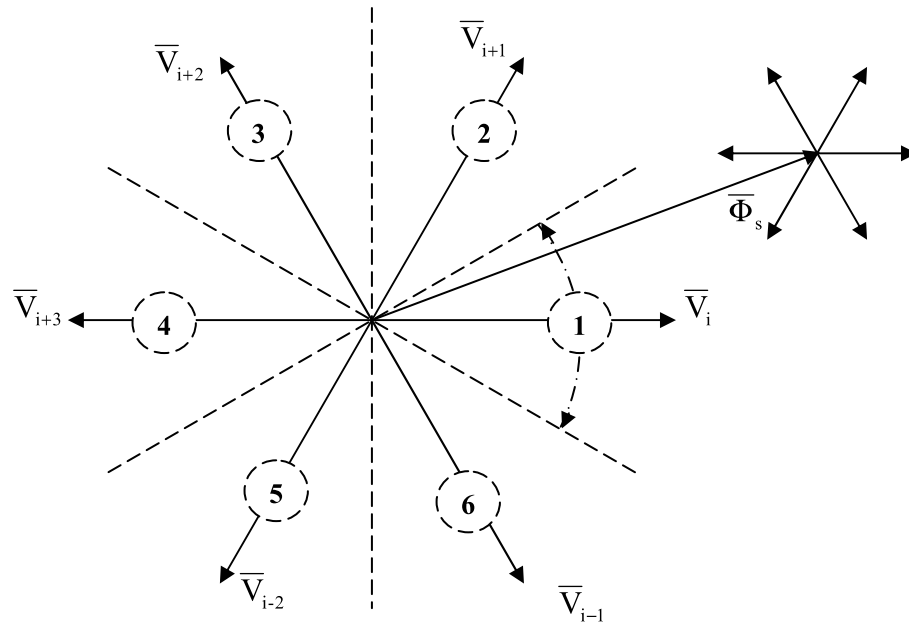


Fig. IV.5. Partition du plan complexe en six zone angulaire N_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$)

Lorsque le flux $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans une zone N_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants:

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors croît Φ_s et C_e croît.
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors croît Φ_s et C_e décroît.
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e croît.
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors décroît et C_e , décroît.
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone N_i . (figIV.5).

En effet, en début de zone, les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\Phi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux Φ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse.

Avec les vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i-2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de Φ_s en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone N_i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la

plus forte (évolution très rapide de Φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de Φ_s , dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone .

La table (IV.1) résume le sens de variation de du flux et du couple.

Vecteur \bar{V}_s	\bar{V}_{i+1}	V_{i+2}	\bar{V}_{i-1}	\bar{V}_{i-2}
Φ_s				
C_e				

Table. IV.1

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur flux $\bar{\Phi}_s$. Un estimateur de $\bar{\Phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

6. ESTIMATEURS

6.1. Estimateur du flux[11]

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. A partir de l'équation:

$$\bar{\Phi}_s \approx \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \tag{IV.12}$$

On obtient les composantes u et f du vecteur :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\Phi}_{sa} = \Phi_{s\alpha\alpha} + \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta} = \Phi_{s\beta\beta} + \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \\ \hat{\Phi}_s = \sqrt{\hat{\Phi}_{sa}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta}^2} \end{array} \right. \tag{IV.13}$$

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

$$\begin{aligned} I_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{3}{2}} [I_d \cos(\theta) - I_q \sin(\theta)] \\ I_{s\beta} &= \sqrt{\frac{3}{2}} [I_d \sin(\theta) + I_q \cos(\theta)] \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_{s\alpha} + J \cdot V_{s\beta} \\ V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{cd} \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{cd} [S_b - S_c] \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

La zone Ni dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes ($\Phi_{s\alpha}$ $\Phi_{s\beta}$):

$$\gamma_s = \arg(\bar{\Phi}_s) = \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad (\text{IV.16})$$

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à vitesses moyenne et haute où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale (IV.4) peuvent surgir [10].

6.2. Estimateur du couple électromagnétique

L'estimation du couple électromagnétique de la machine est possible grâce aux composantes du flux estimées et aux mesures des courants de ligne, en utilisant l'équation suivante:

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{IV.17})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

7. ÉLABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE POUR LA DTC

7.1. Le correcteur du flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (VI.6). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne K_ϕ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($K_\phi = 1$) ou diminuée ($K_\phi = 0$) de façon à maintenir:

$(\Phi_{s,réf} - \hat{\Phi}_s) \leq \Delta\Phi_s$, avec $\Phi_{s,réf}$ la consigne de flux et $\Delta\Phi_s$ la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur [10][11].

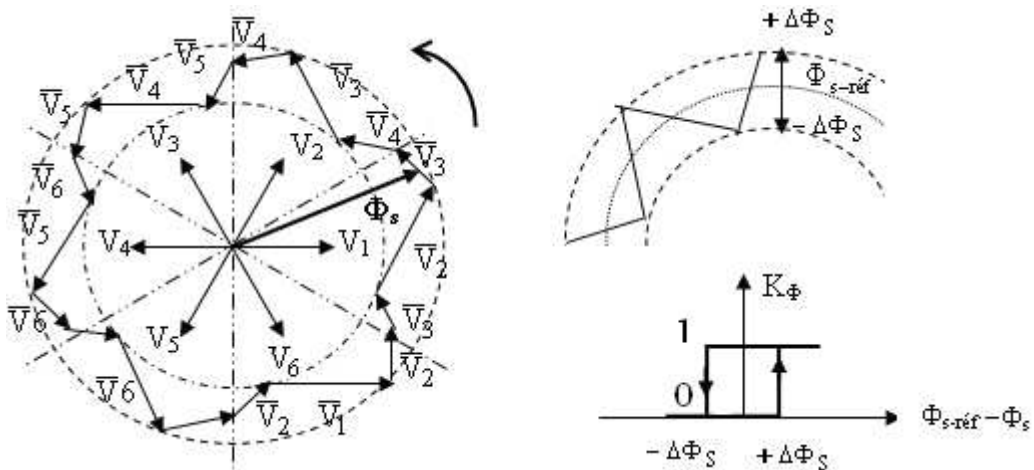


Fig.IV.6. Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan ($\alpha \beta$)

7.2. Le correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites de façon à maintenir: $(C_{e-réf} - \hat{C}_e) \leq \Delta C_e$ avec $C_{e-réf}$ la référence de couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées :

- un correcteur à hystérésis à trois niveaux.
- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

7.2.1. Le correcteur à trois niveaux

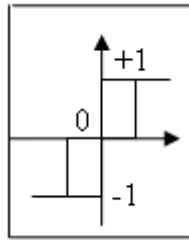


Fig. IV.7. Comparateur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne K_c indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($K_c = 1$) pour une consigne positive et ($K_c = -1$) pour une consigne négative ou diminuée ($K_c = 0$). Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

7.2.2. Le correcteur à deux niveaux

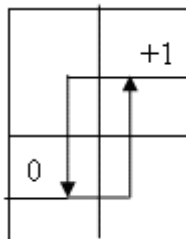


Fig. IV.8. Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de Φ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\bar{\Phi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [10][11]. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence

moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

7.3. Table de sélection des vecteurs tension

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux et de couple K_Φ et K_c , avec la zone N_i de position où se trouve le vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ statorique dans le plan α - β .

Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôleur du couple et des performances dynamiques visées en terme de poursuite des références du flux et du couple et des ondulations sur le courant. Pour cela, trois stratégies de commutation sont illustrées par les tables suivantes, selon des contrôleurs à hystérésis à deux niveau ou à trois niveaux [12]:

N_i		1	2	3	4	5	6
$K_\Phi=1$	$K_c=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
	$K_c=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$K_c=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$K_\Phi=0$	$K_c=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$K_c=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$K_c=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table. IV.2 Table de commutation avec vecteurs nuls selon Takahashi avec comparateur à trois niveaux du couple.

N_i		1	2	3	4	5	6
$K_\Phi=1$	$K_c=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$K_c=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
$K_\Phi=0$	$K_c=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$K_c=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Table. IV.3 Table de commutation avec vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.

N_i		1	2	3	4	5	6
$K_\Phi=1$	$K_c=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$K_c=0$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$K_\Phi=0$	$K_c=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$K_c=0$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table. IV.4 Table de commutation avec vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.

Selon les tables de commutation on a les cas suivants:-

- Si $K_\phi = 1$ et $K_c = 1$ (erreurs positives) on sélectionne le vecteur \bar{V}_i augmentant le flux et le couple.
- Si $K_\phi = 1$ (erreur positive) et $K_c = 0$ (erreur négative), on sélectionne le vecteur \bar{V}_i augmentant le flux et diminuant le couple.
- Si $K_\phi = 0$ (erreur négative) et $K_c = 1$ (erreur positive), on sélectionne le vecteur \bar{V}_i diminuant le flux et augmentant le couple.
- Si $K_\phi = 0$ et $K_c = 0$ (erreurs négatives) on sélectionne le vecteur \bar{V}_i diminuant le flux et le couple.

L'utilisation des vecteurs de tension nuls \bar{V}_0 et \bar{V}_1 permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur. Pour les faibles vitesses, puisque le couple est proportionnelle à l'angle δ entre les vecteurs du flux statorique et rotorique, on force δ à changer rapidement en choisissant un vecteur tension non nul qui fait tourner le flux statorique assez rapidement que possible par rapport au flux rotorique. Donc à des faible vitesses on choisi le tableau (VI.4) sans vecteurs nuls, tandis qu'à des vitesse élevés on choisi la table avec vecteurs nuls. Dans le cas ou le moteur tourne dans les deux sens de rotation on choisi les tables (VI.2) (VI.3).

8. RÉGULATEUR DE VITESSE

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel représenté par la figure suivante (IV.9):

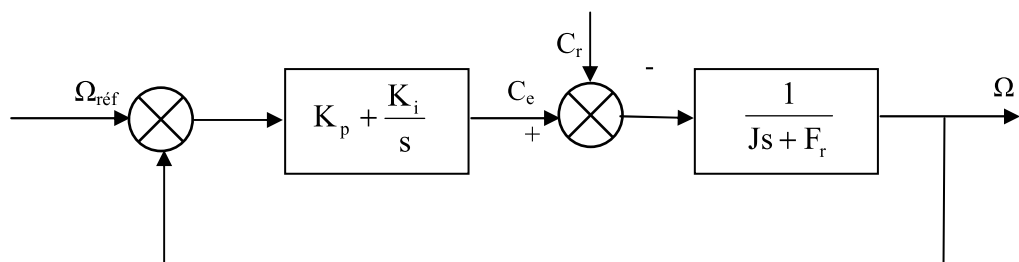


Fig. IV.9. Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{IV.18}$$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace:

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + F_r} [C_e(s) - C_r(s)] \quad (IV.19)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors ($C_r(s)=0$):

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \left(\frac{K_p + F_r}{K_i}\right) s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (IV.20)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du deuxième ordre, sa fonction de transfert en boucle fermée en négligeant les frottements est donnée par :

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (IV.21)$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système du second ordre est donné par l'expression suivante :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) s + 1} \quad (IV.22)$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \tau \quad (IV.23)$$

ω_n : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

τ : Constant de temps associée au régulateur (PI)

Pour un amortissement critique ($\xi=1$), on obtient :

On aura :

$$K_p = \frac{4J}{\tau} ; \quad K_i = \frac{4J}{\tau^2} ; \quad K_p = K_i \tau \quad (IV.24)$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivantes:

$$K_p=1.7 \quad K_i=102.45$$

Le réglage PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brutal de cette dernière. Le dépassement peut être amorti, en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

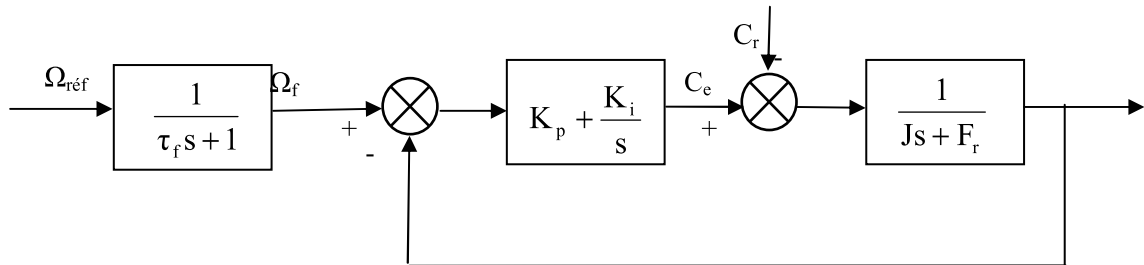


Fig.IV.10. le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par :

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{réf}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \tag{IV.25}$$

τ_f : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc on peut choisir $\tau_f = 0.0083$

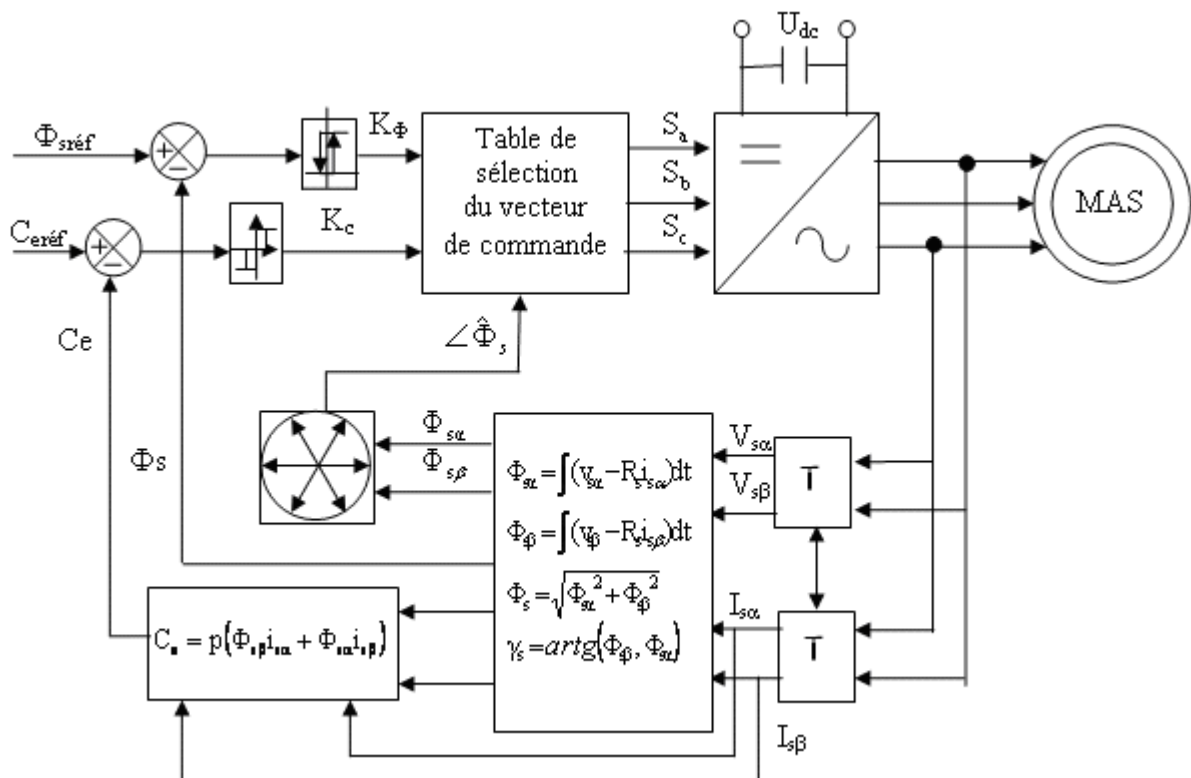


Fig. IV.11. Schéma de la structure générale de la commande directe du couple d'un MAS

9. RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE PAR DTC DU MAS

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par le vecteur de commande élaborée par la DTC. Nous avons pris une bande d'hystérésis pour le correcteur de flux de 0.01 [Wb], et une bande d'hystérésis pour le correcteur de couple de 0.01 [Nm] et une période d'échantillonnage de 10 μ s. Nous avons utilisé la table de sélection (IV.2) avec vecteurs nuls.

9.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide, en charge et on a inversé le sens de rotation pour une vitesse de référence de (150 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=10$ Nm) appliqué à l'instant $t=0.5$ sec. en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. La régulation de la vitesse est obtenue par un régulateur de type (PI).

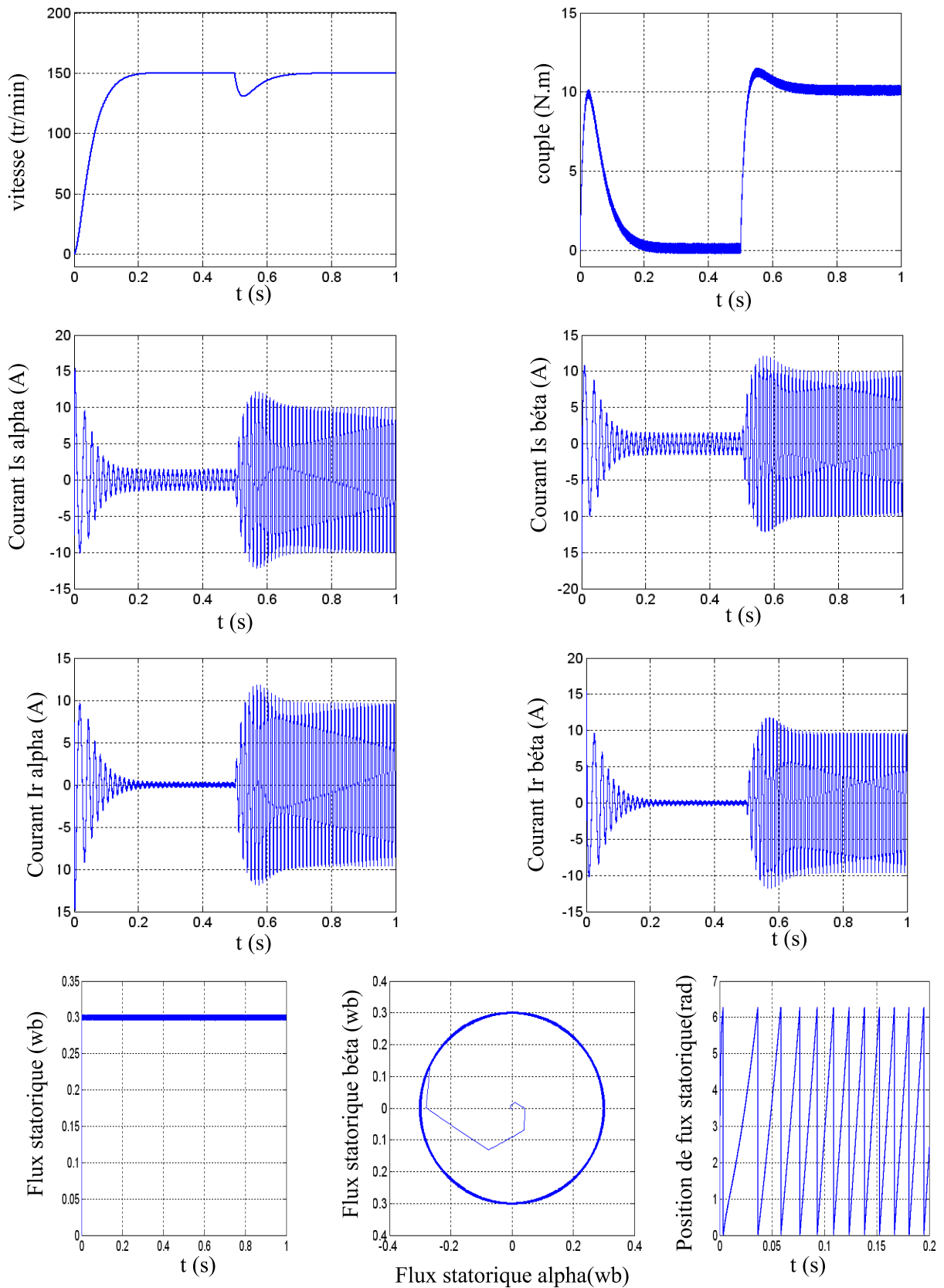


Fig.IV.12. Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10 N.m à $t = 0.5$ sec

9.2. Démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de +80 à -80 rad/sec, à partir de l'instant $t=0.5$ sec

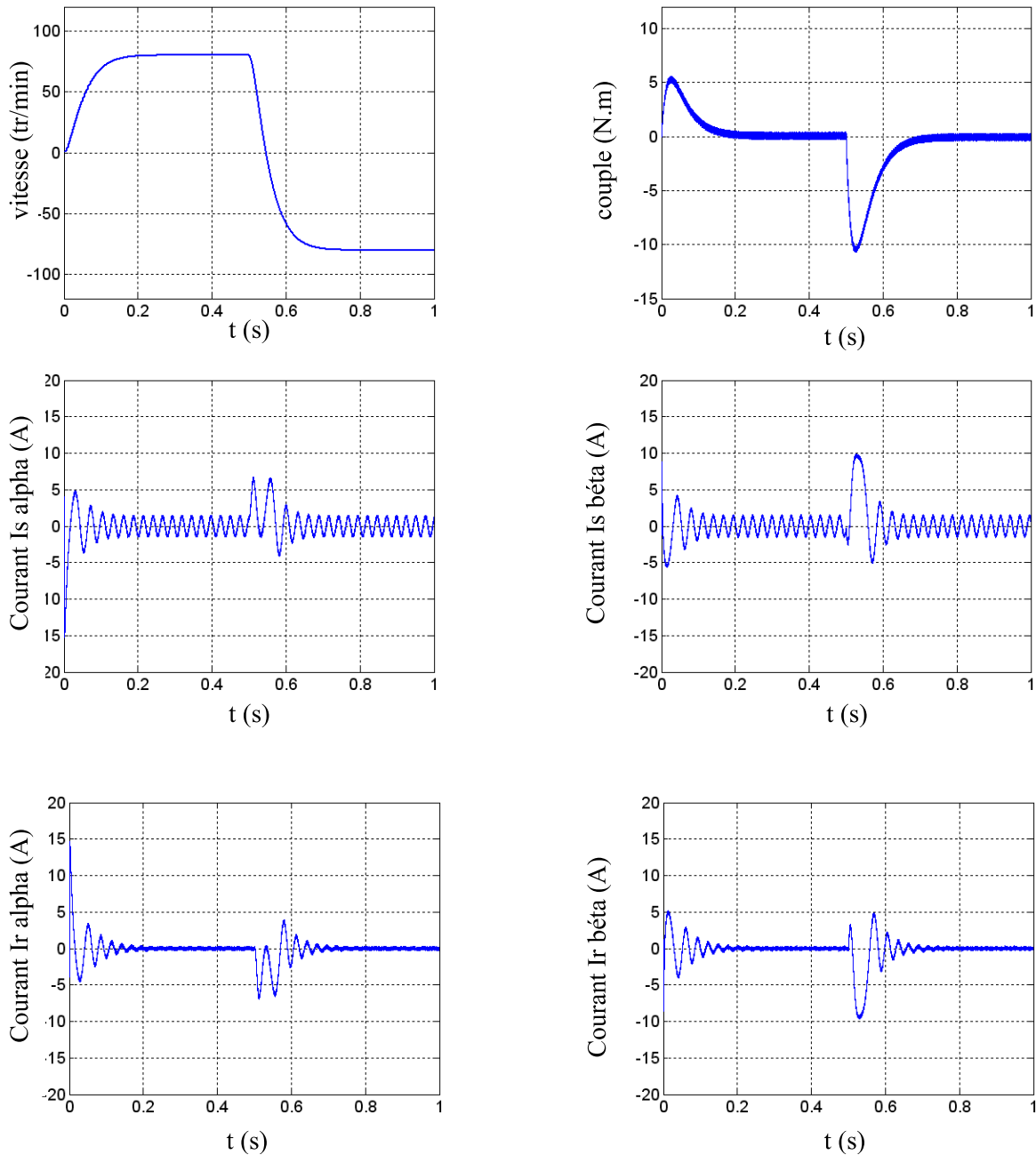


Fig.IV.13. Résultats de simulation de DTC pour inversion de sens de rotation à $t=0.5$ s

Les résultats de simulation montrent les performances de cette régulation (voir (Figures IV.12 - IV.13)). On constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Au démarrage, Les courants de phase statorique et rotorique présentent un pic d'ondulation au démarrage puis il se stabilise à une amplitude pratiquement constante et le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée (10Nm) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A $t=0.5$ (s) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à (10Nm), le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence. Les courants de phase statorique et rotorique présentent une augmentation d'amplitude On remarque bien que la boucle de vitesse accélère rapidement la vitesse du champ, ce qui fait que le flux change de secteur dans des temps plus courts, cela justifie la réduction de la bande de fluctuation du flux et du couple en présence d'un régulateur de vitesse.

10. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliquée au moteur asynchrone. On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MAS alimenté par un onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présentent des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes.

CONCLUSION GENERALE

Le travail, dans le cadre de ce mémoire, a permis d'élaborer l'étude détaillée de la commande directe de couple *DTC* de la machine asynchrone et l'amélioration par son réglage de vitesse. C'est une commande qui présente de hautes performances par rapport aux autres techniques de commandes classiques.

Les volets principaux de ce mémoire peuvent être résumés comme suit :

La première partie de ce travail ont vu la constitution principal de la machine asynchrone et expliqué le principe de fonctionnement de cette machine et donne les avantages et problèmes posés et les différentes types de démarrage .

La seconde partie du travail est l'étude de la modélisation par la transformation de PARK, avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces derniers dépendent du positionnement de repère de PARK. Le modèle de la machine a été écrit lié au choix des sorties du modèle et du référentiel de travail.

Dans le troisième chapitre, on a étudié le convertisseur de fréquence et sa commande à savoir la MLI sinusoïdale, et on a montré les performances de la MLI sinusoïdale à partir d'une étude détaillé et les résultats de simulation.

Dans la dernière partie, nous avons exposé les principes du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et le couple.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE À INDUCTION

PARAMETRES

$R_s = 10 \Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance du rotor
$l_s = 0.4642 H$	Inductance du stator
$l_r = 0.4612 H$	Inductance du rotor
$M = 0.4212 H$	Inductance Mutuelle
$J = 0.02 Kg.m$	Moment d'inertie
$f = 0 SI$	Coefficient de frottement
$C_n = 5 N.m$	Couple nominal
$P = 2$	Nombre de paire de pôle.
$P_n = 4 kw$	Puissance nominale

Bibliographie

- [1] M. L. Doumbia, G. Roy, V. Rajagopalon, « An Integrated Solution for Electrical Drive Systems With Matlab/Simulink. » International Symposium on Industrial Electronics, 1997.
- [2] F.Barret, « Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques. » Collection des études de recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [3] J-P.Caron, J-P.Hautier, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. » Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [4] O.ONDEL, "Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, France,2006 .
- [5] J-P.Caron, J-P.Hautier, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. » Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [6] H.TAMRABET, "Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [7] S.ZAIDI, "Commande non linéaire du moteur à induction", Thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [8] H.RADOUANE H.MOHAMED «Commande vectorielle de machine asynchrone» thèse de fin d'études El Harrach Alger,2007.
- [9] A.AMEUR,«Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machines asynchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants »thèse de magister, Univ Batna, octobre2005.
- [10] B.MALIKA «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple DTC D'une machine asynchrone» thèse de magister, Univ Batna.
- [11] A.ELBACHA M.T.LAMCHICH M.CHERKAOUI «Contrôle directe de couple d'une machine synchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballemeny » Univ Marrakech.
- [12] K.MAROUANI A.KHELOUI «Influence de la stratégie de commutation sur les performances de la commande directe du couple d'une machine asynchrone» UER Electrotechnique, Ecole Militaire Polytechnique, Bordj-el-Bahri, Alger.