

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. MIRA-BEJAIA



Faculté de technologie
Département génie électrique

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de master

Filière : électrotechnique

Spécialité : électrotechnique industrielle

Thème

Commande DTC-prédictive d'un moteur asynchrone triphasé

Présenté par :

Mr. AINSERI Tarik
Mr. BOUHOUÏ Lotfi

Encadré par :

Mr. OUARI Kamel

Membres du jury:

Présidente : Mme K. RAHRAH

Examinatrice : Mme R. ABDELLI

Année Universitaire : 2019/2020

REMERCIEMENTS



Remerciements

Après avoir rendu grâce à dieu, nous ne saurions au terme de ce travail nous empêcher

d'adresser notre profonde gratitude à tous ceux qui ont eu la bonté et la patience de satisfaire notre curiosité et qui ont apporté leur

Contribution et soutien afin d'aboutir à ce présent travail. Nous tenons à remercier particulièrement :

❖ Mr K. OUARI

Pour son bon encadrement, sa disponibilité, ses conseils fructueux et ses remarques pertinentes pour la pérennité de cet écrit.

Nous remercions par la même occasion Mr ATROUNE et

Mr F. TAZERART pour leur aide et leur soutien inconditionnel.

Nous tenons aussi à remercier profondément tous les enseignants du département de génie électriques qui nous ont donné de leurs savoir et nous ont soutenu tout au long de notre parcours universitaire.

Que les membres du Jury trouvent aussi nos hautes considérations pour avoir accepté d'évaluer notre travail dont leurs jugements nous seraient certainement d'un grand profit

Nous ne pourrions clore ces remerciements sans une pensée très personnelle aux membres de nos familles respectives pour l'incalculable soutien moral et les nombreux encouragements qu'on a toujours reçu de leur part. Puissent-ils être fiers de nous.

DEDICACES

Dédicaces

*Je dédie ce travail à mes très chers parents pour leurs soutiens
inconditionnels.*

Puisse Dieu, vous procurer santé, bonheur et prospérité.

*A mon frère Tawfik et mes sœurs Thiziri et Lydia qui m'ont
supporter et ont toujours été là pour moi.*

*A tout les membres de ma famille ma grand-mère mes cousins et
cousines a mes tantes et mes oncles.*

*A tous mes amis(es) particulièrement, A/ghani et Kouceïla comment je
pourrai ne pas vous citer car vous avez été là quand j'en avez le plus
besoin, et a vous mes amis Massi, Idir, Ishak, Massil, Yacine, Abid et
Celia.*

*A mon binôme et ami Lotfi, pour son dévouement, sa patience et sa
compréhension tout au long de ce projet.*

Tarík

Dédicaces

*Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie,
Je dédie ce modeste travail*

A ma mère.

A mon père.

A mon frère

A toute ma famille.

A mes féaux amis (chacun à son nom).

*A mon binôme et ami TARIK, pour sa patience et sa compréhension
tout au long de ce projet.*

B.Lotfi

NOTATIONS ET ABBREVIATIONS

MAS	: Moteur Asynchrone symétrique ;
DTC	: Direct Torque Control ;
IGBT	: Transistor (Insulated Gate Bipolar Transistor);
GTO	: Thyristor (Gate Turn-Off Thyristor);
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion ;
Ccpl	: Contrôleur du couple ;
Cflx	: Contrôleur du flux ;
MPC	: Acronyme de Model predictive control ;
PI	: Commande proportionnelle, intégrale ;
PID	: Commande proportionnelle, intégrale, dérivée ;
CNP	: Commande non linéaire prédictive ;
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_s	: L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;
M_r	: L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques ;
M_{sr}	: L'inductance mutuelle stator par apport au rotor et M_0 est sa valeur maxi ;
M_{rs}	: L'inductance mutuelle rotor par apport au stator ;
V_{sabc}, V_{rabc}	: Les tensions triphasées statoriques et rotoriques ;
i_{sabc}, i_{rabc}	: Les courants triphasés statoriques et rotoriques
Φ_{sabc}, Φ_{rabc}	: Les flux triphasés à travers les enroulements statoriques et rotoriques ;
$S_a, S_b, S_c, S'_a, S'_b, S'_c$: Variable logique correspondant à l'état des interrupteurs de l'onduleur ;
α	: Écart angulaire électrique entre une phase du stator et celle du rotor ;
P	: Nombre de paire de pôles ;

θ	: Écart angulaire mécanique telle que $\alpha = P\theta$;
Ω	: Vitesse angulaire de rotation ;
ω	: Vitesse angulaire électrique telle que $\omega = P\Omega$;
$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Pulsation des courants statoriques (rad/s).
$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Pulsation des courants rotoriques (rad/s).
ω_a	: Pulsation propre (rad/s).
C_{em}	: Couple électromagnétique ;
J	: Moment d'inertie du rotor ;
$[P(\theta)]$: Matrice de passage Park ;
θ_s	: Angle électrique forme par l'axe direct d et l'axe de phase a du stator ;
θ_r	: Angle électrique que forment l'axe direct d et l'axe de phase a du rotor ;
L_s	: Inductance cyclique du stator ;
L_r	: Inductance cyclique du rotor ;
L_{s0}	: Inductance cyclique homo polaire du stator ;
L_{r0}	: Inductance cyclique homo polaire du rotor ;
C_r	: Couple résistant;
$V_{A0} V_{B0} V_{C0}$: Les tensions entrées de l'onduleur ;
$V_{AN} V_{BN} V_{CN}$: Les tensions sorties de l'onduleur ;
ϕ_s	: Flux statorique ;
ϕ_r	: Flux rotorique ;
T_e	: Période d'échantillonnage ;
V_s	: Vecteur tension ;
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$: Flux statorique alpha et beta ;
E	: Tension continu ;

$\mathbf{S}_a, \mathbf{S}_b, \mathbf{S}_c$: Variable logique correspondant à l'état des interrupteurs de l'onduleur ;

ε : Erreur ;

$\Delta\phi_s$: Bande d'hystérésis du correcteur flux ;

\mathfrak{J} : Fonction de coût pour la commande prédictive ;

τ_r : Temps de prédiction ;

L_f, G_f : Dérivée de lie ;

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale..... 1

Chapitre I : Machine asynchrone : modélisation et différentes techniques de commande

I.1 Introduction.....	3
I.2 Constitution et fonctionnement de la machine asynchrone	3
I.2.1 Constitution de la machine asynchrone	3
I.2.2 Principe de fonctionnement.....	4
I.3 Modélisation de la machine asynchrone	5
I.3.1 Présentation de la machine	5
I.3.2 Hypothèses simplificatrices.....	6
I.3.3 Équations générales de la MAS dans le repère triphasé.....	6
I.3.3.1 Équations électriques	6
I.3.3.2 Équations magnétiques	7
I.3.4 Équations générales de la MAS dans le repère diphasé (d,q)	8
I.3.4.1 Transformation de PARK.....	8
I.3.4.2 Équations électriques	10
I.3.4.3 Équations magnétiques	11
I.3.5. Choix du référentiel.....	12
I.3.5.1. Référentiel lié au stator	13
I.3.5.2. Référentiel lié au rotor	13
I.3.5.3. Référentiel lié au champ tournant.....	13
I.3.6. Couple électromagnétique	14
I.4 Modélisation de l'alimentation de la MAS	15
I.4.1 Modélisation du redresseur triphasé.....	15
I.4.2 Modélisation du filtre	16
I.4.3 Onduleur (Convertisseur continue-alternative)	16
I.4.3.1 Onduleur de tension.....	16
I.4.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension	16
I.4.3.3 Commande de l'onduleur de tension	19
I.5 Simulation et interprétation des résultats	19
I.5.1 Simulation du fonctionnement de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink.....	19

I.5.2 Simulation de l'ensemble MAS-Onduleur (commande MLI)	20
I.6 Techniques de Commande de la machine	22
I.6.1 Commande scalaire	22
I.6.2 Commande vectorielle à flux orienté (FOC)	22
I.6.3 Commande directe de couple (DTC)	23
I.7 Conclusion	23

Chapitre II : Commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone

II.1 Introduction	24
II.2 Principe de la commande DTC.....	24
II.2.1 Les avantages de la commande DTC.....	24
II.2.2 Les inconvénients de la commande DTC	25
II.3 Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique	25
II.3.1 Principe de contrôle du couple électromagnétique	25
II.3.2 Principe de contrôle du vecteur flux statorique	25
II.4 Choix du vecteur tension V_s	27
II.5 Estimation du flux statorique.....	28
II.6 Estimation du couple électromagnétique.....	28
II.7 Elaboration des contrôleurs	29
II.7.1 Contrôleur du flux statorique	29
II.7.2 Contrôleurs du couple électromagnétique.....	29
II.7.2.1 Contrôleur du couple à deux niveaux.....	29
II.7.2.2 Contrôleur du couple à trois niveaux	30
II.8 Elaboration de la table de commande.....	30
II.8.1 Table de commande du flux.....	31
II.8.2 Table de commande du couple.....	31
II.9 Résultats de simulation.....	32
II.9.1 Robustesse de la commande DTC vis-à-vis de la variation du sens de rotation et à l'application d'une charge.	35
II.10 Conclusion	37

Chapitre III : Commande prédictive de la machine asynchrone

III.1 Introduction	38
III.2 La commande prédictive	38
III.2.1 Avantages de la commande prédictive	39
III.2.2 Inconvénients de la commande prédictive	39
III.3 Méthodes de contrôle prédictif.....	39
III.4 Stratégie de la commande prédictive.....	40
III.5 La commande prédictive non linéaire	40
III.5.1 Application de la loi de commande prédictive non linéaire au moteur asynchrone ..	41
III.6 commande prédictive non linéaire en cascade	44
III.6.1 Commande prédictive non linéaire multivariable (boucle interne)	44
III.6.2 Commande prédictive non linéaire multivariable (boucle externe)	46
III.7 Conclusion.....	47
Conclusion générale	48

Annexes

Références bibliographiques

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1. Machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil	3
Figure I.2. Machine asynchrone à rotor bobiné.....	4
Figure I.3. Représentation schématique d'un modèle triphasée de la machine asynchrone dans l'espace électrique	5
Figure I.4. Schéma de la transformation physique d'équivalence	8
Figure I.5. Repérage angulaire des systèmes d'axes des différents repères.....	9
Figure I.6. Schéma de principe de convertisseur statique	15
Figure I.7. Représentation d'un redresseur triphasé à diode	15
Figure I.8. Représentation d'un filtre " $L_f C_f$ "	16
Figure I.9. Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	17
Figure I.10. Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=8Nm$ à $t=1sec$)	20
Figure I.11 Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=8Nm$ à $t=1sec$).....	21
Figure I.12. Schéma classique de la commande scalaire avec contrôle du rapport V/f	22
Figure I.13. Schéma du contrôle direct à flux rotorique orienté	23
Figure I.14. Structure générale de la commande DTC.....	23

Chapitre II

Figure II.1 Schéma structurel de la DTC	24
Figure II.2 Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $\vec{V}_s = \vec{V}_3$	26
Figure II.3 Choix du vecteur tension.....	27
Figure II.4 Contrôleur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions	29
Figure II.5 Contrôleur du couple à trois niveaux	30
Figure II.6 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	32

Figure II.7 Réponse du flux dans le plan (α, β).....	33
Figure II.8 Réponse du couple électromagnétique.....	33
Figure II.9 Réponse de la vitesse.....	34
Figure II.10 Réponse des courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ respectivement	34
Figure II.11 Allure des flux statorique	34
Figure II.12 Allure des couples	35
Figure II.13 Allure du flux statorique dans le plan (α, β)	36
Figure II.14 Allure des flux statoriques.....	36
Figure II.15 Allure de la vitesse	36
Figure II.16 Allure des courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$	37

Chapitre III

Figure III.1 Philosophie de la commande prédictive.....	40
---	----

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre II

Tableau II.1 Table de commutation généralisée	30
Tableau II.2 Table de commande du flux.....	31
Tableau II.3 Table de commande du couple	31
Tableau II.4 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls	31
Tableau II.5 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls	32



INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

La machine asynchrone, appelée machine à induction, est la machine la plus utilisée en industrie, une structure de machine simple, robuste et bon marché par rapport aux autres machines (machine à courant continu, machine synchrone) pour des applications similaires. Par contre, son contrôle qui est un procédé compliqué à commander exige des algorithmes de contrôle complexes vu sa structure très complexe (système non linéaire multi variables fortement couplées). En plus, certaines de ses variables d'état sont inaccessibles aux mesures directes (flux rotorique).

Les progrès de l'informatique, de l'électronique de puissance et de l'automatique, ont provoqué d'importants changements dans la conception des systèmes de commande/régulation. Ce développement a poussé plusieurs laboratoires d'électrotechnique et d'automatique de recherche vers des structures de commande beaucoup plus évoluées basées sur des méthodes d'automatique à savoir la commande par orientation du flux, la commande vectorielle, la commande non linéaire et la commande directe du couple (DTC). Ce dernier constituant représente le cœur de notre travail.

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite au milieu des années 1980 par TAKAHASHI. 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. [1]

Une nouvelle méthode à haute qualité de contrôle pour les moteurs électriques sera présentée, cette dernière est basée sur la commande prédictive. Cette méthode a été inventée par un Français, J. Richalet, en 1978 et généralisée par D.W. Clarke en 1987 le concept du control est basé sur le calcul du comportement futur du système dans le but d'utiliser ces informations dans le calcul des valeurs optimales des variables actuelles. Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles. L'application de la commande prédictive dans le domaine des commandes numériques a donné des bons résultats en termes de rapidité et de précision.[2]

L'objectif de ce mémoire consiste à donner une investigation de la machine asynchrone sur le plan de sa modélisation et sa linéarisation par l'application d'une commande soit avec la technique DTC ou par la méthode prédictive de la MAS.

Afin d'atteindre l'objectifs fixé, le présent mémoire sera structuré comme suit :

Dans le premier chapitre on donne l'état de l'art tout en présentant les éléments constituant la machine asynchrone triphasée, ainsi qu'une modélisation de la MAS et son alimentation accompagnée des différentes techniques de commande.

Dans le deuxième chapitre, on présente d'une façon sommaire les fondements de la technique « Commande DTC ». Les avantages et les inconvénients de cette technique sont également discutés, accompagnée d'une simulation de cette technique sous MatLab.

Le troisième chapitre est consacré à une autre stratégie de commande de la machine asynchrone, on parle de la commande prédictive, on présente son principe ainsi que ces méthodes de control. Puis la commande prédictive non linéaire sera appliqué au moteur.

Ce travail est clôturé par une conclusion générale, à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus.

CHAPITRE I

I.1 Introduction

Historiquement le dix-neuvième siècle fut l'époque des grandes découvertes en électrotechnique dont les bases fondamentales ont été établies entre 1820 et 1830 par des hommes de science parmi lesquels on se doit de citer : Ampère, Laplace, Ohm, Faraday ; puis plus tard en 1873 Maxwell formalisa les lois de l'électromagnétisme moderne. Mais ce n'est qu'à partir de 1870 que l'électrotechnique industrielle s'affirma notamment grâce à la production d'énergie électrique par les génératrices à courant continu. Ensuite dans les années 1880, furent conçus les alternateurs et les transformateurs polyphasés, les premiers devaient concurrencer et détrôner les génératrices à courant continu pour la production de l'électricité ; en fin les travaux du yougoslave Tesla et de l'Italien Ferrari complétèrent les systèmes à courant alternatifs polyphasés par la conception et la construction des machines d'induction ou machines asynchrones. [3]

I.2 Constitution et fonctionnement de la machine asynchrone

I.2.1 Constitution de la machine asynchrone

La MAS est une Machine électrique tournante réalisant la transformation de la puissance électrique reçue sous forme de courant alternatif en puissance mécanique. Elle est principalement constituée de deux armatures :

- Stator : Armature immobile ; constitué d'une carcasse, à l'intérieur est logé le circuit magnétique ainsi que le bobinage du stator d'une part. elle porte un enroulement triphasé à (p) paire de pôle relié au réseau d'alimentation. Leurs axes magnétiques sont décalés entre eux d'un angle électrique de $2\pi / 3$.
- Rotor : Une armature mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Cette armature peut être de diverses sortes. On distingue deux types :
 - La machine a rotor à cage d'écureuil dont le circuit électrique est formé d'un certain nombre de barres, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux.

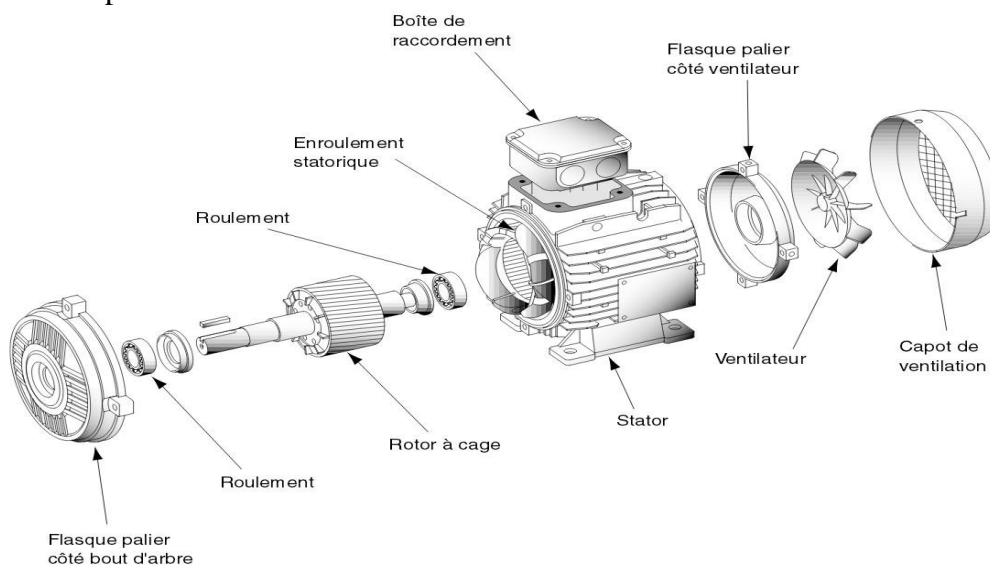


Figure I.1 Machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil.

- La machine a rotor bobiné dont le circuit électrique est identique à celui du stator. Les trois enroulements sont raccordés en étoile à trois bagues sur les quelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et court-circuités pendant le fonctionnement de la machine.

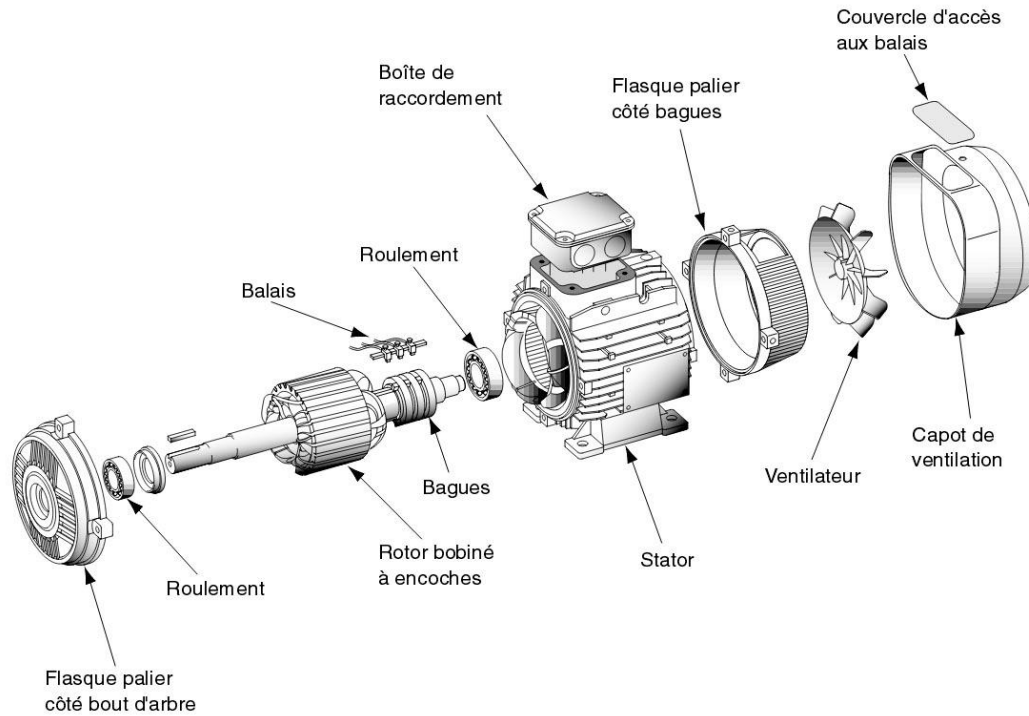


Figure I.2 Machine asynchrone à rotor bobiné.

I.2.2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine repose entièrement sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique ; la machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant ; en effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées crée un champ magnétique tournant à la vitesse N_s , appelée vitesse synchrone.

$$N_s(\text{tr/mn}) = \frac{60f}{p} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

f (Hz) : la fréquence de la tension d'alimentation

p : le nombre de pair de pôles de chacun des enroulements

Les courants statoriques de fréquence f créent un champ tournant à la vitesse synchrone N_s . Ce flux balayant le bobinage rotorique y induit des forces électromotrices. Ce bobinage étant en court-circuit, ces f.é.m. y produisent des courants. C'est l'action du flux tournant statorique sur les courants rotoriques qu'il a lui-même induit qui crée le couple. C'est pour cela que ce moteur est souvent appelé moteur d'induction.

Soumis au champ tournant créé par le stator, les enroulements rotoriques sont le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que soit réduit l'écart de vitesses. De ce fait, selon que N est inférieur ou supérieur à N_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître N ou un couple résistant tendant à réduire N . L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart $(N_s - N)$. C'est pourquoi on caractérise le fonctionnement asynchrone par le glissement g ainsi défini [3] :

$$g = (N_s - N)/N_s \quad (\text{I.2})$$

I.3 Modélisation de la machine asynchrone

I.3.1 Présentation de la machine

Soit une machine asynchrone triphasée, représentée schématiquement sur la figure (I.3), dont le stator est composé de trois bobines identiques d'axes magnétiques OS_a , OS_b et OS_c régulièrement décalées entre eux de $2\pi/3$. S_a est pris comme référence angulaire. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques d'axes magnétiques OR_a , OR_b et OR_c décalés dans l'espace de $2\pi/3$. Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

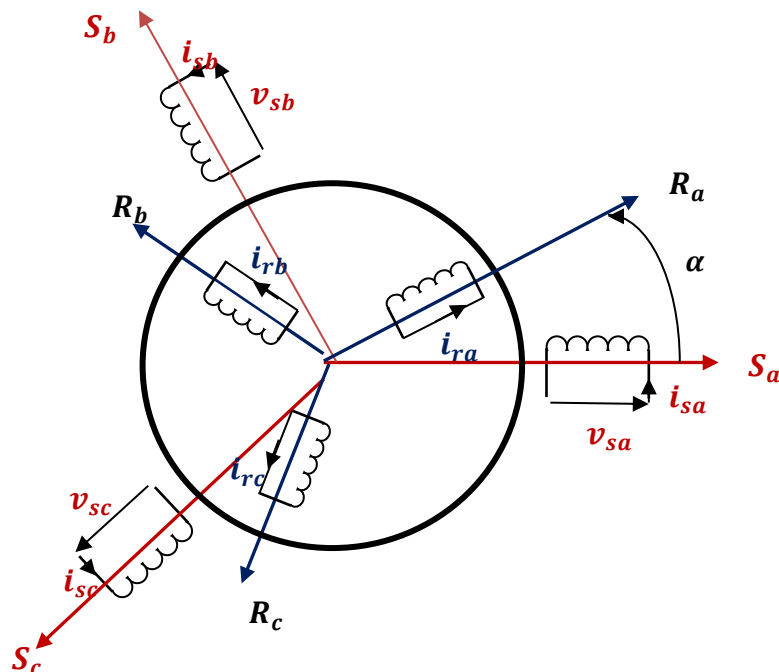


Figure I.3 Représentation schématique d'un modèle triphasé de la machine asynchrone dans l'espace électrique

I.3.2 Hypothèses simplificatrices

La machine électrique est prodigieusement complexe, Le modèle de la machine asynchrone sera établi en tenant compte d'un certain nombre de base suivantes : [4]

- ✓ L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- ✓ Entrefer constant, l'effet des encoches négligeable.
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice sinusoïdale.
- ✓ La parfaite symétrie de la machine.
- ✓ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (les pertes par hystérésis et courants de Foucault sont négligeables).
- ✓ On néglige l'effet de peau.
- ✓ La constance des résistances statoriques et rotoriques par rapport à la température.

I.3.3 Équations générales de la MAS dans le repère triphasé

Dans ces conditions, considérant que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

I.3.3.1 Équations électriques

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure (Fig. 1.3) donne les équations de tension comme suit : [3]

$$\text{Au stator} \quad \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Sous forme condensé :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.4})$$

$$\text{Au rotor} \quad \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Sous forme condensé :

$$[V_{rabc}] = [0] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.6})$$

Avec :

V_{sabc}, V_{rabc} : Les tensions triphasées statoriques et rotoriques respectivement.

i_{sabc}, i_{rabc} : Les courants triphasés statoriques et rotoriques respectivement.

Φ_{sabc}, Φ_{rabc} : Les flux triphasés à travers les enroulements statoriques et rotoriques respectivement.

R_s, R_r : Résistance d'une phase statorique et d'une phase rotorique respectivement

I.3.3.2 Équations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine ; elles s'écrivent comme suit : [3]

$$\text{Au stator :} \quad [\Phi_{sabc}] = [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.7})$$

$$\text{Au rotor :} \quad [\Phi_{rabc}] = [L_r] [i_{rabc}] + [M_{sr}]^T [i_{sabc}] \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

*Par raison de réciprocité mutuelle $[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$

Finalement les équations de tensions deviennent :

Pour le stator : (Sous forme condensé)

$$[V_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{I.9})$$

Pour le rotor : (Sous forme condensé)

$$[V_{rabc}] = [0] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}]) \quad (\text{I.10})$$

Avec :

l_s, l_r : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique respectivement
 M_s, M_r : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques respectivement.

M_{sr}, M_{rs} : Inductance mutuelle stator par apport au rotor et l'inductance mutuelle rotor par apport au stator.

I.3.4 Équations générales de la MAS dans le repère diphasé (d,q)

I.3.4.1 Transformation de PARK

Le système d'équations dans le repère (a b c) est à coefficients variables dans le temps. Ce qui rend sa résolution complexe et difficile. Afin de simplifier et de réduire les équations du moteur pour obtenir des coefficients constants, la transformée de PARK est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel [6]. Physiquement, cela peut être compris comme la transformation des trois enroulements du moteur à induction en seulement deux enroulements, c'est-à-dire le passage du repère (a b c) vers le repère mobile (d q) comme le montre la figure I.4 afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles. [5]

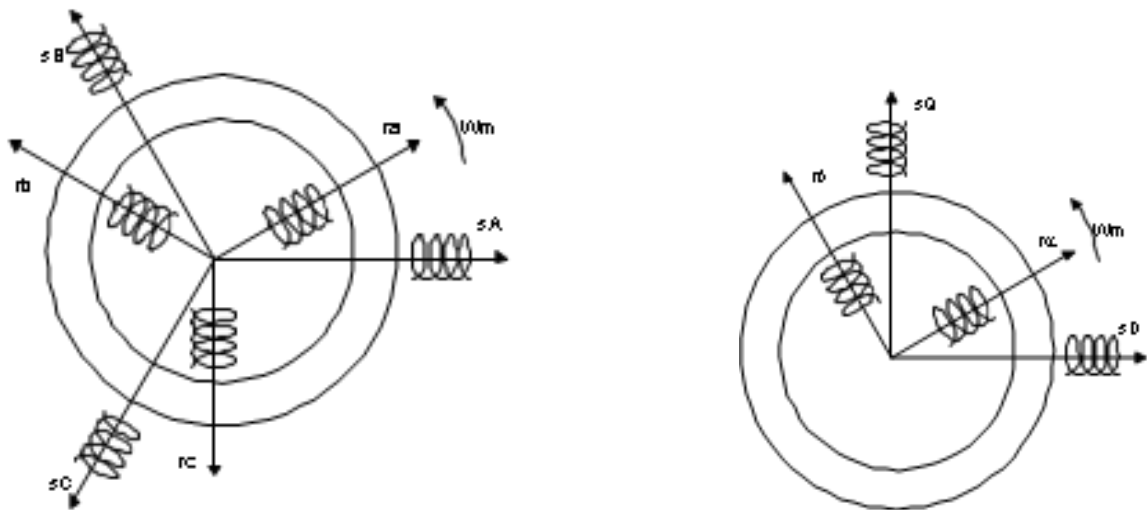


Figure I.4 Schéma de la transformation physique d'équivalence

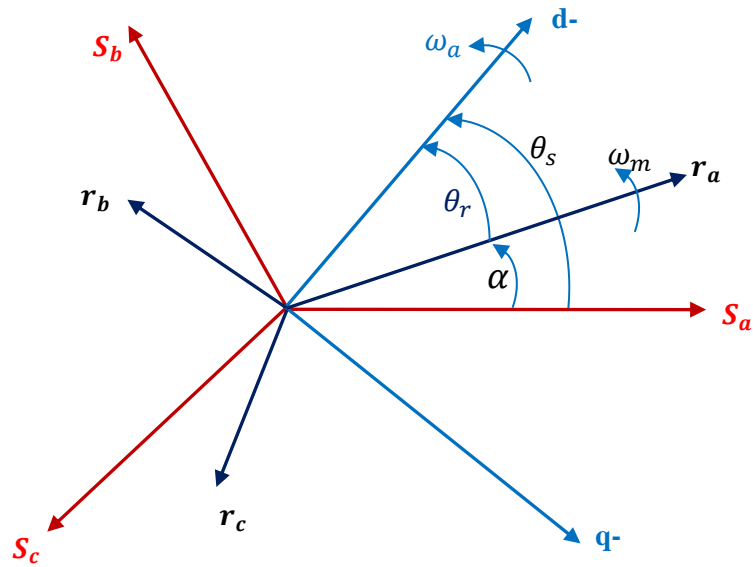


Figure I.5 Repérage angulaire des systèmes d'axes des différents repères

Si X est une grandeur qui peut désigner un courant, un flux ou une tension, On a alors :

$$\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ Xo \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

La transformation de Park est définie par la matrice suivante :

$$[P(\theta)] = k \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Avec :

$$k = \sqrt{\frac{2}{3}} : \text{pour la conservation de puissance}$$

$$k = \frac{2}{3} : \text{pour la conservation des amplitudes}$$

Le passage du modèle triphasé au modèle diphasé de Park s'effectue par l'application des transformées de Park $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$ respectivement aux grandeurs statoriques et aux grandeurs rotoriques.

I.3.4.2 Équations électriques

Afin de définir les équations des tensions au stator et au rotor ramener dans le repère de Park, il suffit de leur appliquer les transformations de Park. [3] [4]

Au stator :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([\Phi_{sabc}]) \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$$[V_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdqo}] \quad (\text{I.14})$$

On aura donc :

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdqo}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{sdqo}]) \quad (\text{I.15})$$

Multiplions à gauche l'équation membre à membre par $[P(\theta_s)]$ nous obtenons :

$$[V_{sdqo}] = [P(\theta_s)] [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{sdqo}]) \quad (\text{I.16})$$

Sachant que :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} [P(\theta_s)] \frac{d}{d\theta_s} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \quad (\text{I.17})$$

Et après un simple calcul de produit matriciel, les tensions s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Au rotor ; une procédure analogue à celle du stator conduit aux équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Compte-tenu de la nullité des composantes homopolaires et sachant que :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega$$

Ces équations (I.18) et (I.19) s'écrivent finalement :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\text{Au rotor : } \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \begin{bmatrix} -\Phi_{rq} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Sous forme condensé :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \Phi_{rd} \end{cases}$$

Avec :

θ : Écart angulaire mécanique telle que $\alpha = P\theta$

Ω : vitesse angulaire de rotation.

ω : vitesse angulaire électrique telle que $\omega = P\Omega$

I.3.4.3 Équations magnétiques

En appliquant la transformée de Park aux flux à travers le stator : [3] [4]

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.22})$$

En remplaçant le flux par son équation, il devient :

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][L_s][i_{sabc}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.23})$$

$$\text{Sachant que : } [i_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}]$$

$$\text{Et } [i_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}]$$

On a alors :

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (\text{I.24})$$

Un long calcul de produits matriciels conduit à ce résultat :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3/2 M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Si la même opération est effectuée pour les flux à travers le rotor on a :

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.26})$$

En remplaçant le flux par son équation on obtient :

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][L_r][i_{rabc}] + [P(\theta_r)][M_{sr}][i_{sabc}] \quad (\text{I.27})$$

En remplaçant les courants par leurs équations on obtient :

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] + [P(\theta_r)][M_{sr}][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] \quad (\text{I.28})$$

Un long calcul de produits matriciels a conduit à ce résultat :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3/2 M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Pour but de simplification on prend :

$L_{ss} = l_s - M_s$: Inductance cyclique du stator.

$L_{rr} = l_r - M_r$: Inductance cyclique du rotor.

$L_{so} = l_s + 2M_s$: Inductance cyclique homo polaire du stator.

$L_{ro} = l_r + 2M_r$: Inductance cyclique homo polaire du rotor.

$M = 3/2M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique du stator par apport au rotor.

Compte-tenu des valeurs nulles des composantes homopolaires des courants statoriques et rotoriques car la machine dont les enroulements sont symétriques est alimentée par un système de tensions triphasées équilibrées, les équations des flux s'écrivent finalement sous cette forme :

$$\text{Au stator :} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{SS} & 0 \\ 0 & L_{SS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

$$\text{Au rotor:} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{rr} & 0 \\ 0 & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

Sous forme condensé :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_{SS} i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_{SS} i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_{rr} i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_{rr} i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

I.3.5. Choix du référentiel

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel dépend du problème à étudier.

I.3.5.1. Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator. Ce référentiel est exploité dans le cas des variations importantes de la vitesse de rotation. Il est caractérisé par :

$$\omega_a = 0 \quad , \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ 0 = R_r i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} + \omega_r \phi_{rb} \\ 0 = R_r i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} - \omega_r \phi_{ra} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

I.3.5.2. Référentiel lie au rotor

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω . Ce référentiel est choisi pour étudier les problèmes durant les régimes transitoires ou la vitesse de rotation est constante. Il est caractérisé par :

$$\omega_a = \omega_s \quad , \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = 0$$

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega_s \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega_s \phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r i_{rx} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = 0 = R_r i_{ry} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

I.3.5.3. Référentiel lie au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par le stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple. Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électrique. Il est caractérisé par :

$$\omega_a = \omega_s \quad , \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega_r)$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (1.35)$$

I.3.6. Couple électromagnétique

L'équation mécanique décrivant le couple en fonction de la vitesse est :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega(t)}{dt} + k f \Omega(t) + C_r \quad (1.36)$$

Avec :

f : Coefficient du frottement visqueux

J : Moment d'inertie du rotor

Ω : La vitesse mécanique = $\frac{\omega}{p}$ (rad/s).

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = \frac{P_{mec}}{\Omega} \quad (1.37)$$

Avec :

P : le nombre de paire de pole rotorique.

Le couple en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques est donné par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_{rr}} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (1.38)$$

Le couple électromagnétique de la machine en fonction des flux et des courants statoriques est donné par l'expression suivante :

$$c_{em} = P (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.39)$$

I.4 Modélisation de l'alimentation de la MAS

Le moteur asynchrone nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique au moteur, cette alimentation est assurée par un convertisseur statique. Ce dernier est un système permettant d'imposer à la machine asynchrone des tensions de phase, dont les fréquences et les amplitudes variables, à partir d'un réseau triphasé de fréquence et amplitude fixes. Il est composé généralement d'un redresseur et d'un onduleur de tension. La Fig.I.6 montre la structure du convertisseur statique

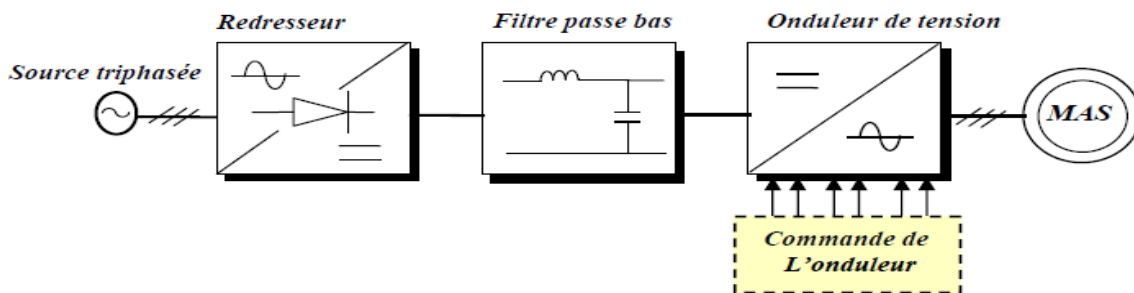


Figure I.6 Schéma de principe de convertisseur statique

I.4.1 Modélisation du redresseur triphasé

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue (AC/DC). Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées. [7]

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

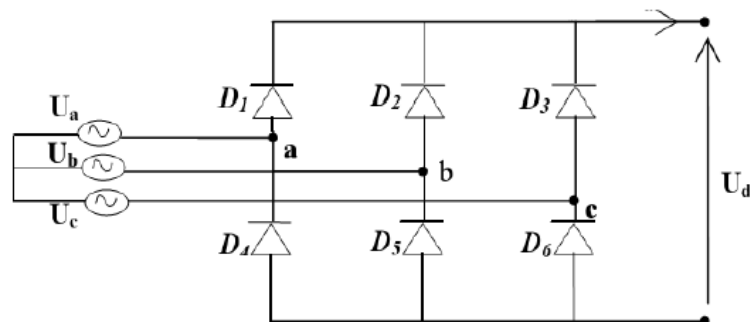


Figure I.7 Représentation d'un redresseur triphasé à diode.

Les tensions simples du réseau triphasé équilibré sont :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin \omega t \\ U_b = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_c = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

I.4.2 Modélisation du filtre

Afin d'éliminer les hautes fréquences et réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, nous insérons à l'entrée de l'onduleur un filtre « LC », celui-ci est schématisé par la fig.I.8

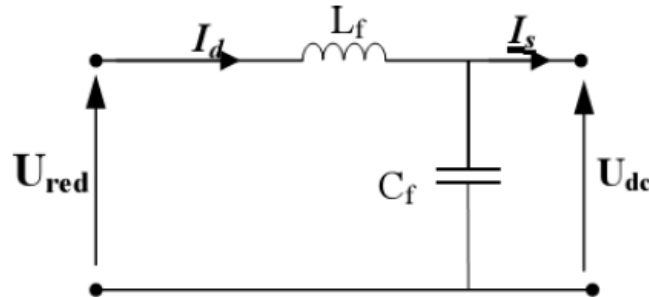


Figure 1.8 Représentation d'un filtre " $L_f C_f$ "

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

I.4.3 Onduleur (Convertisseur continue-alternative)

L'onduleur, qui est un dispositif d'électronique de puissance à base de transistors IGBT ou thyristor GTO, est le cœur de l'organe de commande du MAS. On trouve plusieurs types d'onduleurs classés selon : la source (onduleurs de tension, onduleurs de courant), le nombre de phases (monophasé, triphasé) et le nombre de niveaux (2,3, etc.).

I.4.3.1 Onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. [4]

I.4.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension présenté par la figure I.9, on considère son alimentation comme une source de tension parfaite supposée être constituée de deux générateurs de force électromotrice égale à $E/2$.

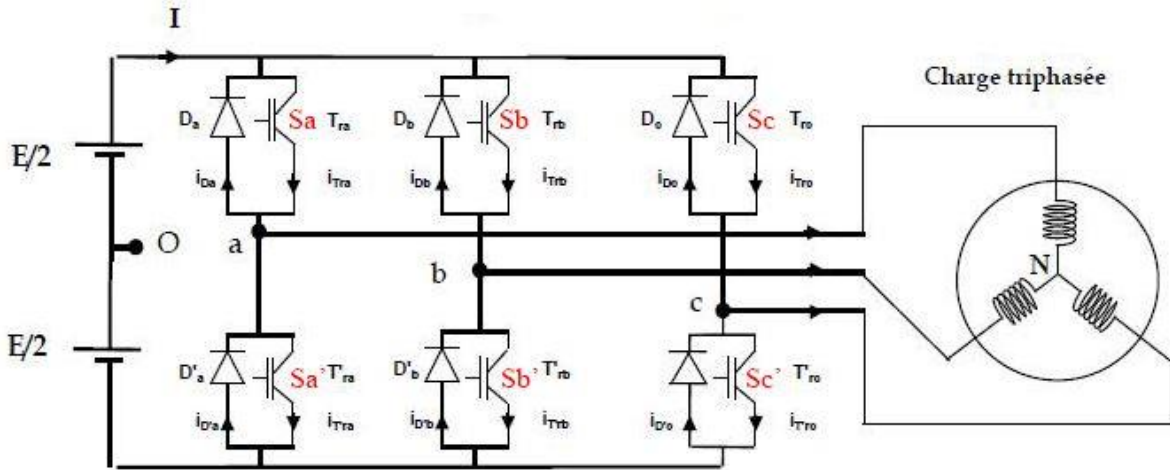


Figure I.9 Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Il est à noter que les interrupteurs d'un même bras ne doivent jamais être fermés simultanément. Chaque interrupteur n'est donc enclenché qu'une seule fois par période, c'est à dire que si : [8]

$$S_i=1, \text{ alors } S_i'=0 \text{ avec } i = a, b, c.$$

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} peuvent être exprimées en fonction des tensions d'entrée V_{ao} , V_{bo} et V_{co} de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : sont les tensions de phase.

V_{no} : La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

Compte tenu de $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ à cause de l'équilibre des phases, on tire de (I.43) :

$$V_{no} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.44})$$

L'injection de (I.44) dans (I.43) permet de déduire le système d'équations suivant reliant les tensions de phase aux bornes de la charge aux tensions d'entrée de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (1.45)$$

On peut écrire les tensions V_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point fictif d'indice « o ».

$$V_{io} = S_i E - \frac{E}{2} \quad \text{Avec } i = a, b, c \quad \begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases}$$

On obtient alors :

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bo} = (S_b - 0.5)E \\ V_{co} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \quad (1.46)$$

En remplaçant (1.46) dans (1.45), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

Donc :

$$V_{abc} = E[T]S_{abc}$$

Avec :

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

$[T]$: Matrice de transfert continu alternatif

I.4.3.3 Commande de l'onduleur de tension

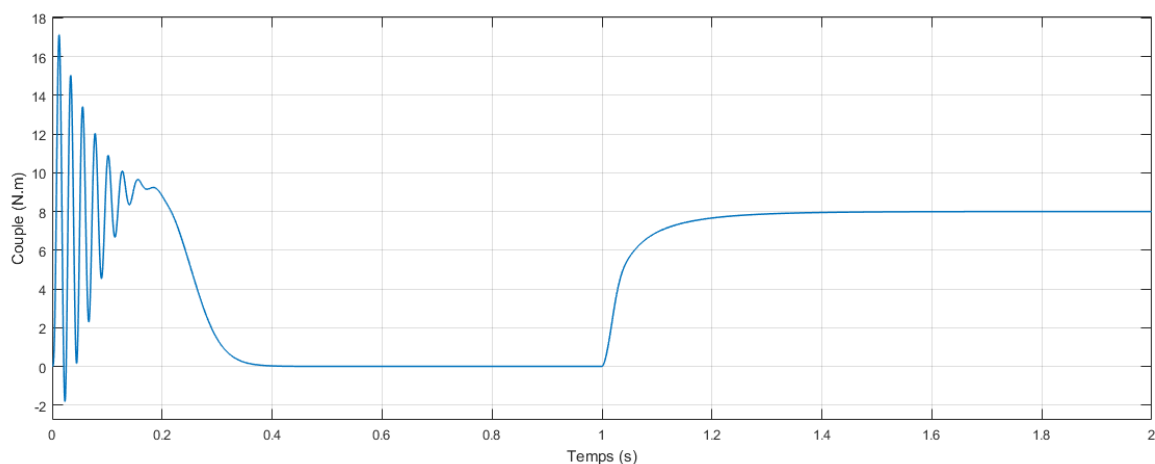
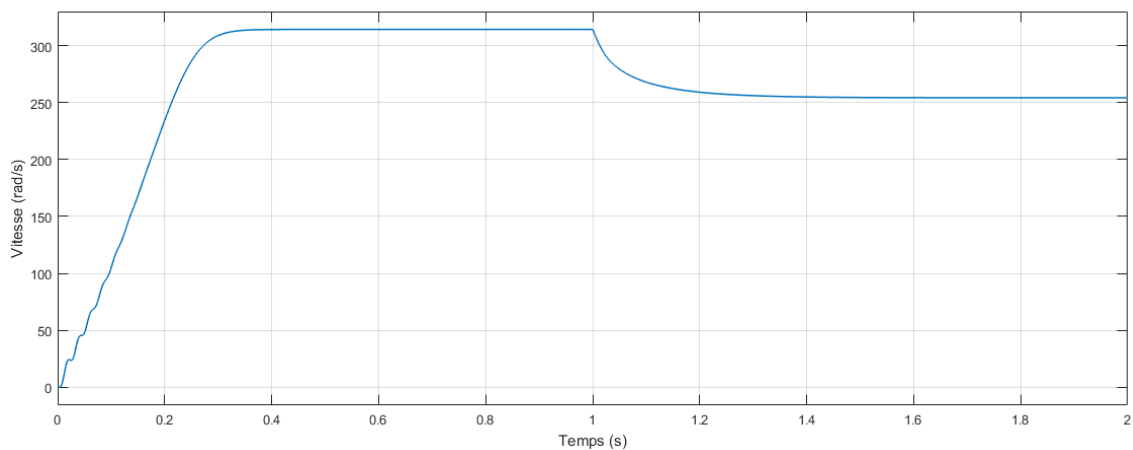
L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Il existe de nombreuses façons pour commander l'onduleur triphasé afin d'obtenir une tension alternative aux bornes de la charge. A titre d'exemple, on cite les techniques de commande les plus considérées :

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

I.5 Simulation et interprétation des résultats

I.5.1 Simulation du fonctionnement de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul. Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par une source de tension sinusoïdale de valeur maximale 220V, et de fréquence 50Hz. Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant de 8 N.m à l'instant 1s. (Les paramètres de la machine sont donnés dans l'Annexe).



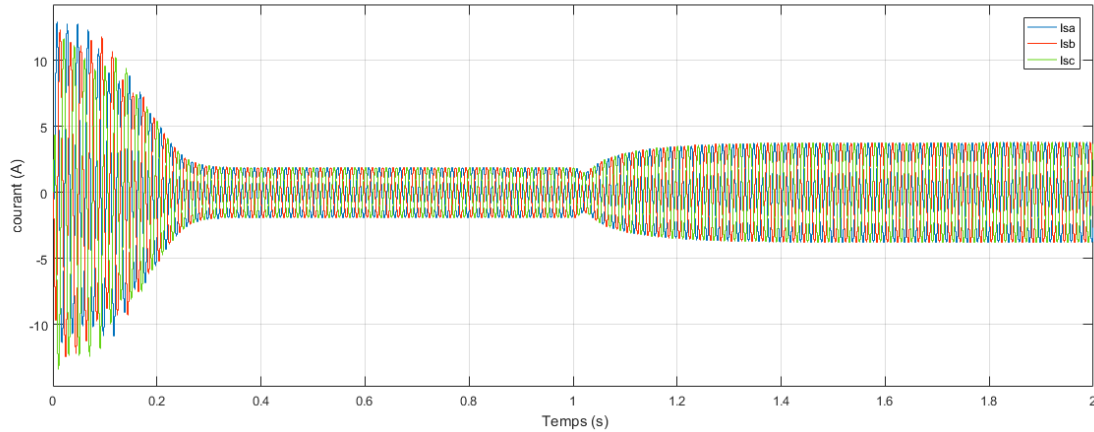


Figure I.10 Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=8Nm$ à $t=1sec$)

❖ Interprétations des résultats :

➤ Pour la vitesse :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 0.3 sec, la vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

A l'instant $t=1$ sec, l'application de la charge se poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

➤ Pour le couple :

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; le couple tend vers zéro après un instant d'environ 0.35 sec. A l'instant $t = 1sec$ l'application de la charge permet de constater que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur du couple résistant appliqué.

➤ Pour le courant statorique :

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale d'environ 12.95A jusqu'à 0.225 sec ; après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 1.9 A l'instant $t = 1sec$, nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.5.2 Simulation de l'ensemble MAS-Onduleur (commande MLI)

Dans ce qui suit, nous visualiserons les différentes allures, de la vitesse, du couple électromagnétique et du courant de l'ensemble onduleur-machine avec une commande MLI.

La figure (I.12) présente les résultats de simulation d'une MAS alimenté par onduleur de tension à deux niveaux en appliquant un couple résistant ($C_r=8Nm$ à $t=1sec$) après un démarrage a vide.

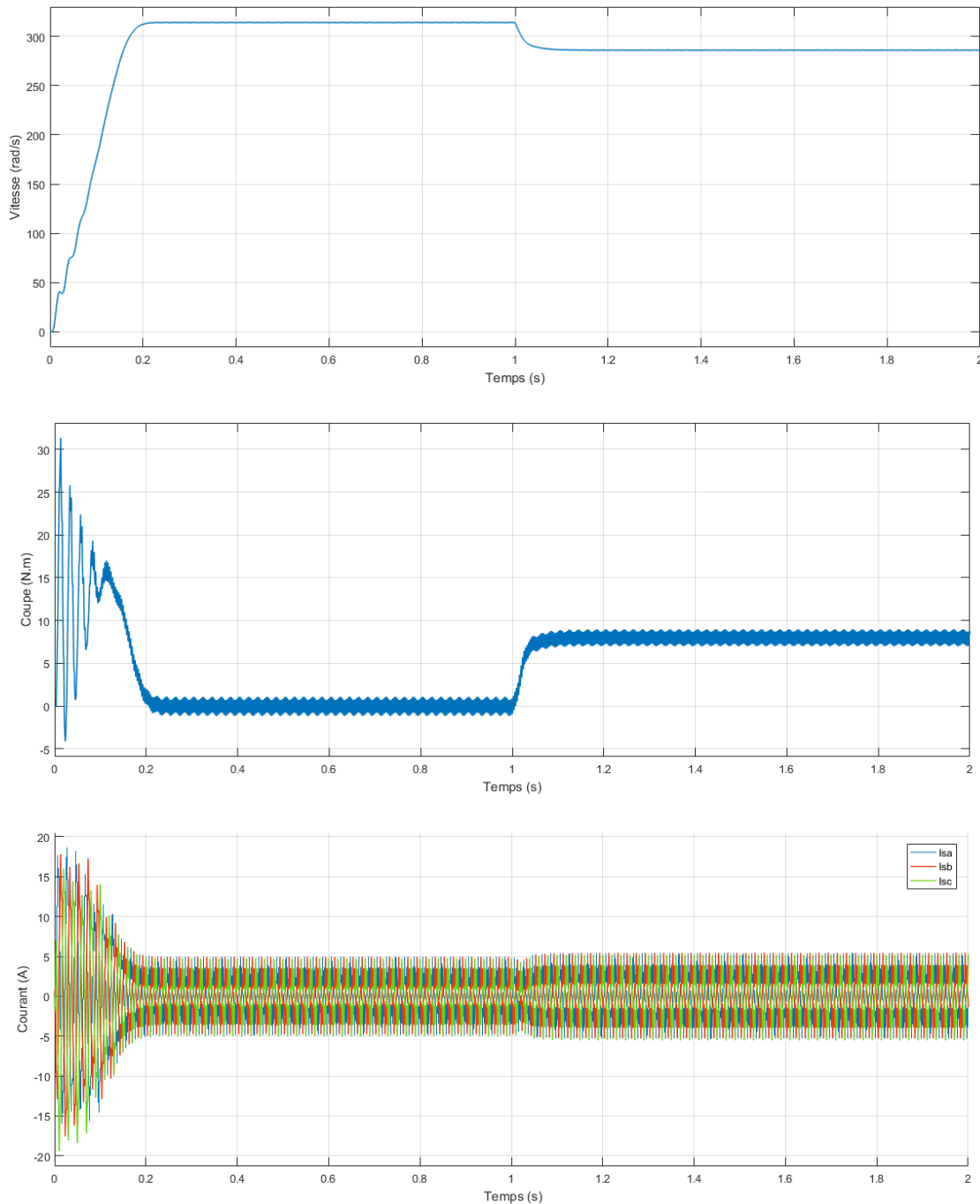


Figure I.11 Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=8$ à $t=1$ sec)

❖ Interprétations des résultats :

Les courbes de la figure (I.11) représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide ($C_r=8$ N.m) de la machine associée à un onduleur de tension.

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

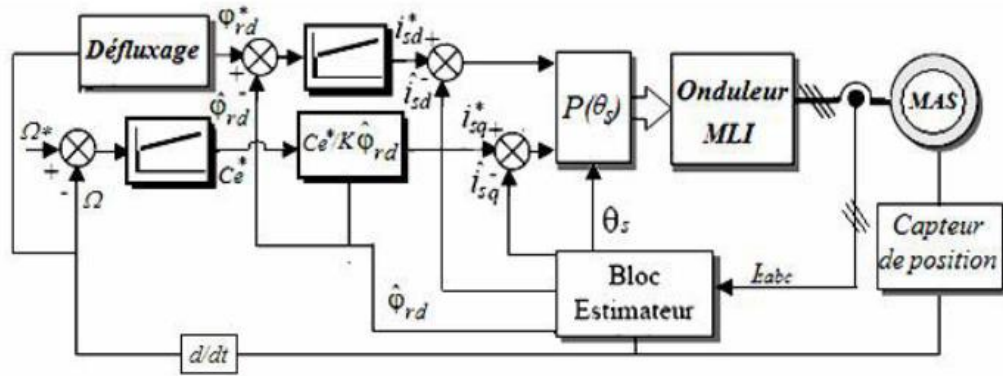


Figure I.13 Schéma du contrôle direct à flux rotorique orienté

I.6.3 Commande directe de couple (DTC)

La commande directe du couple ; également appelée Direct Self-Control ; a été introduite en 1985 par Depenbrock et Takahashi et elle a connu des développements à la fin des années 80 [12]. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique L'objectif est de maintenir ces deux variables à l'intérieur des bandes d'hystérésis [13].

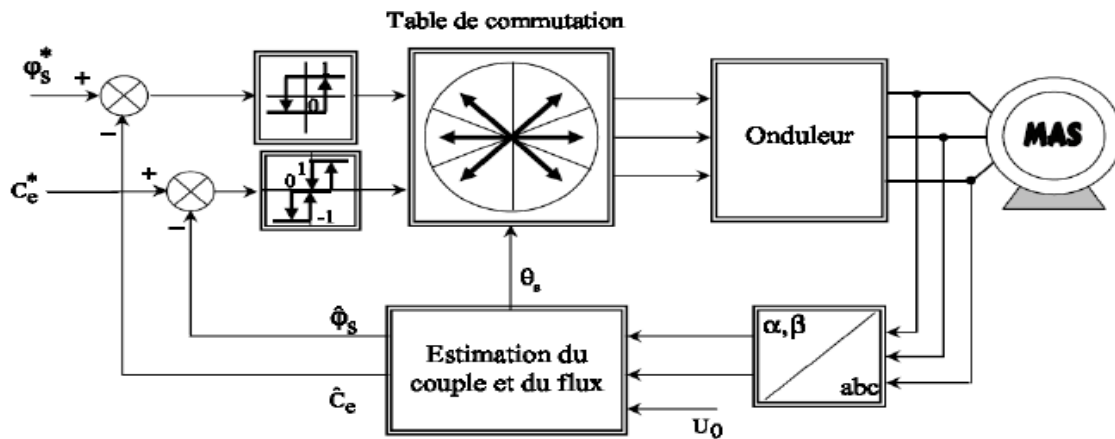


Figure I.14 Structure générale de la commande DTC

I.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension est étudiée et simulée sous le logiciel Matlab/Simulink. Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide puis une application d'une charge atteste la validité du modèle présenté.

Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de PARK, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine.

Le chapitre suivant est consacré pour l'étude et l'application de la commande directe du couple « DTC » utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone.

CHAPITRE II

II.1 Introduction

La commande des machines électriques a fait l'objet de plusieurs recherches, afin de mieux les exploiter. Plusieurs et différentes commandes ont été développées afin de pouvoir commander la MAS. On s'intéresse spécialement à la commande directe du couple (DTC), qui est le noyau de ce présent mémoire.

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») ; introduite en 1985 par TAKAHASHI ; 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.

Dans ce qui suit, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS.

II.2 Principe de la commande DTC

Le principe de cette commande est de contrôler directement le couple et le flux statorique de la machine qui sont commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis [12]. Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure II.1. Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux.

A noter que dans la commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

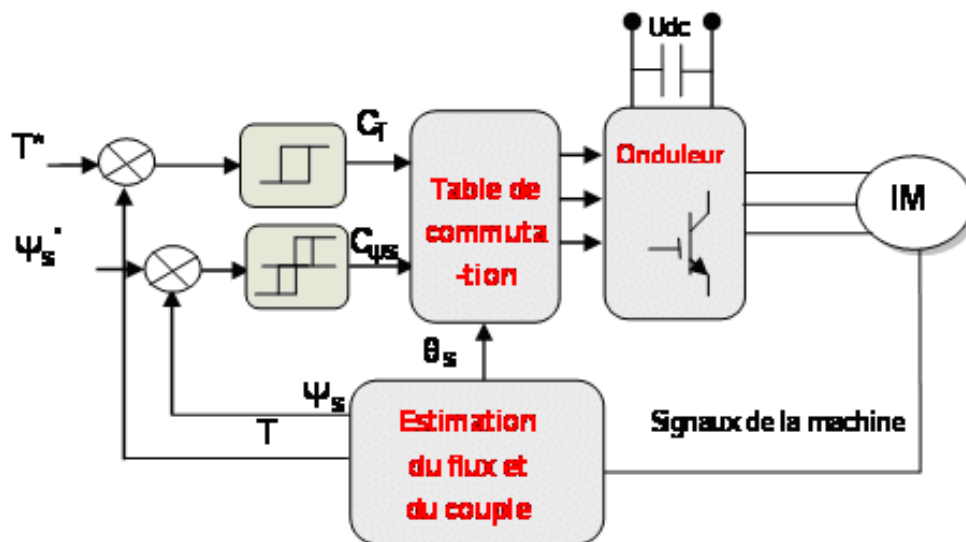


Figure II.1 Schéma structurel de la DTC

II.2.1 Les avantages de la commande DTC [22]

- ✓ Ne nécessite pas de calculs dans le repère rotorique (d, q) ;
- ✓ aucun bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- ✓ Nécessite pas de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;

- ✓ Elle a qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- ✓ La réponse dynamique est très rapide.

II.2.2 Les inconvénients de la commande DTC [22]

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

II.3 Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique

II.3.1 Principe de contrôle du couple électromagnétique [4]

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

$$C_{em} = K \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad (\text{II.1})$$

K est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$$K = P \frac{M}{\sigma L_{SS} L_{rr}}$$

Avec :

$$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_{SS} L_{rr}}\right) : (\text{coefficient de dispersion}).$$

A partir de l'équation (II.1), on peut affirmer que le couple dépend de l'angle entre le vecteur flux statorique Φ_s et le vecteur flux rotorique Φ_r .

II.3.2 Principe de contrôle du vecteur flux statorique

En considérant le modèle de la machine asynchrone dans un repère fixe lié au stator. Le flux statorique de la MAS est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\frac{d\Phi_s}{dt} = V_s - R_s i_s \quad (\text{II.2})$$

Par intégration, on peut écrire :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{II.3})$$

La chute de tension due à la résistance du stator ($R_s i_s$) peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + \int_0^t V_s dt \quad (\text{II.4})$$

Sur une période d'échantillonnage T_e les états logiques de commande (S_a , S_b et S_c) restent fixés, ainsi on peut écrire :

$$\phi_s(T_{i+1}) = \phi_s(T_i) + \Delta\phi_s \Rightarrow \Delta\phi_s = V_s T_e \quad (\text{II.5})$$

Avec :

- $\phi_s(T_{i+1})$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\phi_s(T_i)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\Delta\phi_s$ est la variation du vecteur de flux statorique ($\phi_s(T_{i+1}) - \phi_s(T_i)$).
- T_e est la période d'échantillonnage.

On constate alors que sur un intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e [4]. La figure (II.2) illustre ce principe en prenant \vec{V}_3 comme exemple le vecteur de tension : $\vec{V}_s = \vec{V}_3$

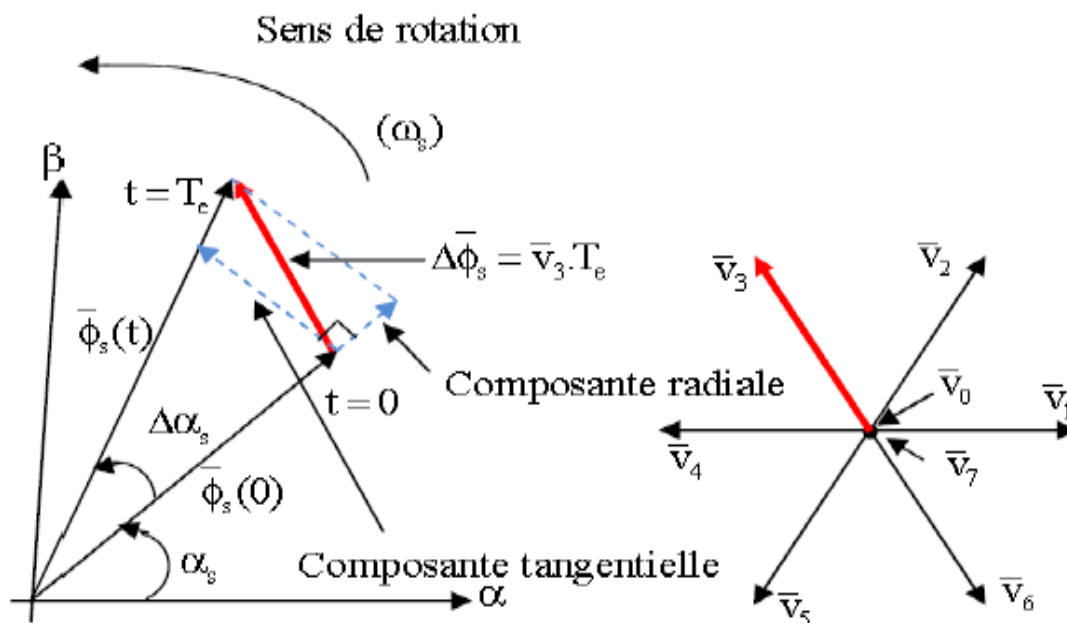


Figure II.2 Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $\vec{V}_s = \vec{V}_3$

La composante radiale (composante de flux) du vecteur de tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle (composante de couple) sur la position du vecteur flux.

II.4 Choix du vecteur tension \vec{V}_s [14]

Le choix du vecteur dépend :

- ✓ De la position de $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (α, β) ;
- ✓ De la variation souhaitée pour le module de $\overline{\phi}_s$;
- ✓ De la variation souhaitée pour le couple ;
- ✓ Du sens de rotation de $\overline{\phi}_s$;

On délimite généralement l'espace d'évolution $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles telles qu'elles sont représentées sur la figure (II.3).

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls ;

- Si \vec{V}_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît ;
- Si \vec{V}_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît ;
- Si \vec{V}_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît ;
- Si \vec{V}_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît ;
- Si \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

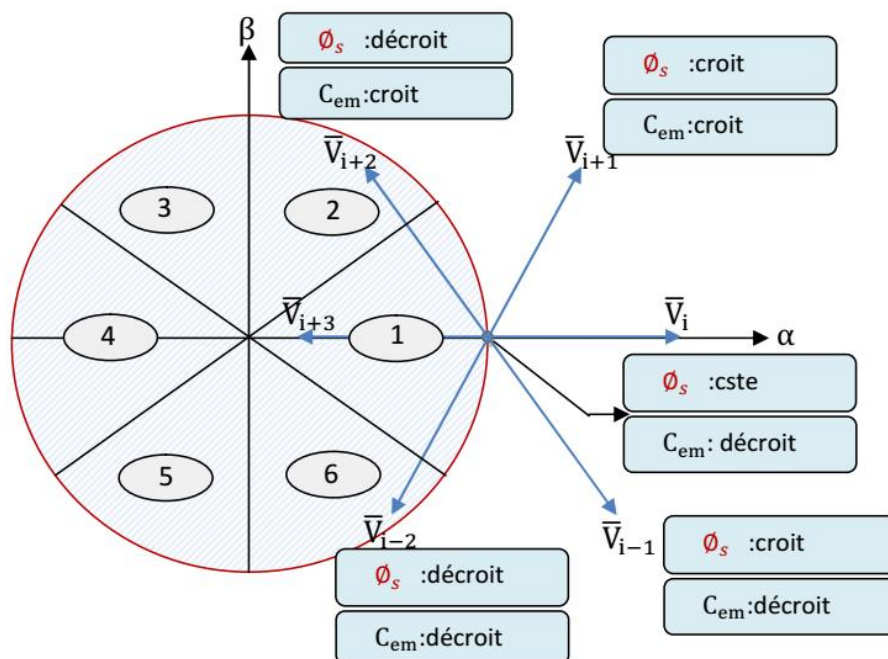


Figure II.3 Choix du vecteur tension

II.5 Estimation du flux statorique [15]

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

$$\Phi_s(t) = \int_0^{T_s} (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{II.6})$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$:

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j \Phi_{s\beta} \quad (\text{II.7})$$

Le module du flux est donné par :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha}(t) = \int_0^{T_s} (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta}(t) = \int_0^{T_s} (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

On obtient les tension $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, composantes \bar{V}_s de à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur E , et la connaissance des états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) et en utilisant la transformation de CONCORDIA.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E [S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

La position du vecteur flux statorique s'écrit :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.11})$$

II.6 Estimation du couple électromagnétique [15]

Une fois les deux composantes du flux $\Phi_{s\alpha}$, $\Phi_{s\beta}$ sont obtenues, le couple peut être écrit sous la forme suivante :

$$C_{em} = P (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.12})$$

II.7 Elaboration des contrôleurs

II.7.1 Contrôleur du flux statorique [15]

Lorsque le flux se trouve dans la zone i , V_{i+1} et V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, V_{i+2} et V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux.

Ce qui montre que le choix du vecteur de tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendant de l'amplitude de l'erreur. Ceci explique que la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne :

- $\Delta\phi=1$: lorsque l'erreur du flux est positive.
- $\Delta\phi=0$: lorsque l'erreur du flux est négative.

Pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro. En effet, avec ce type de correcteur on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une zone de correction circulaire. L'erreur est calculée à partir de l'équation $\varepsilon = \phi_{sréf} - \phi_s$. Cette erreur doit être maintenue à l'intérieur de la bande d'hystérésis $\Delta\phi_s$ du correcteur : $|\phi_{sréf} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$.

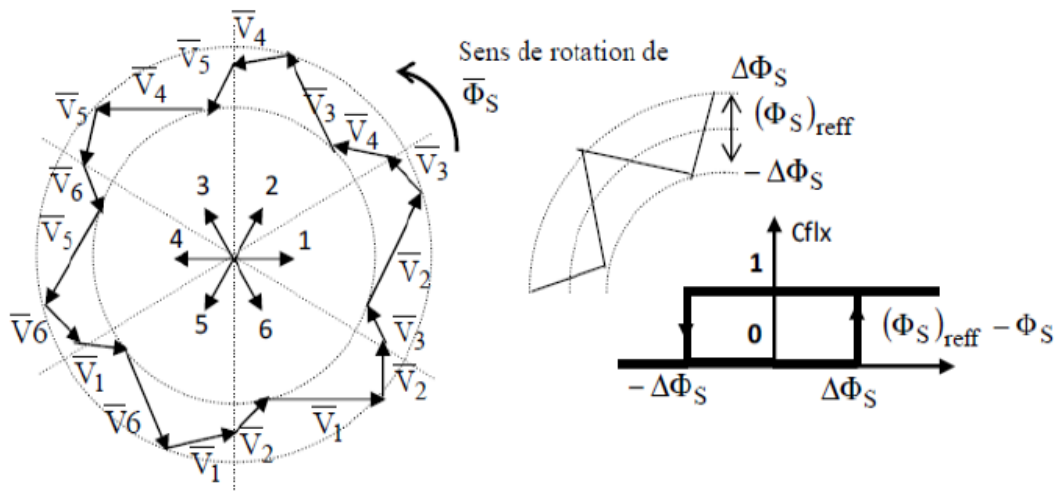


Figure II.4 Contrôleur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions

II.7.2 Contrôleurs du couple électromagnétique

II.7.2.1 Contrôleur du couple à deux niveaux [15]

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\overline{\phi}_s$, il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \overline{V}_{i+1} et \overline{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le couple C_{em} . Par conséquent, la diminution du couple est réalisée par la sélection des vecteurs nuls et \overline{V}_{i-1} et \overline{V}_{i-2} .

NB : Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

II.7.2.2 Contrôleur du couple à trois niveaux [16]

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur est présentée par la variable booléenne $Ccpl$.

La figure (II.5) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($Ccpl = 1$), pour une consigne positive et ($Ccpl = -1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($Ccpl = 0$). En effet, pour déterminer la valeur du couple, on applique le vecteur qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

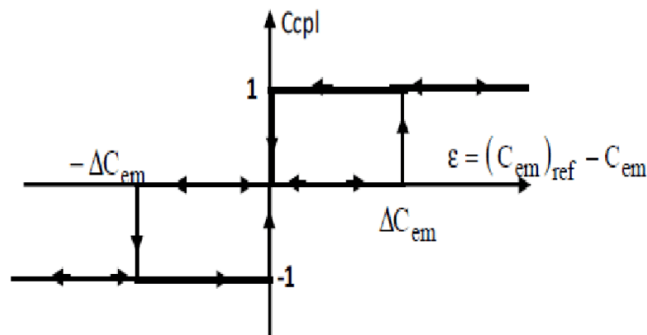


Figure II.5 Contrôleur du couple à trois niveaux

II.8 Elaboration de la table de commande [14]

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

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

Le tableau II.1 résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

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

Tableau II.1 Table de commutation généralisée.

II.8.1 Table de commande du flux

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

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

Tableau II.2 Table de commande du flux

II.8.2 Table de commande du couple

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

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

Tableau II.3 Table de commande du couple.

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

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$C_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tableau II.4 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	$C_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tableau II.5 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions non nuls.

Au final on peut dégager une structure générale ; présenté dans la figure ci-dessus ; basée sur la stratégie de commande directe du couple avec une table de commutation :

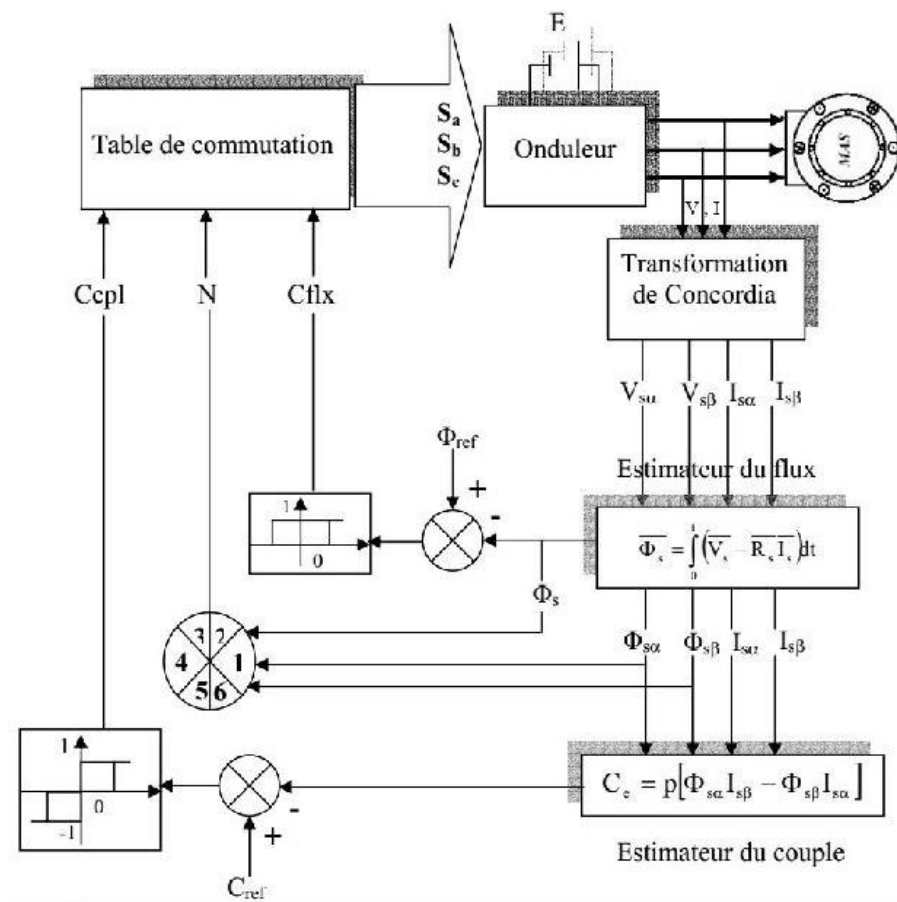


Figure II.6 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

II.9 Résultats de simulation

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à la machine asynchrone, dont les paramètres sont présentés dans l'annexe, est simulé sous

l'environnement Matlab/Simulink. Cette simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- ✓ La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à ± 0.01 N.m.
- ✓ La bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à ± 0.005 Wb
- ✓ La valeur de référence du flux statorique est $\Phi_{sréf} = 0.9$ Wb.

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant de 10 N.m à l'instant 1s avec une vitesse égale à 100 rad/sec.

NB :le couple électromagnétique est limité à 14N.m ainsi que le courant à 14 A.

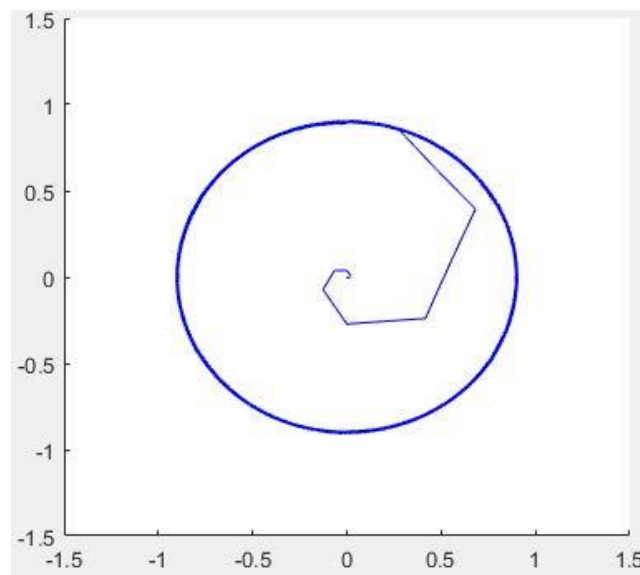


Figure II.7 Réponse du flux statorique dans le plan (α,β)

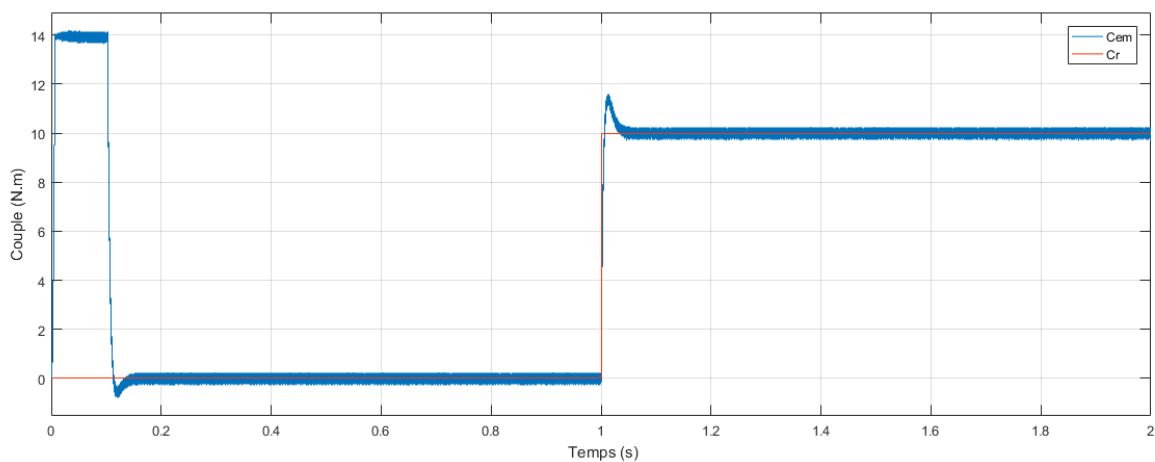


Figure II.8 Réponse du couple électromagnétique

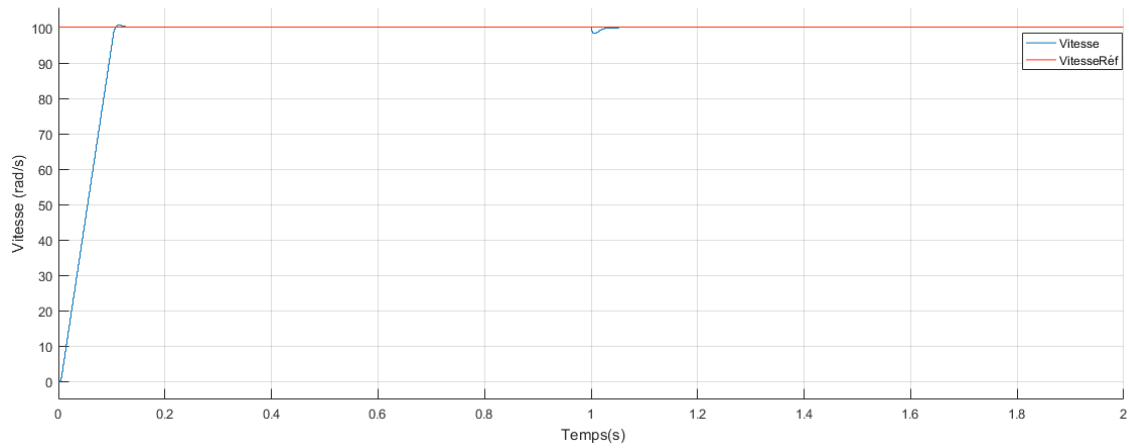


Figure II.9 Réponse de la vitesse

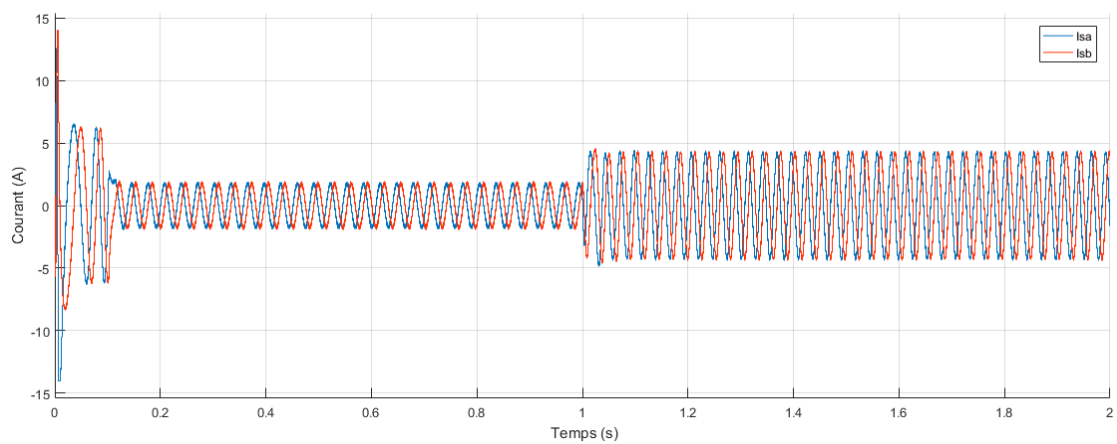


Figure II.10 Réponse des courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$

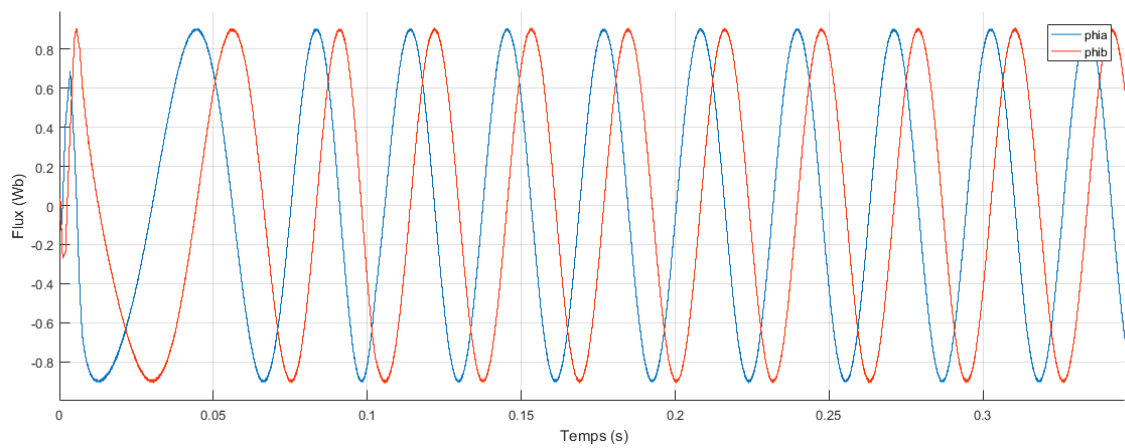


Figure II.11 Allure des flux statoriques

❖ Interprétation des résultats

La figure II.7 représente l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) qui suit une trajectoire circulaire, mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne, due à la bande d'hystérésis.

Sur la figure II.9 nous visualisons qu'à l'application du couple résistant à l'instant $t=1s$ la vitesse baisse légèrement, mais reprend son état initial.

Le couple électromagnétique quant à lui atteint sa valeur maximale de 14 N.m au démarrage puis rétabli à une valeur pratiquement nulle vu l'absence d'un couple de charge. A l'instant de l'application du couple résistant à $t=1s$, le couple électromagnétique a tendance à suivre la valeur imposé par ce dernier.

On peut donc conclure que :

- La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire quelque soit la charge appliquée ; donc le couple et le flux sont découplés.
- La présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui représente un inconvénient majeur de la DTC.

II.9.1 Robustesse de la commande DTC vis-à-vis de la variation du sens de rotation et à l'application d'une charge.

Afin de tester la robustesse de la commande par-rapport à la référence, on introduit un changement de consigne de vitesse de 100rd/s à -100rd/s à l'instant $t=1.5s$ et on applique une charge de référence 10 N.m à l'instant $t= 1s$.

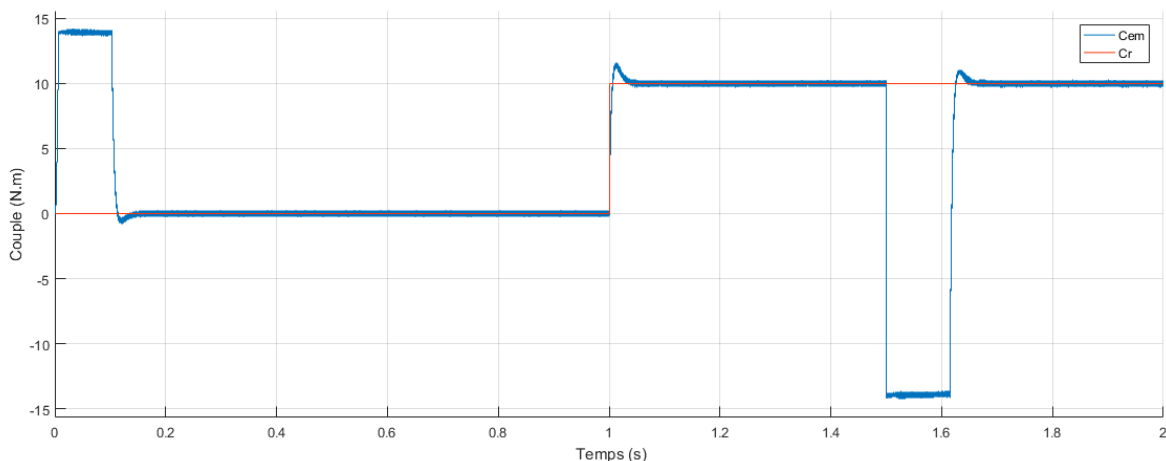


Figure II.12 Allure des couples

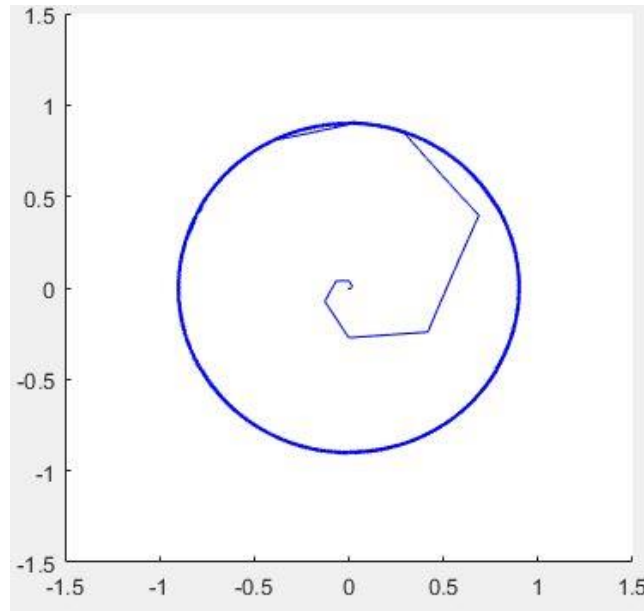


Figure II.13 Allure du flux statorique dans le plan (α,β)

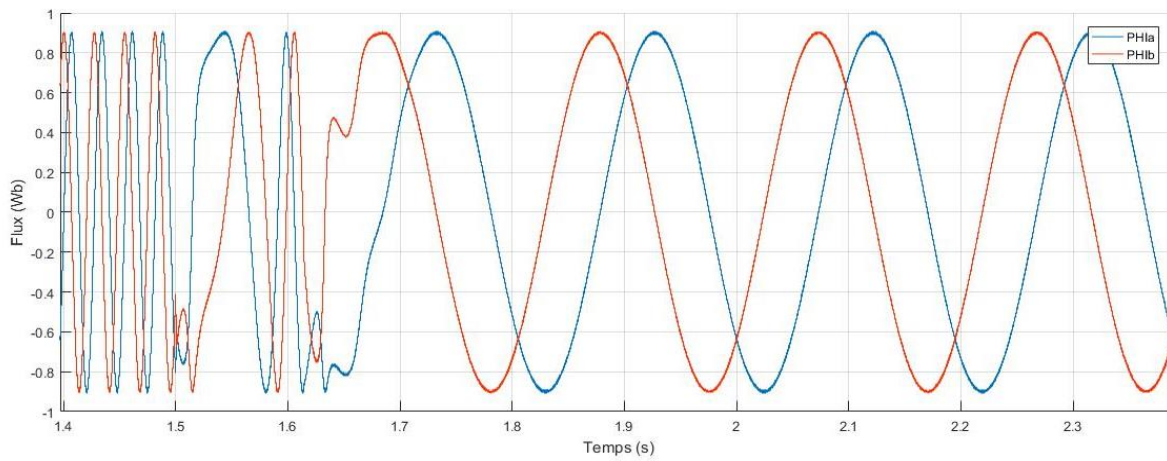


Figure II.14 Allure des flux statoriques

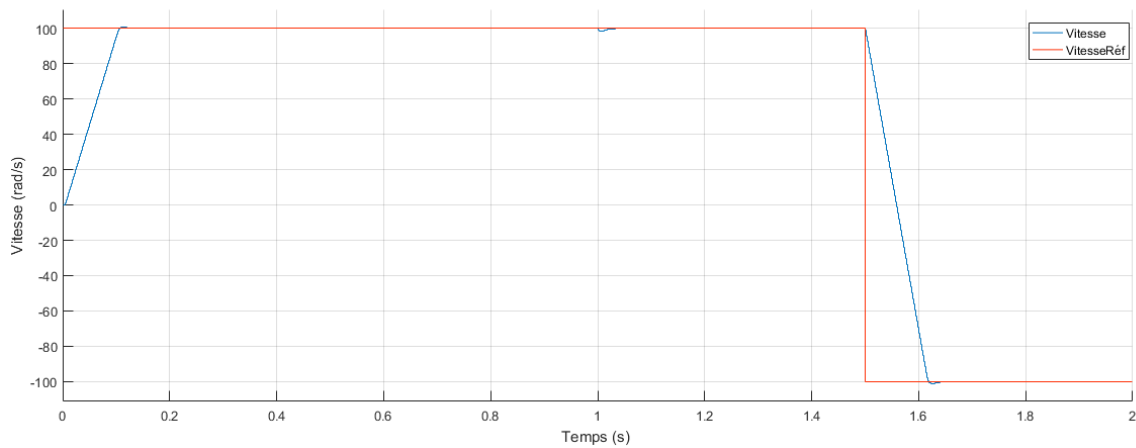


Figure II.15 Allure de la vitesse

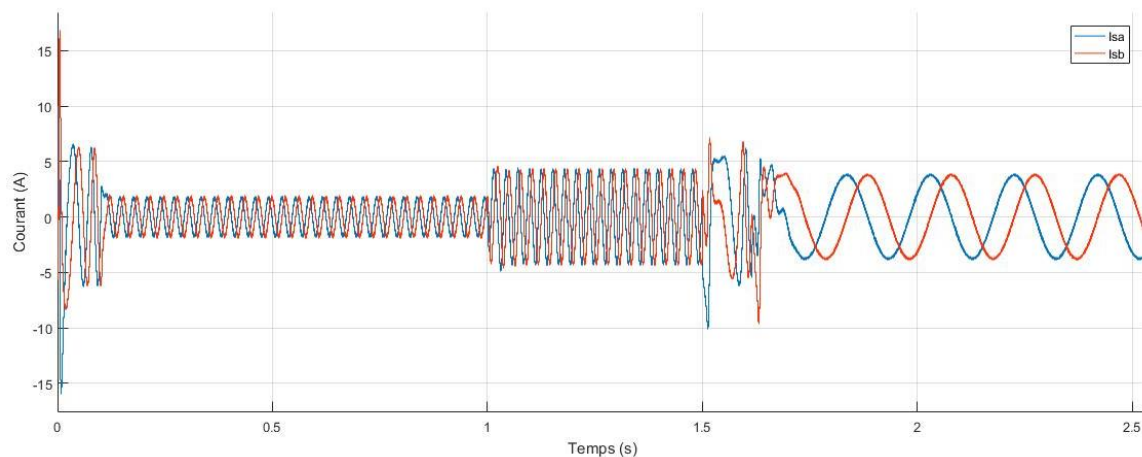


Figure II.16 Allure des courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$

❖ Interprétation des résultats

On remarque que la poursuite en vitesse s'effectue normalement et de même pour le couple tout en gardant le fonctionnement moteur.

Sur la figure II.14 les flux statoriques présentent des ondulations au moment de l'inversion de la vitesse.

On constate finalement que la trajectoire du flux statorique est circulaire identique à celle à en charge. Le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons globalement décrit le principe de la commande directe « DTC » de la MAS avec des différentes améliorations en introduisant deux comparateurs multi-niveaux pour le flux et le couple, ainsi nous avons établi une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension est plus optimale.

L'un des avantages de ce type de commande est la non nécessité du capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

La simulation a montré que la commande directe de couple offre un découplage naturel entre le couple et le flux. Et on a constaté une dynamique remarquable et une bonne robustesse vis-à-vis de la variation de la vitesse de rotation.

Dans le chapitre qui suit, nous allons étudier une autre stratégie de commande, il s'agit de la commande prédictive non linéaire où nous présenterons les fondements de base de cette technique de commande.

CHAPITRE III

III.1 Introduction

Pendant les dernières décennies, deux stratégies de commande pour les moteurs électriques ont dominées comme des applications industrielles à haute performance : commande par orientation du flux (Field Oriented Control) et la commande directe du couple (DTC), leur comportement est bien défini surtout dans les conditions transitoires.

Dans ce chapitre une nouvelle méthode à haute qualité de contrôle pour les moteurs électriques sera présentée, cette dernière est basée sur la commande prédictive. Cette idée est appliquée sur les convertisseurs de puissance dans les années quatre-vingt.

Un modèle sert à prédire les futures sorties du système, grâce aux valeurs courantes et passées de la commande et aux commandes optimales futures. Ces dernières sont calculées par une méthode d'optimisation, qui prend en compte une fonction de coût, laquelle dépend aussi des consignes futures, et éventuellement des contraintes.

Le modèle du système joue un rôle central dans la commande. Le modèle choisi doit être capable de rendre compte de la dynamique du processus pour prédire précisément les sorties futures et doit aussi être simple à implanter et à comprendre. Tous les algorithmes de commande prédictive ne diffèrent entre eux que par le modèle utilisé pour représenter le procédé et par la fonction de coût à minimiser.

Dans un premier temps on est amené à donner une idée générale sur la commande prédictive (MPC), puis on présente les lois de commande prédictive appliquées à la MAS pour permettre aux sorties (vitesse et couple électromagnétique) de suivre les trajectoires désirées.

La conception du modèle de prédiction est réalisée à partir d'un développement mathématique sur le modèle de la machine dont l'objectif est d'assurer :

- La stabilité en boucle fermée.
- La poursuite des trajectoires de référence au futur.
- La robustesse aux variations paramétriques du système.
- Rejet de perturbations.

III.2 La commande prédictive

Le principe de la commande prédictive a été introduit, pour la première fois, par Smith à la fin des années 50 (Smith 1959), et il a été repris par d'autres chercheurs, J. Richalet, en 1978 et généralisée par D.W. Clarke en 1987 en accord avec de grands groupes industriels aux USA et en Europe (Shell et Adersa).

Grâce à sa capacité à prendre en compte les contraintes, à contrôler les systèmes multi-variables et la possibilité qu'elle offre d'utiliser différentes structures de modèle, la prédictive non linéaire est à présent largement reconnue comme l'une des techniques de contrôle les plus puissantes si ce n'est la seule approche possible dans beaucoup de problèmes de contrôle à résoudre. Au fil du temps, beaucoup d'améliorations ont été faites sur cette technique, notamment les travaux de Mayne et Michalska. Aujourd'hui, elle est également adaptée à la commande des systèmes rapides.

L'objectif de la commande prédictive est de compenser l'effet du retard dans la boucle de commande. Cependant, la méthode est d'une part, très sensible aux erreurs de modélisation et d'autres part non capable de stabiliser des procédés instables en boucle ouverte. [18]

III.2.1 Avantages de la commande prédictive [25]

La commande prédictive présente un certain nombre d'avantages, par rapport aux autres méthodes, parmi lesquelles on trouve :

- Son principe est très intuitif et le réglage relativement facile de ces paramètres la rendent accessible aux personnes avec des connaissances limitées en automatique ;
- Applicable à tout type de système théoriquement commandable qu'il soit multi variable, linéaire ou non linéaire et avec contraintes diverses.
- Elle est capable intrinsèquement de compenser les retards et les temps morts.
- Anticipation du futur et amélioration du suivi de la consigne.
- La robustesse aux variations paramétriques du système.
- Elle est très utile lorsque les consignes ou les trajectoires à suivre sont connues à l'avance.

III.2.2 Inconvénients de la commande prédictive

En revanche, il y a quelques désavantages de la commande prédictive. Le plus grand des inconvénients c'est qu'elle nécessite une modélisation précise (difficulté scientifique) et un calculateur puissant (difficulté technique).

III.3 Méthodes de contrôle prédictif

Le contrôle prédictif couvre un très large éventail de contrôleurs qu'on retrouve dans les récentes applications des convertisseurs de puissance. Les méthodes de contrôle prédictif sont en général classées comme suit :

- Contrôle aperiodique.
- Contrôle basé sur la bande d'hystérésis.
- Contrôle basé sur la trajectoire.
- Contrôle basé sur le modèle.

La caractéristique principale de contrôle prédictif est l'utilisation d'un modèle du système pour la prédiction du comportement futur des grandeurs réglées. Cette information est utilisée par le contrôleur pour obtenir la commande optimale souhaitée, bien sûr en prenant compte le critère d'optimisation prédéfini auparavant.

Dans la commande basée sur l'hystérésis, le critère d'optimisation consiste en une conservation des variables contrôlées dans une bande d'hystérésis, tandis que dans la commande basée sur la trajectoire, les variables contrôlées sont forcées de suivre une trajectoire prédéfinie.

En commande aperiodique, la commande optimale tend l'erreur vers zéro dans chaque intervalle de commutation. Une approche plus souple est utilisée dans le contrôle prédictif basé sur le modèle. Elle est exprimée sous forme d'une fonction de coût à minimiser. [24]

III.4 Stratégie de la commande prédictive

La stratégie de la commande prédictive est très similaire à la stratégie utilisée pour la conduite automobile. Le conducteur connaît la trajectoire de référence désirée (le tracé de la route) sur un horizon de la commande fini (celui de son champ visuel), et en prenant en compte les caractéristiques de la voiture, il décide alors des actions qu'il faut réaliser (accélérer, freiner ou tourner le volant) afin de suivre la trajectoire désirée. Seule la première action de conduite est exécutée à chaque instant.

Noter que lorsqu'on recourt à des schémas de commande classiques, comme les PID, les commandes sont calculées à partir des erreurs passées et de l'erreur courante. Si l'on étend l'analogie de la conduite automobile, la technique PID serait alors équivalente à conduire une voiture. Mais l'analogie est un peu sévère, car la commande prédictive a besoin en réalité de beaucoup plus d'informations que le PID (la trajectoire à suivre par le système, et un modèle de ce système). Et si un point situé dans le futur sur la trajectoire de référence est utilisé comme consigne pour le PID, alors les différences entre les deux stratégies sont moins grandes. [20]



Figure III.1 Philosophie de la commande prédictive

III.5 La commande prédictive non linéaire

Cette partie présente la mise en œuvre d'une stratégie de commande prédictive non linéaire (CNP) dans le but de résoudre le problème de poursuite de trajectoires. Une loi de commande prédictive est appliquée au moteur pour permettre aux sorties de suivre les trajectoires désirées. La conception du modèle de prédiction est réalisée à partir d'un développement mathématique sur le modèle de la machine.

III.5.1 Application de la loi de commande prédictive non linéaire au moteur asynchrone

Dans un référentiel fixe lié au stator (α, β) le modèle de la machine prend la forme de la représentation non linéaire suivant : [23]

$$\dot{x}(t) = f(x) + g_1(x)u(t) \quad (\text{III.1})$$

Dans l'optique de la résolution du problème de poursuite optimale de trajectoire Une loi de commande prédictive est appliquée à un système multi variable carré.

Les sorties choisies pour le moteur asynchrone sont :

- ❖ la vitesse rotorique
- ❖ le flux rotorique

$$y = h(x) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} y_1 = h_1(x) = \omega \\ y_2 = h_2(x) = \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Le choix de la norme au carré est pris pour faciliter le calcul des dérivées de Lie.

La fonction de coût est définie sur un horizon futur comme suit :

$$\mathfrak{J} = (x, u) = \frac{1}{2} \int_0^{\tau_r} (y(t + \tau) - y_r(t + \tau))^T (y(t + \tau) - y_r(t + \tau)) d\tau \quad (\text{III.3})$$

Où :

- τ_r Est le temps de prédiction,
- $y(t + \tau)$ La prédiction à τ pas en avant de la sortie du système et
- $y_r(t + \tau)$ La trajectoire de référence au futur.

Le terme de pondération de la commande n'est pas inclus dans la fonction de coût (III.3).

Le but de la loi de commande prédictive est de calculer la commande $u(t)$ de façon que la sortie au futur du procédé $y(t + \tau)$ est maintenue proche de $y_r(t + \tau)$.

Pour aboutir à cela on se sert de la minimisation de \mathfrak{J} . Sachant que la fonction de coût est définie sur un horizon au futur, d'où la nécessité de la conception d'un modèle de prédiction pour le calcul des sorties au futur.

L'expansion en série de Taylor permet de calculer la prédiction des sorties, qui est exprimée par les dérivées de Lie [24]. La différentiation de la sortie par rapport au temps est répétée r_i fois, pour obtenir cette équation :

$$y_i(t + \tau) = h_i(x) + \tau L_f h_i(x) + \frac{\tau^2}{2!} L_f^2 h_i(x) + \dots + \frac{\tau^{r_i}}{r_i!} L_f^{r_i} h_i(x) + \frac{\tau^{r_i}}{r_i!} L_g L_f^{(r_i-1)} h_i(x) u(t) \quad (\text{III.4})$$

Avec $i = 1, \dots, m$ et r_i est le degré relatif de chaque sortie i , qui est le nombre de fois de différentiation de la sortie jusqu'à ce que l'entrée de commande apparaisse. Dans le cas du moteur asynchrone, pour les sorties choisies en (III.2), les degrés relatifs de sorties sont $r_1 = 2$ et $r_2 = 2$.

Pour la vitesse on obtient :

$$\begin{cases} y_1(t) = h_1(x) \\ \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) \\ \ddot{y}_1(t) = L_f^2 h_1(x) + L_{g11} L_f h_1(x) u_{s\alpha}(t) + L_{g12} L_f h_1(x) u_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Pour la norme du flux carré on obtient :

$$\begin{cases} y_2(t) = h_2(x) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g11} L_f h_2(x) u_{s\alpha}(t) + L_{g12} L_f h_2(x) u_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Sous forme matricielle, on obtient :

$$Y(t) = \begin{bmatrix} y(t) \\ \dot{y}(t) \\ \ddot{y}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \\ L_f^2 h(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 1} \\ G_1(x) u(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$L_f^i h(x) = [L_f^i h_1(x) \quad L_f^i h_2(x)]^T ; i = 0, 1, 2$$

$$G_1(x) = \begin{bmatrix} L_{g11} L_f h_1(x) & L_{g12} L_f h_1(x) \\ L_{g11} L_f h_2(x) & L_{g12} L_f h_2(x) \end{bmatrix}$$

La sortie au futur $y(t + \tau)$ est calculée approximativement par :

$$y(t + \tau) = \bar{T}(\tau) Y(t) \quad (\text{III.8})$$

$$\bar{T}(\tau) = \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & \tau * I_{2 \times 2} & \left(\frac{\tau^2}{2}\right) * I_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

$I_{2 \times 2}$: Matrice identité.

Si la référence au futur $y_r(t + \tau)$ n'est pas prédéfinie, un calcul similaire est utilisé pour trouver la prédiction approximativement.

$$y_r(t + \tau) = \bar{T}(\tau)Y_r(t) \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$Y_r(t) = [y_r(t) \quad \dot{y}_r(t) \quad \ddot{y}_r(t)]^T \text{ et } y_r(t) = [\omega_{ref} \quad \phi_{ref}^2]^T$$

En utilisant (III.8) et (III.9), la fonction de coût peut être simplifiée comme suit :

$$\begin{aligned} \mathfrak{S} &= \frac{1}{2} \int_0^{\tau_r} (y(t + \tau) - y_r(t + \tau))^T (y(t + \tau) - y_r(t + \tau)) d\tau \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{\tau_r} (\bar{T}(\tau)Y(t) - \bar{T}(\tau)Y_r(t))^T (\bar{T}(\tau)Y(t) - \bar{T}(\tau)Y_r(t)) d\tau \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{\tau_r} (Y(t) - Y_r(t))^T \bar{\Pi} (Y(t) - Y_r(t)) d\tau \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

Où :

$$\bar{\Pi} = (\bar{T}(\tau))^T \bar{T}(\tau) d\tau = \begin{bmatrix} \tau_r * I_{2 \times 2} & (\frac{\tau_r^2}{2}) * I_{2 \times 2} & (\frac{\tau_r^3}{6}) * I_{2 \times 2} \\ (\frac{\tau_r^2}{2}) * I_{2 \times 2} & (\frac{\tau_r^3}{3}) * I_{2 \times 2} & (\frac{\tau_r^4}{8}) * I_{2 \times 2} \\ (\frac{\tau_r^3}{6}) * I_{2 \times 2} & (\frac{\tau_r^4}{8}) * I_{2 \times 2} & (\frac{\tau_r^5}{20}) * I_{2 \times 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\Pi}_1 & \bar{\Pi}_2 \\ \bar{\Pi}_2^T & \bar{\Pi}_3 \end{bmatrix}$$

À partir de (III.7) et (III.9), on obtient :

$$Y(t) - Y_r(t) = M + \begin{bmatrix} 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 1} \\ G_1(x)u(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \\ L_f^2 h(x) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} y_r(t) \\ \dot{y}_r(t) \\ \ddot{y}_r(t) \end{bmatrix}$$

La condition nécessaire à satisfaire pour trouver la commande optimale est la suivante :

$$\frac{\partial \mathfrak{S}}{\partial u} = 0 \quad (\text{III.12})$$

À partir de (III.10) et (III.11), cette condition peut être représentée par la relation :

$$G_1(x)^T [\bar{\Pi}_2^T \quad \bar{\Pi}_3] M + G_1(x)^T \bar{\Pi}_3 G_1(x) u(t) = 0 \quad (\text{III.13})$$

Par conséquent, la commande optimale est la suivante :

$$u(t) = -G_1(x)^{-1} \left[\bar{\Pi}_3^{-1} \bar{\Pi}_2^T \quad I_{2 \times 2} \right] M \quad (\text{III.14})$$

Les conditions $\{\phi_{ra}(0), \phi_{rb}(0)\} \neq 0$ et $\phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0$ permettent à G_1 d'être inversible

Remarque :

Définition : (Dérivée de Lie) La dérivée directionnelle de $h(\mathbf{x})$ suivant le champ du vecteur $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ est définie comme suit :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{III.15})$$

Par itération, on a la relation suivante :

$$L_f^i h_j = L_f (L_f^{i-1} h_j) \quad (\text{III.16})$$

La dérivation des sorties y_j du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} h_j) u_i \quad (\text{III.17})$$

p : nombre des sorties.

III.6 commande prédictive non linéaire en cascade

Dans la partie qui suit on va appliquer une commande prédictive non linéaire en cascade dont le but est de contrôler simultanément le couple électromagnétique, le flux rotorique et la vitesse rotorique.

III.6.1 Commande prédictive non linéaire multivariable (boucle interne)

Le couple électromagnétique et le carré de la norme du flux rotorique sont les deux sorties contrôlées.

$$y = h(x) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} y_1 = h_1(x) = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{ra} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ y_2 = h_2(x) = \phi_r^2 = \phi_{ra}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

La fonction du coût est de la même forme que dans l'expression (III.3)

$$\mathfrak{J} = (x, u) = \frac{1}{2} \int_0^{\tau_r} (y(t + \tau) - y_r(t + \tau))^T (y(t + \tau) - y_r(t + \tau)) d\tau$$

Selon le même principe utilisé dans la première partie. On aura :

Pour le couple électromagnétique, le degré relatif $r_1 = 1$

$$\begin{cases} y_1(t) = h_1(x) \\ \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_{s\alpha}(t) + L_{g_2} h_1(x) u_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Pour la norme du flux rotorique, le degré relatif est $r_2 = 2$

$$\begin{cases} y_2(t) = h_2(x) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_{s\alpha}(t) + L_{g_2} L_f h_2(x) u_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

L'expansion en série de Taylor pour les sorties du moteur $y(t + \tau_r)$ d'ordre r_i , avec ($r_1=1$ et $r_2=2$), sous forme matricielle est la suivante :

$$y(t + \tau_r) = \Pi(Y(t) + G(x)u(t)) \quad (\text{III.21})$$

$$\Pi = [I_{2 \times 2} \quad \tau_r * I_{2 \times 2} \quad \left(\frac{\tau_r^2}{2}\right) * I_{2 \times 2}]$$

$$Y(t) = [h_1(x) \quad h_2(x) \quad L_f h_1(x) \quad L_f h_2(x) \quad 0 \quad L_f^2 h_2(x)]^T$$

$$G(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & L_{g_1} h_1(x) & 0 & 0 & L_{g_1} L_f h_2(x) \\ 0 & 0 & L_{g_2} h_1(x) & 0 & 0 & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix}$$

La prédiction de la référence $y_r(t + \tau_r)$ est calculée par l'expansion en séries de Taylor, et est donnée par :

$$y_r(t + \tau_r) = \Pi Y_r(t) \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$Y_r(t) = [y_{r_1}(t) \quad y_{r_2}(t) \quad \dot{y}_{r_1}(t) \quad \dot{y}_{r_2}(t) \quad 0 \quad \ddot{y}_{r_2}(t)]^T$$

La fonction de cout (III.3) est simplifiée, on obtient :

$$\mathfrak{J} = (x, u) = \frac{1}{2} [Y(t) + G(x)u(t) - Y_r(t)]^T \bar{\Pi} [Y(t) + G(x)u(t) - Y_r(t)] \quad (\text{III.23})$$

Sachant que : $\bar{\Pi} = \int_0^{\tau_r} \Pi^T \Pi d\tau$

La commande optimale qui minimise la fonction de coût (III.23), en satisfaisant les conditions $\{\phi_{ra}(0), \phi_{rb}(0)\} \neq 0$ et $\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0$, est donnée par la relation qui suit :

$$u(t) = (G^T(x) \bar{\Pi} G(x))^{-1} G^T(x) \bar{\Pi} (Y_r - Y_t) \quad (\text{III.24})$$

En substituant la loi de commande (III.24) dans les équations (III.19) et (III.20) pour \dot{y}_1 et \dot{y}_2 , on peut définir le système en boucle fermée, qui représente la dynamique de l'erreur de poursuite.

- Pour le couple électromagnétique :

$$\dot{e}_{y_1}(t) + \frac{3}{2\tau_r} e_{y_1}(t) = 0 \quad (\text{III.25})$$

Avec : $e_{y_1}(t) = y_1(t) - y_{r_1}(t)$

- Pour le flux rotorique :

$$\ddot{e}_{y_2}(t) + \frac{5}{2\tau_r} \dot{e}_{y_2}(t) + \frac{10}{3\tau_r^2} e_{y_2}(t) \quad (\text{III.26})$$

Avec : $e_{y_2}(t) = y_2(t) - y_{r_2}(t)$

Après avoir appliqué une loi de commande prédictive on déduit que la stabilité de la dynamique de l'erreur de poursuite du système non linéaire de la machine est satisfaite. Cette commande permet le découplage couple-flux, sans besoin d'orientation du flux.

III.6.2 Commande prédictive non linéaire multivariable (boucle externe)

L'équation dynamique de la machine asynchrone est définie par l'équation suivante :

$$\dot{\omega}(t) = -\frac{f_r}{J} \omega(t) + \frac{1}{J} C_e(t) - \frac{1}{J} T_L(t) \quad (\text{III.27})$$

Où :

$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha})$ est considéré comme une entrée de contrôle.

T_L est le couple de charge, qui est considéré comme une perturbation inconnue.

La vitesse prédite $\omega(t + \tau)$ est réalisée par l'expression en série de Taylor :

$$\omega(t + \tau_r) = \omega(t) + \tau_r \dot{\omega}(t) \quad (\text{III.28})$$

En remplaçant (III.27) dans (III.28) on aura :

$$\omega(t + \tau_r) = \omega(t) + \tau_r \left[-\frac{f_r}{J} \omega(t) + \frac{1}{J} C_e(t) - \frac{1}{J} T_L(t) \right] \quad (\text{III.29})$$

De même, la vitesse de référence prédite $\omega_r(t + \tau)$ est approximé comme suit :

$$\omega_r(t + \tau) = \omega_r(t) + \tau \dot{\omega}_r(t) \quad (\text{III.30})$$

En exploitant les équations (III.28) (III.29) et (III.30) on aura :

$$C_e(t) = \frac{-J}{\tau} (\omega(t) - \omega_r(t)) + f_r \omega(t) + J \dot{\omega}_r(t) + T_L(t)$$

Remarque :**Calcul des dérivées de Lie :**

1. Calcul des dérivées de Lie pour les sorties vitesse rotorique et norme du flux rotorique.

- $h_1 = \omega$

$$L_f h_1 = \frac{pL_m}{JL_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f_r}{J} \omega - \frac{1}{J} T_L$$

$$L_f^2 h_1 = \frac{pL_m}{JL_r} \left(\gamma + \frac{1}{T_r} + \frac{f_r}{J} \right) (\Phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - \frac{p^2 L_m K}{JL_r} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) - \frac{p^2 L_m}{JL_r} \omega (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) + \frac{f_r^2}{J^2} \omega + \frac{f_r}{J^2} T_L$$

$$L_{g_{11}} L_f h_1 = -\frac{pL_m}{J\sigma L_s L_r} \Phi_{r\beta}; \quad L_{g_{12}} L_f h_1 = \frac{pL_m}{J\sigma L_s L_r} \Phi_{r\alpha}$$

$$L_{g_{21}} h_1 = -\frac{1}{J}; \quad L_{g_{21}} L_f h_1 = \frac{f_r^2}{J^2}$$

- $h_2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2$

$$L_f h_2 = \frac{2L_m}{T_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)$$

$$L_f^2 h_2 = -\frac{2L_m}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pL_m}{T_r} \omega (\Phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{s\beta}) + \frac{4+2L_m K}{T_r^2} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + \frac{2L_m^2}{T_r^2} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2)$$

$$L_{g_{11}} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \Phi_{r\alpha}; \quad L_{g_{12}} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \Phi_{r\beta}$$

2. Calcul des dérivées de Lie pour les sorties couple électromagnétique et norme du flux rotorique.

- $h_1 = \frac{pL_m}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha})$

$$L_f h_1 = \frac{pL_m}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (i_{s\alpha} \Phi_{r\beta} - i_{s\beta} \Phi_{r\alpha}) - p\omega (i_{s\alpha} \Phi_{r\alpha} - i_{s\beta} \Phi_{r\beta}) - pK\omega (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \right]$$

$$L_{g_1} h_1 = -\frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\beta}; \quad L_{g_2} h_1 = \frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\alpha}$$

- $h_2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2$

$$L_f h_2 = \frac{2L_m}{T_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)$$

$$L_f^2 h_2 = -\frac{2L_m}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pL_m}{T_r} \omega (\Phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{s\beta}) + \frac{4+2L_m K}{T_r^2} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + \frac{2L_m^2}{T_r^2} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2)$$

$$L_{g_1} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \Phi_{r\alpha}; \quad L_{g_2} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \Phi_{r\beta}$$

III.7 Conclusion

Dans le cadre de ce chapitre, la commande prédictive non linéaire est étudiée théoriquement suivant un certain déroulement.

Dans un premier temps la commande prédictive (MPC) est présentée de façon générale, puis la commande prédictive non linéaire de type multivariable est traitée, la conception du modèle de prédiction est réalisée à partir d'un développement mathématique sur le modèle de la machine.

Par la suite une commande prédictive non linéaire en cascade avec une boucle interne et externe est mise en équation et étudiée dont le but est de contrôler simultanément le couple électromagnétique, le flux rotorique et la vitesse rotorique.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer et implémenter une structure de commande DTC avec un régulateur de vitesse, peu sensible aux variations des paramètres de la machine et ne nécessitant pas de capteurs mécaniques qui sont fragiles et/ou coûteux. Et le développement de la commande prédictive non linéaire appliquées à la machine asynchrone.

L'objectif de ce travail est d'appliquer des techniques de commande à la machine asynchrone, pour concrétiser cette idée nous avons suivi un certain déroulement.

Dans un premier temps, nous nous sommes attelé à une étude théorique de l'ensemble convertisseur-machine, tout en commençant par une présentation concise de la machine asynchrone, en citant son principe de fonctionnement et sa construction.

Ensuite nous l'avons modélisée et mise en équations dans un repère triphasé par la suite on est passé au système biphasé équivalent dans le cadre de la théorie de PARK, en s'appuyant sur quelques hypothèses simplificatrices, dans le but d'élaborer un modèle de simulation sous Matlab-Simulink, qui nous a permis de tirer quelques caractéristiques de notre machine. En parallèle, comme convertisseur, nous avons choisi un onduleur de tension triphasée à deux niveaux que nous avons exposé en expliquant son principe de fonctionnement et ses domaines d'utilisation, nous l'avons associé au modèle de la machine et procédé à une simulation de l'ensemble. Des simulations sont effectuées à vide et en charge sur le modèle obtenu qui traduit facilement le fonctionnement de la machine.

Dans le deuxième chapitre une étude théorique sur le principe du contrôle direct du couple (DTC) classique est réalisée. Des simulations sont effectuées à vide et en charge basée sur une régulation de vitesse par un PI classique, finalement un test de robustesse vis-à-vis de variation de vitesse est effectué.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté la commande prédictive (MPC) de façon générale, la commande prédictive non linéaire en cascade en boucle interne et externe est mise en équation dont le but est de contrôler simultanément le couple électromagnétique, le flux rotorique et la vitesse rotorique.

De ce qui précède, nous avons pu étudier l'aspect de la commande DTC. En effet nous avons constaté une dynamique remarquable et une bonne robustesse vis-à-vis de la variation de la vitesse de rotation. De plus, elle ne dépend pas des paramètres rotoriques de la machine. Cette méthode apporte alors, une réponse adéquate aux problèmes rencontrés dans les autres structures de contrôles. Par conséquent, il est à noter que la fréquence de commutation reste difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis et que le fonctionnement en basse vitesse ne permet pas de négliger la résistance statorique. Donc peut générer de forts écarts, entre le flux statorique réel et le flux statorique estimé. Sans oublier les oscillations présente au niveau du couple.

Pour remédier à ce problème, nous préconisons une identification précise et fiable de la résistance statorique basse vitesse, en utilisant un estimateur de la variation comme solution.

Il est à noter que la commande prédictive non linéaire est mieux adaptée que la DTC classique ayant une meilleure trajectoire du couple et de la vitesse, ainsi que le rejet des perturbations.

En guise de perspectives de recherche, nous souhaitons exploiter au mieux la commande DTC, c'est pourquoi on préconise :

- L'introduction de la technique de modulation vectorielle SVM à la DTC pour pouvoir fixer la fréquence de commutation.
- L'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux des neurones) pour remplacer les régulateurs à hystérésis.

De ce fait et relativement à tout ce qui a précédé, nous espérons que le travail réalisé à travers ce mémoire nous a permis d'atteindre notre but en contribuant activement à l'amélioration des performances de la commande de la machine asynchrone par DTC et commande prédictive non linéaire.

ANNEXES

Annexes

$f=50$ HzFréquence du réseau industriel.
220/380V.....Tension du réseau.

A. Paramètres de la machine asynchrone

Les paramètres utilisés dans la simulation pour notre MAS sont illustrés dans le tableau ci dessous :

Resistance statorique R_s	6.75 Ω
Resistance rotorique R_r	6.21 Ω
Inductance cyclique au stator L_s	0.5192 H
Inductance cyclique au rotor L_r	0.5192 H
Inductance mutuelle $M_{sr}=M_{rs}=M$	0.4957 H
Nombre de paires de pole P	2
Coefficient de frottement f	0 N.m.S ⁻¹ /rad
Moment d'inertie J	0.0140 Kg.m ²

Tableau 1. Paramètre de la machine asynchrone.

B. Régulation de vitesse par un régulateur PI

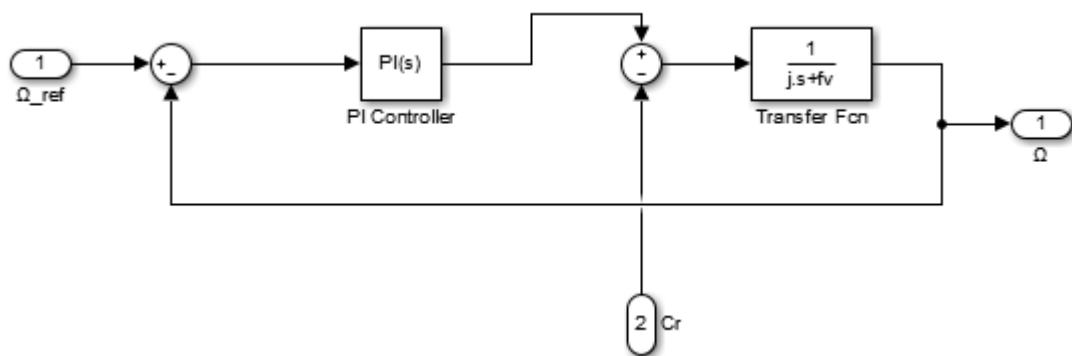


Figure 1. Structure générale d'un régulateur PI.

Le contrôle de la vitesse de rotation est effectué à partir des caractéristiques mécaniques de la machine asynchrone. A partir de l'équation mécanique de la machine (I.36) la fonction de transfert en boucle ouverte $F(s)$ liant la vitesse de rotation et le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$\Omega = \frac{1}{J \cdot s + f v} (C_{em} - C_r)$$

Annexes

De la figure on aura :

$$\Omega = \frac{1}{J \cdot s + fv} (C_{em} - C_r) \cdot \left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \right) \cdot (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J \cdot s + fv} \cdot C_r$$

D'où :

$$\Omega = \frac{K_p \cdot s + K_i}{J \cdot s^2 + (K_p + fv) \cdot s + K_i} \cdot \Omega_{ref} - \frac{s}{J \cdot s^2 + (K_p + fv) \cdot s + K_i} \cdot C_r$$

Le dénominateur de cette fonction de transfert est un système du deuxième ordre, assimilation avec la forme canonique $\frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$; on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + fv}{K_i} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases}$$

Dans le tableau qui suit on donne les valeurs du coefficient d'amortissement ξ ainsi que de la pulsation et le temps de réponse correspondant :

ξ	$\omega_n, t_{rep(5\%)}$
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

Tableau 2. Les valeurs normalisées de ξ , ω_n et t_{rep} .

On choisit :

$$\xi = 1$$

$$\omega_n = 4.75/t_{rep}$$

Avec $t_{rep} = 300$ ms

Références bibliographiques

- [1] **B. Malika**, « Minimisation Des Pulsations Du Couple Dans Une Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone », Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna.
- [2] **M. Salima**, « Commande Adaptative et Prédictive De La Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université De Constantine.
- [3] **Jean. Pierre et Jean-Paul Hautier**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », collection ; 7 électrotechniques ; éditions technique, France, 1995.
- [4] **Carlos Canudas de Wit** « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » tome 1, Editions Sciences Hermès, 2000.
- [5] **A. A. Pujol**, « Improvements In Direct Torque Control Of Induction Motors », Thèse de doctorat de l'Université Polytechnique de Catalogne, Espagne, 2000.
- [6] **A. Hamza & E. Kamel**, « Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) », Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de M'sila
- [7] **F.Labrique, G.seguier et R.bausiere**, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance», Editions Lavoisier. 1998.
- [8] **Kerrache Abdelaziz et Korichi Ahmed**, « Commande DTC-SVM Prédictive d'un moteur asynchrone à cage sans capteur mécanique », mémoire master 2014.
- [9] **G. Grellet, G. Clerc**, « Actionneurs électriques », Editions Eyrolles, 1997.
- [10] **G. Guy C.Guy**, « Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande », Edition Eyrolles, 2000.
- [11] **Do-Hyun Jang, Member, Dunck-Yong Yoon**, "Space-Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors", IEEE Tran. Ind. applicat, Vol. 39, N° 2, MARCH/APRIL, 2003.
- [12] **L. Baghli**, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques », Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [13] **Nik Rumzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim**, "Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004.
- [14] **MESLOUB Hayette**, "Commande DTC Prédictive d'Une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse Doctorat, Université de Biskra 2016.
- [15] **Y. A Chapuis**, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique ", Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996.

[16] **BELKACEM Sebti**, 'Contribution à la Commande Directe du Couple de La Machine à Induction', Thèse Doctorat, Université de Batna 2005

[17] **A. Maria**, "Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents". Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Novembre 2004.

[18] **M.K. Maaziz, E. Mendes, P. Boucher, D. Dumur**, "A new real-time control strategy for induction motors based on a reference control and rst predictive structure», EPE-PEMC'2000, Intern. Power Elect, and Motion Control Conf., pp. 6.1846. 189, Košice, Republique Slovaque, Septembre 2000.

[19] **P.Boucher, D.Dumur**, "La Commande prédictive", Edition Technique, Paris, 2000.

[20] **M.T. Khadir**, "Modélisation et commande prédictive des systèmes industriels'' Thèse doctorat université Annaba 2005.

[21] **E. G. Migliore**, "Commande Prédictive à Base de Programmation Semi Définie, " Thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2004.

[22] **P.Cortes, M.P. Kazmierkowski, R.Kennel, D.Quevedo**, "Predictive Control in Power Electronics and Drives ",IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol 55, No. 12, December 2008

[23] **A.Merabet**, "Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone, " Thèse doctorat université de Québec, Mai 2007.

[24] **Kennel, R.Rodriguez, J.Espinoza** (1984). High Performance Speed Control Methods for Electrical Machines: An Assessment. Elsevier.

[25] **G.Hafidi**, « Application de la commande prédictive non-linéaire à la commande de culture de bactéries escherichia coli ». Thèse de doctorat de l'université Paris-sud, 2008.